

**SİNYAL TEPE NOKTALARI YAKALAMA
ALGORİTMASI İLE AKTİF GÜRÜLTÜ KONTROLÜ**

**T.C. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
DOKÜMENTASYON MERKEZİ**

**DOKTORA TEZİ
Y. Müh. Süleyman GÖKOĞLU
(503952012)**

112208

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 21 Haziran 2001
Tezin Savunulduğu Tarih : 26 Kasım 2001

Tez Danışmanı : Prof.Dr. Ali G. GÖKTAN

Diğer Jüri Üyeleri : Prof.Dr. Murat EREKE

Prof.Dr. Ahmet GÜNEY

Prof.Dr. İrfan YAVAŞLIOĞLU (Y.T.Ü.)

Prof. Dr. Erdal EMEL (U.Ü.)

KASIM 2001

ÖNSÖZ

Günlük yaşam konforunun belirleyici parametrelerinden biri olan gürültü, gelişen teknoloji ve değişen şartlarla birlikte üzerinde her gün daha fazla çalışılan bir konu olmaya başlamıştır. Müzik, motorlu araçlar ve uyarı sistemleri gibi alanlarda ortaya çıkan ses seviyeleri ve ses kalitesi gibi konular bir miktar tartışmaya açık olmakla birlikte, rahatsızlık yaratan ve sağlığı tehdit edici boyuta varan gürültülerin yok edilmeye çalışılması ortak bir amaçtır.

Ev ve ofis gibi yaşam alanlarının yanısıra artık modern yaşam insanların büyük vakitlerini geçirdikleri araçların iç gürültü seviyesi de oldukça fazla önem taşımaktadır. Araç dış gürültü seviyesi için kanun yapıcılar çevre sağlığı açısından birtakım zorunluluklar getirmişlerdir. Ancak iç gürültü konusunda bilinen bir ülke dışında herhangi bir kısıtlama yoktur. Bu konu tamamen araç üreticilerinin rekabet dolayısıyla en iyi durumu yakalamaya çalışacakları prensibi ile serbest bırakılmıştır.

Aktif gürültü kontrolü konusu da yaşam konforunu ve sağlığı iyileştirmeye yönelik çalışmaların bir dalıdır. Yaklaşık 70 sene öncesine dayanan bir temele sahiptir. Başlangıçta uygulamaları havalandırma kanalları gibi basit geometrik yapılarda yapılmıştır. Daha sonra her gelişim gibi otomobil ve uçak teknolojisinde kendisine uygulama alanları bulmuştur.

Bu çalışmada da otomobil tekerlek/yol gürültüsü kontrolü için aktif gürültü kontrolü kullanılmış ve sinyal tepe noktaları yakalama algoritması ile yeni bir sistem oluşturulmaya çalışılmıştır. Sonuçlar öncelikle sanal ortamda, daha sonra gerçek şartlarda kaydedilmiş sinyaller ile laboratuvar ortamında oluşturulan bir deney düzeneğinde gözlenmiştir.

Çalışmanın ilk kısmı olan 1. Bölüm’de teknolojik gelişmelerin genel seyri ve aktif gürültü kontrolünün bu görüş kapsamındaki durumu verilmektedir.

2. Bölüm’de aktif kontrol konusunda geçmişten bugüne kadar yapılmış olan çalışmalar ile genel bir görüntü oluşturulmaya çalışılmıştır.

3. Bölüm, genel akustik bilgilerin özet halinde verildiği bir bölümdür.

4. Bölüm’de akustik dalgaların genel özellikleri, tek boyutlu dalga yayılımı ve denklemleri gibi konulara değinilmiştir.

Bunu takibeden 5. Bölüm ise aktif kontrolün ana prensibi olan ses alanları girişimlerinin ele alındığı bir bölümdür.

6. Bölüm’de dijital veri işlemleri ve sinyal işleme ile ilgili çok özet bilgiler yer almaktadır.

7. Bölüm, adaptif filtreleme konusunun ele alındığı bölümdür. Adaptif sinyal işleme prensipleri ve hesaplama şekilleri ile deney düzeneğine uyarlama konuları ortaya konulmaktadır.

8. Bölüm’de geri besleme prensipleri ve buna göre oluşturulan sistemin açıklamaları yer almaktadır.

9. Bölüm, tekerlek/yol gürültüsü bilgilerinin derlendiği bölümdür. Genel karakteristikleri ile tekerlek/yol gürültüsü ve araç üzerinde ne şekilde ölçülüp değerlendirildiği, etkileri gibi konular ele alınmıştır.

10. Bölüm’de boru içinde akustik sinyallerin davranışları ve hesaplamalar ile deney düzeneğinin boyutlandırması görülmektedir.

11. Bölüm uygulamaların açıklandığı ve oluşturulan algoritmaların çalışma prensiplerinin anlatıldığı bölümdür. Uygulama şekilleri ve basamakları burada verilmektedir.

12. Bölüm ise sonuç bölümüdür. Ele alınan sistemin çalışma sonuçları bu bölüm içinde irdelenmiştir.

Tüm çalışma sürecinde ışığını eksik etmeyen Prof. Dr. Ali G. GÖKTAN’a, yardım ve desteklerinden dolayı TOFAŞ firmasına, anlayış, sabır ve hoşgörülerinden dolayı sevgili aileme teşekkürlerimi sunarım

Haziran 2001

Süleyman GÖKOĞLU

İÇİNDEKİLER

KISALTMALAR	vii
ŞEKİL LİSTESİ	viii
SEMBOL LİSTESİ	xi
ÖZET	xii
SUMMARY	xiv
1. GİRİŞ	1
1.1. Giriş ve Çalışmanın Amacı	1
2. AKTİF KONTROL	5
2.1. Uygulama ve Gelişmeler	5
3. GENEL AKUSTİK BİLGİLERİ	14
3.1. Akustiğin Temelleri	14
3.1.1. Ses hızı	14
3.1.2. Dalga boyu ve frekans	14
3.1.3. Desibel ve akustik basınç	16
3.2. İşitme Sistemi ve Ölçüm Cihazları	17
3.2.1. İşitme aralığı	17
3.2.2. Ses seviyesi ölçer frekans ağırlıkları	17
3.2.3. Entegrasyon zamanı	18
3.3. Kaynak Çeşitleri ve Gürültü Türleri	18
3.3.1. Düzlem kaynak	18
3.3.2. Nokta kaynak	19
3.3.3. Çizgi kaynak	20
3.3.4. Pembe ve beyaz gürültü	21
3.4. Kapalı Ortamlarda Ses Ölçümü	22
3.5. Frekans Analizi	22
3.6. Ne Duyarız	24
3.7. Ses Seviyelerinin Toplamı ve Farkı	24
4. AKUSTİK DALGALARIN ÖZELLİKLERİ	25
4.1. Genel Prensipler	25
4.2. Tek Boyutlu Dalga Denklemi	27
4.3. Tek Boyutlu Dalga Denklemlerinin Çözümü	29
4.4. Doğrusallık ve Süperpozisyon İlkesi	32
4.5. Özgün Akustik Empedans	33
4.6. Akustik Enerji Yoğunluk ve Şiddeti	35

5. DÜZLEMSEL DALGA SES ALANLARINDA GİRİŞİM	38
5.1. Sonsuz Bir Tüp İçinde Tek Kutuplu Düzlem Kaynak	38
5.2. Tek Kutuplu Bir İkinci Kaynak Kullanarak Yayılmının Kesilmesi	40
6. DİJİTAL VERİ İŞLEMLERİ	45
6.1. Dijital Sinyal İşleme	45
6.1.1. Gerçek zaman işlemleri	45
6.2. Veri Toplama	45
6.2.1. Bilgisayarlar	46
6.2.2. Sensörler	46
6.2.3. Sinyal şartlandırma	47
6.2.4. Çözünürlük	47
6.2.5. Oran	48
6.2.6. Anti aliasing filtre	48
7. ADAPTİF FİLTRELER	49
7.1. Adaptif Filtre Uygulamaları	51
7.1.1. Adaptif Kestirim	51
7.2. Adaptif yapıların ve algoritmaların çalışma prensipleri	51
7.3. FIR ve IIR Filtreler	52
7.3.1. Çapraz yapıda filtreler	52
7.4. Adaptif Sinyal İşlemede Z-Dönüşümü	53
7.5. Transfer Fonksiyonları	54
7.6. Frekans Cevabı	55
7.7. Adaptif Algoritma	57
7.7.1. Ortalama hata karesi (MSE) prensibi ve optimal filtre tasarımı	57
7.7.2. Basamaklı düşme metodu	60
7.7.3. LMS algoritması	60
7.8. İkinci Yol Etkisi	62
7.9. Filtrelenmiş-X LMS Algoritması	64
7.10. Off-Line Modelleme Tekniği	66
8. GERİ BESLEME AKTİF GÜRÜLTÜ KONTROLÜ	68
8.1. Adaptif Olmayan Klasik ANC	68
8.2. Tek Kanal Adaptif Geri Besleme ANC Sistemler	69
8.3. Algoritma Analizi	72
8.4. Örnekleme Oranı ve Filtre Uzunluğu	75
8.5. Gecikme	
9. TEKERLEK/YOL GÜRÜLTÜSÜ VE AKTİF KONTROL	77
9.1. Genel Karakteristik ve Ölçüm Metodları	77
10. BORU VE KANAL İÇİNDE AKUSTİK	84
10.1. Hesaplama Yöntemleri ve Boyutlandırma	84
11. SİNYAL TEPE NOKTALARI YAKALAMA ALGORİTMASI İLE AKTİF GÜRÜLTÜ KONTROL SİSTEMİ	88

11.1. Aktif Gürültü Kontrol Sistemi - Donanım	89
11.2. Aktif Gürültü Kontrol Sistemi - Yazılım	95
11.3. Aktif Gürültü Kontrol Sistemi - Algoritma	95
12. SANAL VE GERÇEK ORTAMDA UYGULAMA SONUÇLARININ İRDELENMESİ	105
12.1. Sinyal Tepe Noktaları Yakalama Algoritması ile Sanal Ortamda Aktif Gürültü Kontrolü	105
12.2. Sinyal Tepe Noktaları Yakalama Algoritması ile Gerçek Ortamda Aktif Gürültü Kontrolü	109
12.3. Sonuç	
KAYNAKLAR	116
ÖZGEÇMİŞ	129



KISALTMALAR

ADC	: Analog – Digital Converter (Analog – Dijital Dönüştürücü)
ANC	: Active Noise Control (Aktif Gürültü Kontrolü)
DAC	: Digital – Analog Converter (Dijital – Analog Dönüştürücü)
DSP	: Digital Signal Processing (Dijital Sinyal İşleme)
FFT	: Fast Fourier Transform (Hızlı Fourier Dönüşümü)
FIR	: Finite Impulse Response (Sonlu Impuls Cevabı)
FRF	: Frequency Response Function (Frekans Cevap Fonksiyonu)
FXLMS	: Filtered – XLMS (Filtrelenmiş – XLMS)
IIR	: Infinite Impulse Response (Sonsuz Impuls Cevabı)
LMS	: Least Mean Square (En küçük hata karesi)
MSE	: Mean Square Error (Ortalama Hata Karesi)
NR	: Noise Rating (Gürültü Derecesi)
SPL	: Sound Pressure Level (Ses Basıncı Seviyesi)
WN	: White Noise (Beyaz Gürültü)

ŞEKİL LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 1.1 : Teknolojik değişim sıralaması	1
Şekil 1.2 : Aktif gürültü kontrolü temel uygulama alanları ve avantajları	2
Şekil 1.3 : İki eğrinin kesişim noktasında yeni teknoloji eski teknolojinin yerini almaya başlamaktadır	3 4
Şekil 1.4 : Pasif teknoloji olgunlaşma aşamasını tamamlamıştır ve kendi karmaşıklık sınırına varmak üzeredir. Aktif teknoloji ise daha karmaşık ve yüksek fonksiyonellikle henüz kendi karmaşıklık sınırından daha uzaktadır	
Şekil 3.1 : Dalga formu	15
Şekil 3.2 : Düzlem kaynak	18
Şekil 3.3 : Düzlem kaynaktan yayılan ses dalgaları	19
Şekil 3.4 : Küresel dalgaların nokta kaynaktan çoğalımı	19
Şekil 3.5 : Sesin nokta kaynaktan yayılımı	20
Şekil 3.6 : Küresel bir kaynaktan yayılan ses dalgaları	20
Şekil 3.7 : Çizgisel bir kaynaktan sesin ayılımı	21
Şekil 3.8 : Çizgisel bir kaynaktan yayılan ses dalgaları	21
Şekil 3.9 : Kapalı bir ortam içinde ses basıncı değişimi	22
Şekil 3.10 : Ses sinyalleri ve spektrumları	23
Şekil 3.11 : Ses seviyeleri için toplama ve çıkarma işlemleri	24
Şekil 4.1 : Tek boyutta basınç değişimi	25
Şekil 4.2 : Yoğunluğun fonksiyonu olarak basıncın değişimi	26
Şekil 4.3 : Kontrol hacmi	27
Şekil 4.4 : Tüp içinde basınç dalgalanmaları	30
Şekil 5.1 : Lueg tarafından tasarlanan sistem	38
Şekil 5.2 : Tüp duvarındaki hoparlör tek kutuplu düzlem kaynak olarak idealize edilir	39
Şekil 5.3 : Tek kutuplu düzlem kaynak tarafından yaratılan dalga alanını tanımlayan koordinat sistemi	39
Şekil 5.4 : Sonsuz uzunlukta bir boru içinde birinci ve ikinci tek kutuplu kaynaklar	41
Şekil 5.5 : İkinci kaynağın, ön tarafında bulunan ($x > L$) ses alanını sıfır yapmak için yarattığı sinyalin zaman domeninde gösteriminde dalganın yayımlanmaya başladığı t anı (a) durumunda, $t+L/c_0$ zaman sonraki hali (b) durumunda, net sonuç (c) durumunda görülmektedir	43
Şekil 5.6 : Birinci ve ikinci kaynaklardan yayımlanan harmonik basınç hareketlerinin bir çevrim esnasındaki durumu	44
Şekil 6.1 : Tipik bir bilgisayar tabanlı veri toplama sistemi	46
Şekil 6.2 : 3 bit çözünürlük ile oluşturulmuş bir dijital sinüs sinyali	48
Şekil 7.1 : Adaptif filtre genel formu	49

Şekil 7.2	: NI-DAQCard 1200 Analog/Dijital dönüştürücü ve karakteristik bilgileri	50
Şekil 7.3	: Adaptif kestirim algoritmasının blok diyagramı	51
Şekil 7.4	: Çapraz filtre yapısı	53
Şekil 7.5	: Eşdeğer dijital sinyal işleme diyagramları	55
Şekil 7.6	: Bir dijital filtrenin frekans cevabı ve birim çemberi	57
Şekil 7.7	: $L=2$ için üç boyutlu performans yüzeyi	59
Şekil 7.8	: İkinci iletim yolunun etkisi	62
Şekil 7.9	: Deney düzeneği üzerinde sistem şeması	63
Şekil 7.10	: Filtrelenmiş-X LMS algoritması sistem şeması	64
Şekil 7.11	: Off-line ikinci yol modellemesi için deneysel durum gösterimi	66
Şekil 8.1	: Tek kanallı geri besleme ANC sistemi	68
Şekil 8.2	: Tek kanal geri besleme sistemi	70
Şekil 8.3	: Referans sinyal yaratma tekniği	70
Şekil 8.4	: FXLMS algoritması kullanan ANC sistem şeması	71
Şekil 8.5	: Geri besleme ANC sistem şeması	72
Şekil 8.6	: Adaptif kontrol algoritmaları	74
Şekil 9.1	: Tekerlek/yol gürültüsüne ait frekans spektrumları	78
Şekil 9.2	: Yavaşlayan bir araca ait tekerlek/yol gürültüsü sinyallerinin zaman domeninde gösterilişi	78
Şekil 9.3	: Düz ve pürüzlü yollarda kabin içinde ve lastik yanında alınmış olan gürültü değerlerine göre; a) Transfer fonksiyonları, b) Koherens fonksiyonları	79
Şekil 9.4	: a) ve b) Araç dışına mikrofon bağlantı şekli, c) Tekerlekten devir sayısı-hız bilgisini almak için kullanılan sensörün konumu	80
Şekil 9.5	: Önde sürücü sağ kulağı hizasında ve arkada yolcu sağ kulağı hizasında yerleştirilmiş mikrofonlar	81
Şekil 11.1	: Aktif gürültü kontrol sistemi deney düzeneği	89
Şekil 11.2	: Sistemde kullanılan dizüstü bilgisayar	90
Şekil 11.3	: Dijital/Analog – Analog/Dijital sinyal dönüştürücü PCMCIA kart	90
Şekil 11.4	: Kart ile analog sinyal iletişimini sağlayan şerit kablo	91
Şekil 11.5	: Analog sinyal giriş-çıkış kapısı, bağlantı adaptörü	92
Şekil 11.6	: Sinyal jeneratörü ve dijital osiloskop	92
Şekil 11.7	: Gürültü a) ve kontrol b) hoparlörleri	93
Şekil 11.8	: Kontrol sisteminde kullanılan mikrofon	93
Şekil 11.9	: Teyp (üstte) ve sinyal güçlendirici ünite (altta)	94
Şekil 11.10	: a) Basit tek kanal geri beslemeli bir adaptif algoritma blok diyagramı, b) Diyagramın yazılıma uyarlanmış şekli	96
Şekil 11.11	: Basit tek kanal geri beslemeli ve tepe noktalarını yakalama algoritması olan bir adaptif algoritma	97
Şekil 11.12	: Aktif gürültü kontrolü, transfer fonksiyonu bulma kısmı	98
Şekil 11.13	: Aktif gürültü kontrolü tepe noktası yakalama ve adaptif kontrol kısmı	99
Şekil 11.14	: Deney düzeneğine ait, hata mikrofonu ile kontrol hoparlörü arasındaki transfer fonksiyonu ve koherens fonksiyonu	100
Şekil 11.15	: Aktif gürültü kontrol programı kullanıcı arayüzü	102
Şekil 11.16	: Veri noktalarının kayar belleklerde saklandığı bir adaptif algoritma	103

Şekil 12.1	: Sinyallerin zaman domeninde gösterilişi	106
Şekil 12.2	: Sinyallerin frekans domeninde gösterilişi	107
Şekil 12.3	: Ortamda başlangıçta bulunan $X(n)$ gürültü sinyali ile sistem çalıştırıldığında duyulması beklenen “ $WN+E(n)$ ” gürültü sinyallerinin frekans spektrumlarının karşılaştırılması	108
Şekil 12.4	: Saf sinüs sinyalleri ile gerçek şartlarda elde edilen sonuçların zaman domeninde görünüşü	110
Şekil 12.5	: Saf sinüs sinyalleri ile gerçekleştirilen kontrol işlemine ait frekans spektrumu	110
Şekil 12.6	: Yol gürültü sinyalinin zaman domeninde gösterilişi	111
Şekil 12.7	: Aktif gürültü kontrol algoritmasından çıkan yol gürültü sinyalinin zaman domeninde gösterilişi	112
Şekil 12.8	: Kontrol sistemi çalışmadan önce ve çalıştıktan sonraki durumlar için yol gürültü sinyallerine ait frekans spektrumları	112
Şekil 12.9	: a) Klasik adaptif kestirimli aktif gürültü kontrolü ile elde edilen sonuç, b) Tepe noktaları yakalama algoritması ile elde edilen sonuç	114



SEMBOL LİSTESİ

A	: Genlik [m]
E	: Ortam elastisite modülü [kg/ms^2]
I	: Akustik şiddet [W/m^2]
L	: Filtre derecesi
P	: Akustik basınç [Pa]
S	: Akışkan eleman kesit alanı [m^2]
T	: Periyot [s]
W	: Akustik güç [W]
c	: Ses hızı [m/s]
e	: Enerji yoğunluğu
f	: Frekans [Hz]
k	: Sabit
l	: Uzunluk [m]
n	: Zaman indisi
q	: Akış
r	: Yarıçap [m]
t	: Zaman [s]
u	: Parçacık hızı [m/s]
w	: Filtre ağırlık vektörü
D(z)	: Birinci yol transfer fonksiyonu ile çarpılmış giriş sinyali
E(z)	: Hata sinyali frekans cevabı
H(z)	: Kapalı çevrim transfer fonksiyonu
P(z)	: Birinci akustik yol frekans cevabı
S(z)	: İkinci akustik yol transfer fonksiyonu
$\hat{S}(z)$	: S(z) İkinci yol tahmini transfer fonksiyonu
W(z)	: Adaptif filtre frekans cevabı
X(z)	: Girdi sinyali frekans cevabı
Y(z)	: Adaptif filtre çıktı sinyali frekans cevabı
d(n)	: İstenen sinyal
e(n)	: Hata sinyali
x(n)	: Filtre giriş sinyali
y(n)	: Filtre çıkış sinyali
Ω	: Açısal frekans [rad/s]
δ	: Zaman gecikmesi [s]
ϕ	: Faz açısı
λ	: Dalga boyu [m]
μ	: Adaptif filtre basamak büyüklüğü
θ	: Sinyal açısı
ρ	: Ortamın yoğunluğu [kg/m^3]
ξ	: Ortalama hata karesi
∇	: Gradyen
ω	: Açısal frekans [rad/s]

TEPE NOKTALARI YAKALAMA ALGORİTMASI İLE AKTİF GÜRÜLTÜ KONTROLÜ

ÖZET

Yapılmış olan bu çalışmada aktif gürültü kontrol sistemi yeni bir yaklaşımla araç tekerlek/yol gürültüsünü azaltma amacıyla kullanılmıştır

Aktif kontrol yönteminin temeli 1930'lu yıllara dayanmaktadır. Teknolojik gelişmelerin, özellikle dijital sinyal işleme yöntemlerinin ortaya çıkması ve müthiş bir hızla ilerlemesi ile beraber pek çok alanda olduğu gibi aktif kontrol alanında da 70 yıl önce bu temeli atanların hayal edemeyeceği seviyelere gelinmiştir.

Özellikle elektronik haberleşme konusunda ağırlıklı olarak kullanılan aktif kontrol yöntemi bu çalışmada bir aracın tekerlek yol etkileşiminden kaynaklanan ve araç içinde uğultu olarak nitelenen yaklaşık 1 kHz'e kadar karakteristik frekansları görülen nispeten geniş bandlı gürültüleri kontrol amacı ile kullanılmaktadır.

Genelde otomobil üzerinde yapılan aktif gürültü kontrolü uygulamaları motor ve aktarma organları gibi birbirinin tekrarı şeklinde birtakım seslerin toplamından oluşan bir karakteristik gösteren gürültüler üzerinde yaygın olarak görülmektedir. Bunun sebebi, bu sistemin temelini oluşturan adaptif kontrol algoritmalarının en iyi şekilde bu tip harmonik karakterde seslerin işlenmesinde kullanılabiliyor olmasıdır. Tekerlek/yol gürültüsü ise harmonik birtakım bileşenlerin yanında bünyesinde rastlantısal karakterde gürültüleri de taşıyan bir sinyaldir.

Bu çalışmada adaptif kontrolün uygulama alanlarından biri olan adaptif kestirim yapısı kullanılmıştır. Bu yapının esası, önceden alınmış ve karakteri belirlenen bir sinyalin bir sonraki adımında tekrar edileceği varsayımına dayanmaktadır. Bu şekilde işlenen sinyaller ile esas gürültü sinyallerine zıt fazda bir ters gürültü yaratılarak ortamın genel gürültü seviyesi düşürülmeye çalışılmaktadır. Sistem bir geri besleme sistemidir. İleri besleme sistemlerden en büyük farkı gürültü sinyalini algılayacak olan farklı bir sensör bulunmaması, tüm algılama işleminin tek bir mikrofon ile yapılmasıdır. Bu durumda toplam gürültü sinyali genliğinin sürekli en az seviyede tutulması ihtiyacı oluşmaktadır. Bunu sağlayan hesaplama rutini ise filtrelenmiş-XLMS algoritmasıdır.

Çalışmalarda, laboratuvar ortamında oluşturulmuş olan, PVC borular, hoparlörler, mikrofon ve çeşitli ölçü-kontrol cihazlarından oluşan bir deney düzeneği kullanılmıştır. Ana yayılım ortamı olarak boruların kullanılmasının sebebi, ses dalgalarının tek boyutlu bir ortamda hareketini temin etmek, dolayısıyla ortam şartlarını kontrol altına almak ve hesaplama boyutlarını küçültmektir. Bu şekilde deney düzeneğinin bir ucundan verilen gürültü sinyalleri bir başka noktada bir kontrol gürültüsü ile azaltılmaya çalışılmaktadır.

Kontrol sistemi bir dizüstü, bilgisayar üzerinde çalışan National Instrument firmasının LabView yazılımı ile oluşturulmuştur. Hesaplama ortamına sinyallerin dijital formatta alınıp deney ortamına analog formatta verilmesi yine aynı firmanın bir analog-dijital dönüştürücü kartı vasıtasıyla yapılmaktadır.

Oluşturulmuş olan algoritmanın klasik adaptif kestirim geri besleme algoritmalarından en önemli farkı ve yeniliği, bir sinyal tepe noktası yakalama işleminin devreye sokulmuş olmasıdır. Bu tür bir işleme ihtiyaç duyulmasının sebebi, tekerlek/yol gürültüsünün önceden de belirtilmiş olan, içinde rastlantısal sinyaller de bulunan karakteristiğidir. Bu karakteristikte bir sinyalin klasik adaptif kestirim yöntemi ile kontrolü esnasında algoritma, toplam sinyal içindeki periyodik birtakım bileşenlerle birlikte rastlantısal kısmı da yoketmeye çalışacaktır. Bu ise rastlantısal sinyallerin doğasından ötürü imkansız bir durumdur. Toplam sinyal içindeki periyodik kısımların genliklerinde bir azalma olmakla beraber, rastlantısal kısmın genliği tahmin edilemezlikten dolayı artacaktır. Yani toplam gürültü içinde belli karakteristiği olan ve tekrarlı sesler azalacak fakat belirsiz karakteristiği olan sesler artacaktır. Bunu çözenin bir yolu bu rastlantısal kısımları hiç işin içine katmamak, yani sadece belli karakteristiği olan sinyalleri işleme sokmaktır. Bu durumda, rastlantısal kısım olduğu gibi kalacak diğer yandan periyodik sinyallerin genlikleri de azalacaktır. Bunu yapmanın yolu toplam gürültü sinyali içinde belli tepeler oluşturan bu bileşenlerin yakalanmasıdır.

Sistem çalıştırılmaya ilk başladığında fiziksel ortamın bir tanımlaması yapılmakta, yani kontrol kaynağı ile algılama noktası arasındaki ortamın transfer fonksiyonu bulunmaktadır. Bu bilgi daha sonra kontrol sinyali ortama verilirken kullanılmaktadır. Sinyaller analiz ortamına alındıktan sonra Fourier dönüşümü ile frekans bileşenlerine ayrılmakta ve bu sayede de belli karakteristiğe sahip olanlar ortaya çıkarılmaktadır. Daha sonra, belli bir seviyenin üstünde olan bu karakteristikteki sinyaller tepe noktaları yakalama algoritması ile seçilerek adaptif kontrol işlemine tabi tutulmakta ve toplam gürültü sinyali en az olacak şekilde bir ters gürültü sinyali yaratılarak tekrar ortama verilmektedir.

Sistemin ilk denemeleri sanal ortamda yaratılan gürültü ve kontrol sinyalleri ile yapılmıştır. Doğru çalıştığı görüldükten sonra, gerçek şartlarda fakat tek sinüs bileşeninden oluşan bir sinyal kullanılmıştır. Bu şekildeki bir denemede ele alınan frekansta yaklaşık 25 dB bir düşme kaydedilmiştir. Bundan sonra ise araç içinde kaydedilmiş tekerlek/yol gürültü sinyali sisteme yüklenerek sonuçlar gözlenmiştir.

Gerçek tekerlek/yol gürültü sinyallerini işlemekte, oluşturulan sistemin yavaş kaldığı ve istenen neticeyi vermediği görülmektedir. Bunun en büyük sebeplerinden biri, algoritmada kullanılan kayar bellek veri dizinlerinin çok yavaş işleme sokulabilmesidir. Bundan başka, kullanılan analog-dijital/dijital-analog dönüştürücü kartın sinyal işleme kapasitesi de ele alınan karakterde ve frekansta sinyalleri işlemekte yetersiz kalmaktadır.

Tüm bunların dışında, oluşturulan sistemin sağlıklı olarak çalıştığı belli birtakım şartlar dahilinde gözlenmiş ve doğrulanmıştır. Daha da iyileştirme noktasında; kapasitesi daha yüksek ve daha hızlı işlemciler ile ve işlemciye daha az yük düşüren algoritmalar ile bu sistemin daha iyi sonuç verebileceği öngörülmektedir.

ACTIVE NOISE CONTROL BY PEAK PICKING ALGORITHM

SUMMARY

A new approach has been studied to reduce car tire and road noise level by means of an active noise control method in this thesis.

The fundamentals of the active control system were established in the 1930s. New technologies made it possible to replace primitive methods that employed analog devices and setups recently.

The active control system can be applied to a wide variety of problems in telecommunications. This study intends to use this method for booming noise control which signifies a broad band noise up to about 1 kHz.

The active noise control methods in automotive applications especially aim at eliminating periodic noise such as engine and powertrain noise. The reason of this inclination is the ease of using feedback and feedforward adaptive control for controlling harmonic noise. The tire road noise, on the other hand, has a complex characteristic that contains periodic and random noise at the same time.

In this study, the adaptive prediction structure has been used for canceling components of the total noise with periodic nature. Since the periodic noise components have a predictable nature, the system can correlate the signals to produce the essential anti-noise signals. The absence of a reference sensor that senses the primary noise signal is the main difference between feedback and feedforward controls. The composite noise signal that signifies a final error in the system is sensed by a microphone in front of the control speaker. In this case, there is a need to handle the error signal at a minimum level. This minimization routine is provided by the filtered-XLMS algorithm.

The test setup has been established in a laboratory environment by means of PVC tubes, microphones, speakers, and signal processing devices. The main reasons for using tubes are to obtain one-dimensional propagation of sound waves and to simplify the calculations.

The control process has been performed by the LabView software of National Instruments and the data acquisition card of the same brand.

The insertion of a peak picking routine in a classic adaptive predictive feedback algorithm is the main contribution of this study. The classical algorithm is unable to reduce random noise due the broadband and complex characteristics of the tire/road noise. The periodic signals can be eliminated only if they are separated from random components. The peak-picking algorithm makes this selection possible. The periodic noise is computed while random components remain out of the control system.

When the system starts functioning, the transfer function is found between the control speaker and the microphone. This information is used to compute anti noise signals afterwards. The Fourier transformation is performed to transform the signals from time to frequency domain. The main components have been selected by means of the peak-picking algorithm in this frequency domain. The selected peak-based anti noise signals are then created by adaptive XLMS algorithm.

The first experiments have been performed virtually on the computer. Once the confidence of the system in these virtual experiments was verified, a reduction of about 25 dB for only one sinus signal was achieved in real condition. The final step was to observe the results for real tire/road noise signals that have been recorded in a test car.

It has been observed that the system has an insufficient capacity to elaborate complex signals such as tire/road noise. The inability of shift registers to handle the signals and the unconformity of the data-acquisition card to convert the acoustic signals are the main reasons for this lack of success.

Nevertheless, it was noticed that the system works well in some specific conditions. The system can be improved using a processor with higher capacity and with algorithms that require less space within the processors.



1. GİRİŞ

1.1 Giriş ve Çalışmanın Amacı

Gürültü kontrolü günlük hayatın en önemli konfor parametrelerinden biridir. Bunların içinde en baskınları da makina ve motor gürültüleridir. Bu gürültülerin alçak frekanslı karakteristik gösterenlerinin yani uzun dalga boylarına sahip olanlarının geleneksel izolasyon yöntemleri ile kontrolleri güçtür. Bu gibi durumlarda “Aktif Gürültü Kontrolü (ANC)” en başarılı uygulama sonuçlarını vermektedir. Bu yöntemin en temel prensibi, istenmeyen gürültü ile girişim yapan ikinci bir gürültü sinyali yaratarak net ses basıncı değerini düşürmektir.

Bu uygulama, gürültü ve titreşim konusunda paralel olarak görülmektedir. Baştan beri kaydedilen ilerlemeler her iki dalda da benzerlikler göstermektedir. Aktif gürültü ve titreşim kontrolü 1930’lu yılların başlarından beri mühendislerin ilgisini çeken bir konu olmuştur. Buna rağmen ucuz dijital sinyal işleyicilerin yaygınlaşmaya başladığı 1980 yıllarına kadar çok yaygın uygulama alanları bulunamamıştır. Bu tarihten sonra ise çok hızlı bir yükselişle kullanım alanları üzerindeki araştırmalar artmaya başlamıştır. Teknoloji, üzerinde henüz ilkel araştırmaların sürmekte olduğu “akışkan” fazdan, yenilik ve uygulamaların üzerine çalışıldığı “geçiş” fazına doğru ilerlemiştir (Şekil 1.1).

Teknolojik Değişim:

Akışkan Faz:

- Olgunlaşmamış Teknoloji
- Ürünler Arasındaki Farklılıkların Büyüklüğü
- Yüksek Fiyat
- Fazla Sayıda Şirket

Geçiş Fazı:

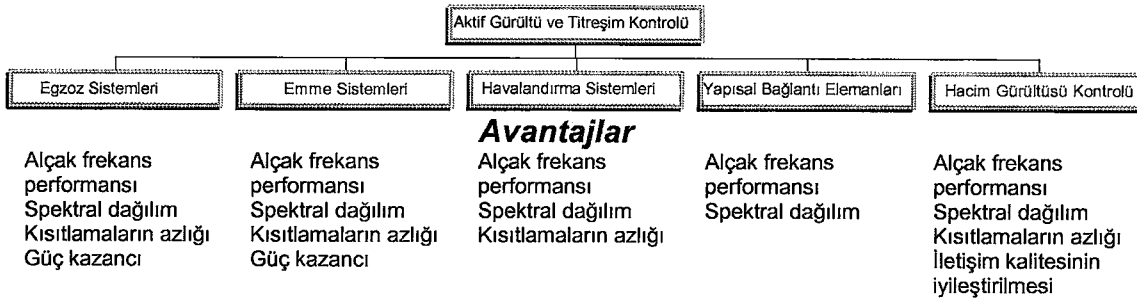
- Baskın Teknoloji Olarak Ortaya Çıkma
- Teknolojinin İyileştirilmesi
- Üretim Sürecinin Geliştirilmesi
- Şirketlerde Belirgin Ayrılımların Olması

Özgün Faz:

- Oturmuş Endüstri
- İyileşmelerin Artışı
- Pazar Lideri Konumunda Firmaların Ortaya Çıkması

Şekil 1.1: Teknolojik değişim sıralaması [42].

Aktif gürültü kontrolünün en yaygın kullanılmaya çalışıldığı alanlar otomobil ve uçak kabinleri, otomobil egzoz sistemleri, sanayide kullanılan havalandırma kanalları, ağır iş makinelerinde çalışan operatörlerin ve pilotların kulaklıkları vb. konulardır. Bunlar gruplarına göre avantajları ile birlikte Şekil 1.2’de gösterilmektedir. Burada ön planda tutulması gereken husus, alçak frekansta çalışıldığı için uğultu ve vonlama gibi gürültülerin yokedilmeye çalışılmasıdır. Oysaki konuşma ve uyarı sinyalleri yüksek frekanslı sinyallerdir ve bu durum bu teknolojinin prensipleri ile birebir uyuşmaktadır.



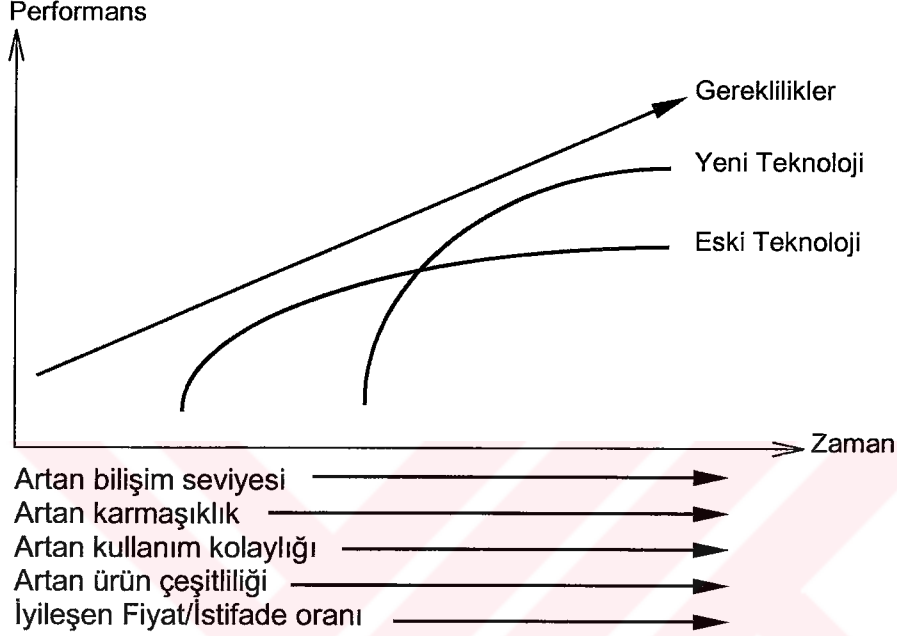
Şekil 1.2: Aktif gürültü kontrolü temel uygulama alanları ve avantajları [42].

Teknolojiler belli ihtiyaçları karşılamak için geliştirilirler. Fakat çoğu zaman bunların tamamı ihtiyaçların tümüne birden cevap veremez. Bu durum Şekil 1.3’de görülmektedir. Yeni geliştirilen bir teknoloji başlangıçta ihtiyaçları karşılamakta eskiye göre yeterli olgunluğa sahip değildir. Bununla birlikte zamanla gelişen ihtiyaçlar ve performans istekleri de eski teknolojinin bunlara cevap verebilmesini güçleştirir.

Benzer olarak aktif gürültü ve titreşim kontrol sistemleri de başlangıçta kısıtlı uygulama alanları ve yüksek fiyatlarıyla az bir kullanım alanı bulmuşlardır. Özellikle gelişen teknoloji ile birlikte ortaya çıkan alçak frekans gürültüleri bu alana olan ilgiyi zamanla artırmıştır. Buna, sistemin esnekliği ve diğer teknolojik alanlardaki gelişimlerin yardımları da eklenince başlangıçta zayıf olan yönler güçlenmeye başlamış ve sistemin kullanılabilirliği artmıştır.

Gelişen teknoloji ile ortaya çıkan bir başka dikkate değer nokta da sistemlerin karmaşıklığıdır. Kullanım ihtiyaçlarına en yüksek düzeyde cevap verebilecek şekilde geliştirilen sistemlerin iç kısmı gittikçe karmaşık hale gelirken, dış kısmının kullanım kolaylığı açısından olabildiğince basit olması aranmaktadır. Aktif gürültü ve titreşim kontrol sistemleri için de aynı durum sözkonusudur. Programlanabilir ve programları güncellenebilir bilgisayar tabanlı sistemler oldukça karmaşık yapılarda olabilmektedirler. Pasif sistemlerle karşılaştırıldığında; yeterli olgunluğa sahip,

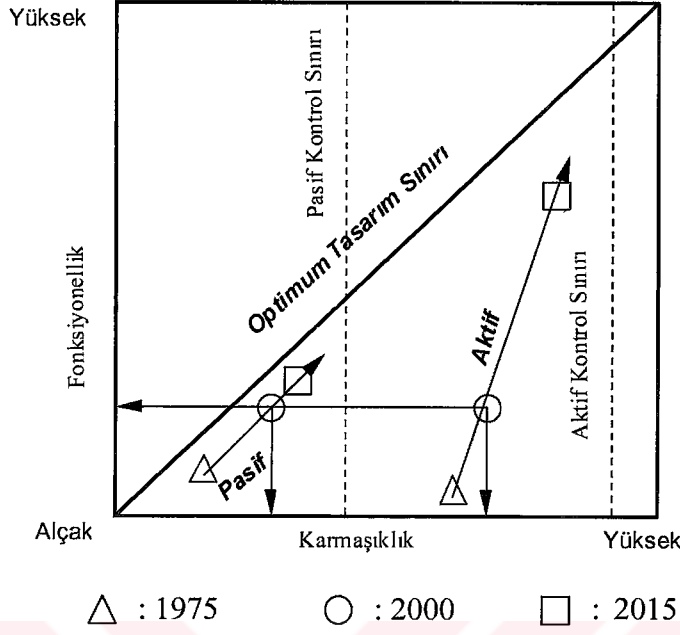
kullanım alanı ve şekil açısından yerini bulmuş olan pasif sistemler karşısında aktif sistemlerin karmaşıklığı ortadadır. Sistemin yaygın olarak tanınmaya başladığı yıl olan yaklaşık 1975’de bu karmaşıklık beraberinde kullanım zorluğunu da taşımaktadır. Bugünlere gelindiğinde sistemin karmaşıklığı ile birlikte kullanım kolaylığının da arttığı görülmektedir. Bundan ötesi ise teknolojik sınırlara bağlı olarak görülecektir. Bu durum Şekil 1.4’de özetlenmektedir.



Şekil 1.3: İki eğrinin kesişim noktasında yeni teknoloji eski teknolojinin yerini almaya başlamaktadır [42].

Bu çalışmada ele alınan konu ise yine benzeri bir uygulama olup rastlantısal sinyaller arasından seçilen periyodik alçak frekanslı gürültülerin yokedilmeye çalışılmasıdır. Burada yola çıkılan esas fikir, otomobil yol gürültüsü gibi hem yol pürüzlülüklerinden, rüzgardan ve çeşitli düzensiz gürültü kaynaklarından yayılan seslerden hem de lastik deseni ve dönen aksamın oluşturduğu periyodik sinyallerden oluşan bir gürültüde bu periyodik olan kısmı yoketmeye çalışmaktır. Bu işlem yapılırken bu konuda şu ana kadar yapılmış olan çalışmalarda kullanılmış geleneksel adaptif geri besleme algoritması kullanılacak fakat bunlardan farklı olarak ve ilk kez bir sinyal tepe noktası yakalama işlemi devreye sokularak sadece bu periyodik sinyaller adaptif filtreleme işlemine tabi tutulacak ve yokedilmeye çalışılacaktır. Sinyalin arta kalan rastlantısal kısımları işleme alınmadan olduğu gibi bırakılacaktır. Bunun sebebi, rastlantısal sinyallere sistemin doğası gereği cevap verememesi, bunlara karşı olarak yarattığı anti-gürültü ile toplam gürültü seviyesini daha da artırmasıdır. Kurulan algoritmadan beklenen fayda, sistemin rastlantısal sinyallerle

uğraşmasına gerek kalmadığı için daha düşük filtre dereceleri ile ve daha hızlı olarak çalışabilmesidir.



Şekil 1.4: Pasif teknoloji olgunlaşma aşamasını tamamlamıştır ve kendi karmaşıklık sınırına varmak üzeredir. Aktif teknoloji ise daha karmaşık ve yüksek fonksiyonellikle henüz kendi karmaşıklık sınırından daha uzaktadır [42].

Sistemde kullanılan algoritma “National Instrument” firmasının “LabView” yazılımı ile oluşturulmuştur. Analog giriş ve çıkış işlemleri yine aynı firmanın bir analog-dijital dönüştürücü kartı olan “DAQ 1200” kartı vasıtasıyla yapılmaktadır. Bu kartın seçilmesinin sebebi iki adet analog giriş ve iki adet analog çıkışa sahip olan ve dizüstü bir bilgisayara monte edilebilen tek kart olmasıdır. Çalışmalarda dizüstü bilgisayar kullanılmasının sebebi ise çalışma şartlarını daha esnek ve konumdan bağımsız hale getirmektir.

2. AKTİF KONTROL

2.1 Uygulama Ve Gelişmeler

Aktif gürültü ve titreşim kontrolü konusundaki gelişmelere bakmadan önce konunun karakteristiklerini ortaya koymak faydalı olacaktır. Burada ilgilenilen frekans aralığı sağlıklı bir insanın duyma eşiğini belirleyen 20 Hz ile 20 kHz arasındadır. Bu aralık içinde 1 kHz'in üzerindeki etkiler pasif kontrolün ilgisi dahiline girmektedir. Bu aralığın altında, 50 Hz ile 1 kHz arası ise aktif kontrol uygulamaları için uygundur. Aktif kontrol uygulamalarında genellikle önem taşıyan haller sürekli durum değişimine uğrayan değil, daha durağan bir seyir izleyen hallerdir. Buradan hareketle, uygulama alanı olarak seçilen konulara bakıldığında başarılı uygulamaların genellikle dönel hareketin olduğu sistemler ile saf gürültünün sözkonusu olduğu sistemler olduğu görülmektedir [42, 45].

Aktif kontrol sistemlerinin gelişimi boyunca, çeşitli bilimsel ve mühendislik disiplinleri içinde, farklı birtakım konularda yoğunlaşan araştırma faaliyetleri görülmektedir. Bunlardan bir kısmı sadece kullanılan aktif kontrol algoritmalarının iyileştirilmesi üzerinde yoğunlaşmıştır. Tek bileşen üzerinde olduğu kadar birden fazla bileşeni olan sinyallerin çözümlenmesi için alternatif uygulamalar aranmıştır. Kullanılan dijital filtre tiplerinin değiştirilmesi ve ilgilenilen frekans alanının alt bölgelere ayrılması bu çalışmalardan biridir [70]. Bazı bilimadamları bu konu üzerindeki çalışmalarını sadece kullanılan algoritmaları analiz ederek yeni birtakım hibrid algoritmalar tasarlamak üzerinde yoğunlaştırmışlardır. Açık ya da kapalı tip sistemlerde adaptif olan ya da olmayan birtakım sistem denemeleri yapılmıştır [13, 14, 44, 117, 121].

Teknolojik gelişmelerin sensörler konusunda getirdiği yenilikler aktif kontrol uygulamalarının da ilerlemesinde yardımcı olmuştur. Özellikle yapısal akustik kontrol konusunda piezoelektrik malzemelerin kullanılmaya başlanması ile titreşim uyarılarının doğrudan akustik kontrolün bir parametresi olarak ele alınması mümkün olmuştur. Bu gelişmelerin başlangıcı 90'lı yılların ilk yarısına denk gelmektedir [22]. Sonraki senelerde ise bu tür teknolojik gelişmelerin aktif kontrol uygulamalarına girmesinin kaçınılmazlığı ve bu konudaki olağanüstü ilerlemeler dikkatlerin algoritma geliştirmeler konusunda yoğunlaşmasına neden olmuştur. Özellikle çok

kanallı sistem uygulamalarında hızlı çalışan bir algoritma tasarımı, en az kullanılan sensör ve diğer elemanlar kadar önem taşımaktadır [47, 61].

Dijital filtreler aktif kontrol sistemlerin omurgasını oluşturmaktadır. Değişen etken şartlara göre kendi parametrelerini otomatik olarak güncelleyebilen sistemlerin ortaya çıkması da bu konuda adaptif filtreler üzerinde yapılan çalışmalar ile mümkün olmuştur [26, 27, 77]. Öyle ki, bazı elektronik uygulama yazılımlarında sadece adaptif filtreler tasarlamak üzere modüller oluşturulmuştur [145] ya da özellikle 90'lı yılların ikinci yarılarında uygulama alanı araştırmaları oldukça artan kaos dinamikleri gibi konular hemen bu konu üzerine çekilmeye çalışılmıştır [109]. Filtre teorisi konusunda ise yenilikler özellikle elektronik teknoloji ve sinyal işlemedeki yenilikler ile paralel olarak gitmektedir. Titreşim ve akustik uygulamalarda çok zamandır bilinmekte olan mertebe izleme yöntemlerinin ve FIR filtrelerin aktif kontrol içine sokulması ve imaj işleme gibi yeni uygulama alanlarının aktif kontrolün şemsiyesi altına girmesi son yıllardaki bu hızlı gelişimin bir sonucudur [67, 78, 103, 107].

Aktif kontrol sistemlerinin tasarımında en belirleyici konulardan biri de kullanılan kontrol cihazlarının özellikleri ve konumlarının belirlenmesidir. Önceki konularda olduğu gibi burada da gelişen teknoloji en önemli etkidir. Sistem tasarımında bu konunun öneminin farkına varılmaya başlandığı zamanlar 80'li yılların ortalarına denk gelmektedir [120]. Aktif gürültü kontrolünde kontrol kaynağı olarak kullanılan hoparlörlerin karakteristikleri ve bunun sistem performansı üzerine etkileri araştırılmaya başlandıktan sonra sırf bu amaca hizmet eden hoparlörler tasarlanmaya başlanmıştır [106]. Ayrıca kullanılan sensörlerin yerleşimleri ve bunların ortam şartlarına göre değişimleri de en önemli konulardan biridir. Kontrol edilecek ortam ve sistemlerin çözülmesinde kullanılan algılayıcı (mikrofon, ivme ölçer vb.) ve uyarıcıların (hoparlör, sarsıcı vb.) yerleşimleri başlı başına bir araştırma alanı oluşturmaktadır [25, 29, 48, 49, 113]. Özellikle otomobil kabini gibi karmaşık geometriye sahip ve aynı zamanda reaktif olabilen ortamlar için çoğu zaman aracın kendi hoparlörleri uyarıcı olarak kullanılamamakta, yerleri uygun olmamaktadır. Aynı şekilde eğer algılayıcı olarak kabin içinde mikrofonlar kullanılacak ise bunların yolcu konforunu ve genel görünümü bozmadan uygun noktalara yerleştirilmesi bu tür sistemlerin uygulamalarında büyük sıkıntılar doğurmaktadır.

Aktif kontrolün en yaygın kullanıldığı alanlardan biri iletişim alanıdır. Bir yerden başka bir yere iletilen ve görüntü, konuşma vb. bilgileri taşıyan sinyaller üzerinde oluşabilecek bozulma ve kirlenmelerin önüne geçmek için aktif kontrol çokça kullanılmaktadır. Ayrıca tıp elektroniğinde de aşağı yukarı aynı amaca hizmet eden

kullanım alanları mevcuttur. Belli bir bilgi taşıyan (kalp atım sinyalleri gibi) sinyalleri ortamda oluşabilecek örneğin şebekede oluşan bozucu sinyallerden arındırmak için aktif kontrol yöntemlerine başvurulmaktadır. Bu konularda detaylı bilgiler veren çeşitli kaynaklar mevcuttur [128, 142].

Günlük yaşam konforunun artırılmasına ilişkin üzerinde çalışılan aktif kontrol uygulamaları ise birkaç belli başlı konuda karşımıza çıkmaktadır. Bunlar, uçak - otomobil kabin gürültüsü azaltma çalışmaları, binalarda gürültü kontrolü ve her ortamda kullanılabilen aktif gürültü kontrollü kulaklıklardır. Aktif kulaklıklar ucuz ve kolay olması dolayısıyla üzerinde en çok çalışılan konu olagelmıştır. Binalarda gürültü konforunun artırılmasına ilişkin yapılan çalışmalar ise havalandırma kanalları konusunda yoğunlaşmaktadır. Bu alanda yapılan çalışmalar aktif gürültü kontrolü konusunun prensiplerinin belirlenmesinde en büyük katkıyı getiren çalışmalardır.

Uçaklar için sözkonusu olan kontrolde bozucu etken, uçak kabinini dışarıdan en büyük oranda etkileyen motorlardan kaynaklanan gürültünün önlenmesidir. Otomobillere gelince ise bu bozucu etkenlerin sayısı artmaktadır. Ayrıca otomobiller için sadece kabin gürültüsü değil sürüş emniyet ve konforu da önemlidir. Bu konuda aktif kontrolün yoğunlaştığı nokta titreşim, dolayısıyla süspansiyon sistemleri olmaktadır. Olgunlaşma dönemi diyebileceğimiz 90'lı yıllarda süspansiyon sistemleri üzerindeki araştırmalar özellikle yarı aktif süspansiyonlar konusunda yoğunlaşmıştır [72, 93, 94, 148]. İlerleyen zamanla, algoritmalar üzerinde yapılan çalışmalar ve teknolojik ilerlemelerle birlikte doğrusal olmayan sistemler tasarlanabilmeye başlanmıştır. Bu durumda yol titreşimleri ile daha uyumlu çalışan süspansiyon sistem tasarımları üzerine daha olgun önerilerin ortaya çıktığı görülmektedir [73, 74, 75, 76].

Uçaklar ve otomobiller için yapılan çalışmalarda kontrol edilecek hacimde dalga yayınımları, havalandırma kanallarında olduğu gibi tek boyutlu olmaktan çıkmakta, üç boyutlu bir hale dönüşmektedir. Üç boyutlu dalga yayınımları konusundaki teorinin karmaşıklığını ve ortaya çıkan yeni bilinmeyenleri çözmek tek boyutlu ve saf ton gürültünün sözkonusu olduğu sistemleri çözmek kadar kolay olamamaktadır. Bu sebeple bu iki uygulama alanı konusunda bugüne kadar henüz tam olgunlaşmış bir noktaya gelmek mümkün olmamıştır. Ya ortaya çıkartılan sistemler henüz belli noktalarda tıkanmakta ya uygulama ve kullanımı zor olmakta ya da çok pahalı sistemler olmaktadır. Bu zorlukların aşılması amacıyla üç boyutlu hacimler için yapılan çalışmaların temeli 80'li yıllara dayanmaktadır. Bu çalışmalarda ilk göze çarpan noktalar hacim içinde oluşan karmaşık akustik modların birden fazla kontrol kaynağı yani hoparlör kullanılarak genlik seviyelerinin düşürülmeye çalışılması

olmuştur. Ayrıca kontrol kaynaklarının ilgilenilen frekanstaki dalga boyunun yarısından daha az mesafede bir noktaya konulması durumunda ortaya iyi neticelerin çıkması gibi temel noktalara bu çalışmalar sayesinde gelinmiştir [19, 41, 89]. Üç boyutlu hacim kontrolü üzerinde yapılan çalışmalar algoritma tasarımlarının bu alan üzerinde yoğunlaştırılması ile ilerleyen senelerde devam etmiştir [7, 36, 147]. Uygulamalı çalışmalar teorik çalışmalara göre daha fazla finansal kaynak gerektirdiği için üç boyutlu hacim kontrolü daha çok uçak ve otomobil kabin gürültüsü gibi konularda yani endüstriyel desteğin daha fazla olduğu konularda karşımıza çıkmaktadır [79]. 90'lı yıllara gelindiğinde diğer uygulamalara paralel olarak üç boyutlu dalga yayınının sözkonusu olduğu hacimlerin gürültü kontrolünde de artık çeşitli algortimaların kıyaslanması ve yeni sensör teknolojilerinin irdelenmesi gibi konular üzerinde çalışılmaya başlanmıştır [40, 88, 98, 127]. Hacimsel kontrol için de diğer uygulamalarda olduğu gibi en çok adaptif kontrol sistemleri ve özellikle adaptif ileri besleme kontrol sistemleri yoğun olarak kullanılmıştır. Adaptif ileri besleme kontrol sistemi temelde iki ana kısımdan oluşur: Fiziksel kontrol sistemi ve elektronik kontrol sistemi. Fiziksel kontrol sistemini oluşturan elemanlar kontrol kaynakları olan hoparlörler ve sarsıcılar ile hata sensörleridir. Elektronik kontrol sistemi içinde hem hata sinyalleri, hem de referans sinyali, kontrol kaynağını beslemek üzere kullanılacak girdi sinyalini üretmek için kullanılır. Aktif kontrol sisteminin verimliliği bu iki ana bileşenin optimizasyonuna bağlıdır.

Fiziksel kontrol sisteminin ayarları, elde edilecek ses indirgeme seviyesinin üst sınırlarını belirlerken, elektronik kontrol sisteminin tasarımı gerçekte ses indirgeme sınırlarına ne kadar yaklaşılabilceğini belirler. Borulardaki gibi tek modlu durumlarda bu konu gözardı edilebilirken, çok modlu problemlerde sonucun verimliliği doğrudan kontrol kaynakları ve hata sensörlerinin yerlerine bağlıdır [18].

Fiziksel sistem tasarımı bu kadar önemli olmasına rağmen aktif ses iletim kontrolü sistemleri için bir tasarım metodolojisi henüz yoktur. Uçaklar üzerinde yapılan uygulamalar bu konunun önemini doğrular niteliktedir. Fiziksel sistem tasarımı için genel bir analitik ifade çıkarmak mümkün değildir. Bunun için iki sebep vardır: 1- Ses indirgeme seviyesinde erişilebilecek durumun iyiliği, kontrol kaynakları yerleşiminin doğrusal bir fonksiyonu değildir. 2- Hata sensörlerinin optimum yerleşimi, kontrol kaynaklarının yerleşimine bağlıdır. Bu sebepler yüzünden probleme yaklaşım için öncelikle birtakım nümerik araştırma rutinleri kullanılabilir. Yine de bu yaklaşımlar bile ancak boru gibi geometrilerde kısmen memnun edici sonuçlar verip gürültü kaynağının hacmin içinde olduğu kapalı hacimlerde verimli olarak kullanılamamaktadır.

Hem deneysel hem de teorik çalışmalar titreşim kontrolünün de yapısal / akustik bileşimli sistemlerde gürültü kontrolünde etkin bir yeri olduğunu göstermiştir. Bu tip aktif kontrol için iki yaklaşım söz konusudur: 1- Modal kontrol: Yapının baskın modlarının genlikleri düşürülür, 2- Modal düzenleme: Akustik modlar ile çakışan yapısal modların yerleri değiştirilerek akustik modlar üzerinden akan enerji miktarı azaltılır. Bu iki konuda da hangisinin daha etkin olduğu ya da hangisinin diğerinin yerine kullanılabileceği gibi soru işaretleri vardır.

Otomobil kabin gürültüsü, dış gürültü gibi kanun koyucular tarafından -bilinen bir ülke dışında- kısıtlanmayan, ne kadar az ise o kadar iyi prensibine dayanan bir konudur [16]. Konfor açısından son zamanlarda bu konu sadece gürültü seviyesinin azlığı ile değil, aynı zamanda ses kalitesi dediğimiz ve rahatsız edici seslerin öncelikle ortadan kaldırıldığı, bunun yanında ürünün karakteristik seslerinin ön planda olduğu bir konu haline gelmiştir [118]. Eski ve geleneksel bir his uyandıran İngiliz “Morgan” marka otomobillerin gürültüleri, sportif ve atak bir ruhu ortaya koyan “Ferrari” ve “Porsche” gibi markaların sesleri buna birer örnektir. Bu durumda pasif yöntemler kullanıldığında rahatsız edici gürültü ile birlikte karakteristik sesler de ortadan kalkmaktadır ve bu istenmeyen bir durumdur. Ayrıca araç kabin gürültüsü açısından ön planda olan vonlama sesleri gibi motorda mekanik ve yanmadan kaynaklanan gürültülerin üstüste geldiği mertebelerde ortaya çıkan gürültüler ilk planda ele alınması gereken rahatsız edici etkenlerdir. Bu konudaki olgunlaşmış çalışmalar ancak 90’lı yılların başlarında ortaya çıkmaya başlamıştır [84]. Öncelikli olarak motor gürültüsü ele alındığı için bu gürültünün yapısal yolla gövdeye iletildiği motor bağlantı takozları üzerinde yapılmış birtakım çalışmalar mevcuttur [46]. Çoğunlukla doğrudan araç üzerinde çalışmak yerine kabinin benzeri bir model kullanılarak bu model üzerinde sistem ve algoritma geliştirme çalışmaları yapılmıştır [71]. Otomobil kabin gürültüsünün aktif kontrolünde en sık görülen uygulama şekli kontrol kaynağı olarak otomobilin normal radyo-teyp sistemine ait olan hoparlörleri kullanma eğilimidir [139]. Bunun en önde gelen iki sebebi ekonomiklik ve kabin içini diğer kaynaklarla daraltmamaktır. Fakat burada da çalışılan frekans alanı ile ilgili zaaf ortaya çıkmaktadır. Baştan da belirtildiği gibi aktif kontrolün en verimli uygulandığı alanlar özellikle otomobil için yaklaşık 500 Hz’e kadar olan alçak frekanslardır. Oysaki bu frekans alanında temiz ses vererek kontrol kaynağı gibi kullanılacak hoparlörlerin boyutları çok büyük olmaktadır. Bu gibi sebeplerle kimi zaman gürültü kabin içine gelmeden farklı noktalarda kesilmeye çalışılmıştır. Örneğin yüksek sıcaklığa dayanıklı sistem bileşenleri kullanılarak egzoz ve emme sistemleri üzerinde yapılmış birtakım yüksek fiyatlı uygulamalar mevcuttur [10, 20, 43]. 90’lı yılların ortalarına gelindiğinde diğer uygulamalar gibi burada da özellikle algoritmalar konusunda iyileşme ve geliştirme çalışmaları göze çarpmaktadır. İleri

besleme yerine geri beslemenin denendiği, algoritmaların sadece gürültü kontrolü üzerinde çalışan sistemlerde değil, titreşim kontrolü için de koşturulduğu uygulamalar bu zamanlarda görülmektedir [8, 17, 110]. 90'lı yılların sonlarına doğru ise değişen konfor ihtiyaçlarına ve gelişen teknolojiye paralel olarak otomobiller üzerindeki uygulamalarda da belli iyileşmeler göze çarpmaktadır. Özellikle lüks sınıf otomobillerde bu durum oldukça açık olarak gözlenmektedir [1, 80].

Aktif kontrol uygulamaları sadece otomobil ve uçaklar ile sınırlı kalmamaktadır. Farklı endüstriyel alanlarda ve farklı disiplinlerde de benzeri çalışmalar yürütülmektedir. 90'lı yıllarda özellikle üniversitelerde bu tür çalışmalar görülmeye başlanmıştır. Bunların en önemlilerinden biri titreşim ve gürültü kontrolünü birarada ele alan ve düzlem levhalardan titreşimler dolayısıyla yayılan ses dalgalarının kontrolünü inceleyen çalışmalardır [83, 140]. Bundan başka en dikkate değer çalışmalar yanma mekanizmasının olduğu ısıtma sistemleri gibi sistemlerde ortaya çıkmaktadır. Buralarda aynı zamanda sistem bileşeni olarak borular da kullanılmakta olduğu için yanma gürültüsünün önlenmesi, havalandırma gürültüsünün önlenmesi ile aşağı yukarı aynı prensiplere dayandırılmaktadır. Bundan başka, kontrol kaynakları ve sensörler sıcaklığa dayanıklı türden seçilmek zorundadır [87, 96, 101, 125, 136, 144,]. Dikkati çeken başka bir çalışma doğru akım motorlarında rotor üzerindeki yarıklardan kaynaklanan gürültünün aktif teknikler kullanılarak azaltılmaya çalışılmasıdır [126]. Uygulama alanı olarak otomobil egzoz sistemlerinde görünmekle birlikte prensip olarak tamamen farklı temellere dayanan başka bir çalışma, egzoz borusu üzerinde bir noktada kontrollü olarak açılıp kapanan bir valf ile anlık basınç değişimlerinden kaynaklanan egzoz seslerinin önlenmesine yönelik bir çalışmadır [51]. Diğer bilim dallarında olduğu gibi aktif kontrol de farklı bilim alanlarında oluşan gelişmelerden faydalanmaktadır. Bunun bir örneği akışkanlar dinamiğinde incelemesi yapılmış olan “neural” ağ yapılarıdır. Kurulan algoritmada bu yeni bilim dalının prensipleri uygulanmaya çalışılmıştır [97]. Akışkanlar dinamiği konusunda yapılmış diğer bir deneysel çalışma ise vorteks oluşumları sebebiyle meydana gelen titreşimlerin önlenmesine yönelik bir çalışmadır [141].

Aktif gürültü kontrolü konusunda pratiğe dökülebilmüş ve üzerinde en yaygın çalışılmış olan konulardan biri de aktif kulaklıklardır [104, 138]. Aşağı yukarı tamamının geri besleme prensibine göre yapıldığı ve ticari olarak da yaygın bir biçimde dolaşımı görülen bu cihazların çalışma prensipleri de aktif gürültü kontrolünün temel prensibine dayanır [85, 100]. Kulaklık içindeki küçük bir mikrofon vasıtasıyla alınan çevre gürültüsü belli filtrelerden geçirilerek yine kulaklık üzerinde bulunan küçük hoparlörlerden dinleyicinin kulağına ters gürültü olarak

verilir. Çok verimli çalışmasa da belli bir seviyede gürültüyü önleyen bu cihazlar kit olarak da bulunmakta ve kolay bir şekilde yapılabilir [114].

Aktif gürültü kontrolünün en zor uygulandığı alanlar geniş bandlı sinyallerin sözkonusu olduğu durumlardır. Bu alan üzerindeki çalışmaların temelleri 80'li yıllara dayanmaktadır [60, 111, 112]. Algoritmaların geliştirilmeye çalışılması, yön bağımlı mikrofon ve hoparlörlerin kullanılması ve bu gibi diğer gelişmeler bu alanda uygulamaya yönelik olarak iyileştirmeler getirdiyse de henüz tam anlamıyla çözümlenmiş bir problemten bahsetmek mümkün değildir.

Geniş bandlı gürültünün otomobiller üzerinde en belirgin görüldüğü alan yol gürültüsü, başka bir deyişle tekerlek gürültüsüdür. Motor gürültüsüne benzer olarak tekerlek deseni ve dönme olayından dolayı belli bir karakteristiği olan bir gürültü şekli olmakla beraber frekans spektrumuna bakıldığında motor gürültüsü gibi çok belirgin tepe noktaları görülememektedir. Bu sebeple kabinde motor gürültüsünü önleme amacı ile geliştirilmiş olan sistemler bu noktada çok verimli olarak kullanılamamaktadırlar. Bununla birlikte yapılmış olan çalışmalara bakıldığında zaten diğer konular kadar yoğunlukla üzerinde durulmadığı göze çarpmaktadır. 90'lı yıllarda oldukça yoğun olarak görülen bu konudaki çalışmalardan birinde tekerleğe gelen darbeden kaynaklanan anlık seslerin önlenmesine yönelik bir çalışma göze batmaktadır [24]. Tekerleklerden gelen gürültü sinyalini henüz kabine ulaşmadan azaltmak amacıyla yapısal birtakım önlemler alma çalışmaları ise 90'lı yılların ortalarına denk gelmektedir. Tekerlek askı sistemleri üzerine yerleştirilen uyarıcılar ile yapısal gürültü iletim yolları kesilmeye çalışılmıştır [5, 33, 34, 54, 115].

Tek boyutlu dalga denklemlerinin geçerli olduğu ve nispeten basit, uygulamaların kolay olduğu sistemler, borular, yani havalandırma kanalları gibi sistemlerdir. Sayılan sebeplerden ötürü aktif gürültü kontrolü konusundaki çalışmaların başlangıcına temel oluşturmuşlar ve ilk uygulamaların yapıldığı endüstriyel alanlar olmuşlardır. Bu konuda ciddi olarak yapılan ve birtakım temel noktaları ortaya koyan çalışmaların ilki 1973 senesinde ortaya çıkmıştır [133]. Burada birden fazla kaynak kullanarak kanal sistemleri içinde gürültü kontrolü ele alınmıştır. Bundan sonra yaklaşık bir on yıl boyunca elektronik teknolojisindeki gelişmelere de bağlı olarak sürekli iyileşmelerin olduğu ve hızlı çalışan sistemlerin ortaya çıkmaya başladığı görülmektedir. Temeli 1936 senesinde P. Lueg tarafından atılan aktif gürültü kontrolü sisteminin esası bozulmadan bu temel üzerinde çeşitli uygulamalar geliştirilmiştir [137]. Bundan sonra 80'li yıllara gelindiğinde yöne duyarlı mikrofonların da kullanılmaya başlanması ile birlikte ileri besleme sistemlerin ortaya çıkmasında bir patlama yaşanmıştır [68]. Hızlı çalışan mikroişlemciler, birden fazla

sayıda sensör ve uyarıcının kullanılmasına müsade etmektedir. Bu avantajdan faydalanılarak havalandırma kanalları içinde çok sayıda hoparlör kullanımı durumunda bunların yerleşimlerinin nasıl olacağı gibi problemler gündeme gelmiştir ve dolayısıyla çalışmalar bu yönde gelişmeye başlamıştır [39, 129]. Değişik tip ve geometrideki kuvvet sensörlerinin silindirik yapılardaki ve içlerindeki akustik boşluktaki etkilerinin incelenmesi gibi daha yeni teknolojilerin kullanıldığı çalışmalar 90'lı yılların ilk yarısına denk gelmektedir. Bu tür çalışmalarda kullanılan sensörler ve uyarıcılar piezoelektrik tipte sensörlerdir ve yapı üzerinde bağlandıkları noktalarda belirleyici parametre silindirik yapının yapısal modlarıdır [123]. Boru sistemlerin geometrisine bağlı olarak belli bir frekanstan sonra (cut-off) tek boyutlu dalga yayınının bozunuma uğrayıp üç boyutlu dalga yayınımlarının ortaya çıkmaya başladığı bilinmektedir. Bu gibi durumları inceleyen ve buna uygun algoritmalar geliştiren çalışmalarda başlıca üç temel konu göze çarpmaktadır: Bunlar, belli bir bölgedeki basınç, belli bir hacimdeki potansiyel enerji ve belli bir bölgede yayılan ses dalgalarının gücüdür [130, 131]. Tek boyutlu yayınının sözkonusu olduğu boru sistemlerinde akustik geri besleme tehlikesi vardır. Yani kontrol hoparlöründen çıkan ses dalgaları sisteme ek bir gürültü olarak yansıyabilir. Bundan sakınmak için kullanılan metodlardan biri mikrofon ve kontrol hoparlörü pozisyonlarının ayarlanmasıdır. Fakat bu durumda sistem, dinamik olarak değişen ortam şartlarına uyum sağlayamaz. Bunun önüne geçmek için iki adet adaptif filtrenin kullanıldığı incelemeler yapılmıştır. Bunlardan biri akustik geri besleme etkisini tanımlarken, diğeri gürültü kontrolü işini yapmaktadır. Burada ileri ve geri doğru hareket eden ses dalgalarını tespit için dalga ayrıştırma ya da “ H_∞ ” denilen ve sistem transfer fonksiyonunu doğrudan kullanmayan başka diğer metodlar kullanılmaktadır [62, 81, 82]. Bu gibi karmaşık uygulamaların yanısıra çok basit prensiplere dayanan uygulamalar da yapılmıştır. Bunlardan biri de bir havalandırma sisteminde, dönüşü esnasında fan kanat sayısından aldığı dönüş sayısı bilgisi ile sistem kontrol hoparlörüne kontrol sinyali veren sistemlerin tasarlanmasıdır [57].

Bu bölümde temelleri 1936 senesinde P. Lueg ile atılmış olan ve ilk olarak yaygın şekilde 1953 senesinde H. F. Olson ve E. G. May tarafından yapılan bir geri besleme uygulaması ile adını duyuran aktif kontrol – aktif gürültü kontrolü konusunda tarihsel gelişmeler uygulama alanlarına göre özetlenmeye çalışılmıştır. Görüleceği gibi aktif gürültü kontrolü konusunda henüz geliştirmeye açık alanlar bulunmaktadır. Yani teknoloji bu alanda henüz tam olarak olgunlaşmamış, geçiş fazından kurtulamamış ve günlük hayatta çok yaygın bir uygulama alanına henüz kavuşamamıştır. Dijital sinyal işleme ve veri toplama alanındaki çok hızlı gelişmeler her alanda olduğu gibi burada da şüphesiz etkilerini göstermektedir. Bundan sonra aktif gürültü kontrolü

sistemlerinin gelişmesinin de diğer alanlarda olduğu gibi hızlı bir şekilde devam edeceği görülmektedir.



3. GENEL AKUSTİK BİLGİLERİ

3.1 Akustiğin Temelleri

3.1.1 Ses Hızı:

Akustik dalgalar atmosferin o anki fiziksel koşullarına bağlı olarak sabit bir hızda hareket ederler. Bu hız aşağıdaki denklem yardımıyla hesaplanır:

$$c=k\sqrt{\frac{E}{\rho}} \quad (3.1)$$

Burada:

c : Ses Hızı

k : Sabit

E : Ortamın elastisite modülü

ρ : Ortamın yoğunluğu

Ortalama hava koşullarında bu denklem sadece sıcaklığa bağlı olarak aşağıdaki şekle indirgenebilir:

$$c=331+0,6.t \text{ m/s} \quad (3.2)$$

Normal atmosferik koşullarda bu hız 344 m/s'dir. Ses hızı, kaynağın frekans ve genliğinden bağımsızdır.

Bu kuralın yegane istisnası şok veya patlama dalgalarıdır. Burada patlama dalgalarının seyir hızı ses hızından fazladır [69].

3.1.2 Dalga Boyu ve Frekans

Yavaş titreşen bir gürültü kaynağı geniş salınımlı, hızlı titreşen bir gürültü kaynağı ise dar salınımlı akustik dalgalar üretirler. Bu dalgaların genel formu Şekil 3.1'deki gibi ve formülü aşağıdaki gibidir:

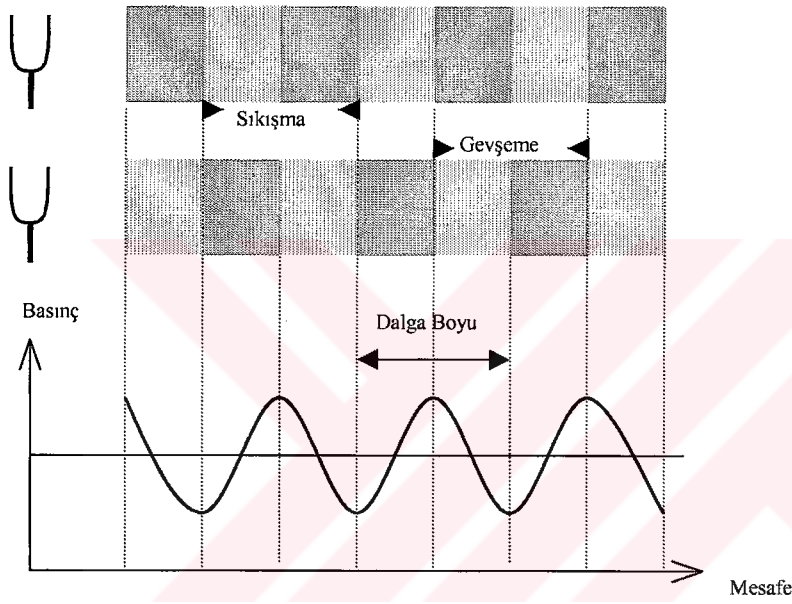
$$\lambda = c.T = \frac{c}{f} \quad (3.3)$$

Burada, λ :Dalga boyu

c :Ses hızı

T :Periyot

f :Frekans



Şekil 3.1: Dalga formu [69].

Duyulabilir en düşük frekanslı ses 30 Hz olup yaklaşık 11,5 m'lik dalga boyuna sahiptir. En yüksek frekanslı ses ise yaklaşık 15.000 Hz olup yaklaşık 23 mm dalga boyuna sahiptir. Duyulabilir sınırların altındaki frekansta seslere "infrasound" denir ve bunlar çok büyük dalga boyuna sahiptirler. Sınırların üstündeki frekansta seslere ise "ultrasound" denir ve bunlar da çok küçük dalga boyuna sahiptirler.

Düşük frekansta büyük dalga boyuna sahip sesler engelleri daha kolay aşabilirken yüksek frekansta, küçük dalga boyuna sahip sesler kolayca engellenir.

3.1.3 Desibel ve Akustik Basınç

Desibel iki büyüklüğün orantısal ölçüsüdür. Özellikle akustik alanında kullanılmasının sebebi diğer birimlerden daha kullanışlı olmasıdır. Ölçülen en küçük değer ile en büyük değer büyüklük olarak çok farklı olduğundan logaritma ile bu değerler yaklaştırılır.

Akustik basınç direk olarak basınç birimi olan “ N/m^2 ” ve “ Pa ” ile ölçülür ya da standard bir orantı büyüklüğü ile “ dB ”e çevrilir. Bu büyüklük “ $2 \times 10^{-5} Pa$ ” olup, genç sağlıklı bir insanın “ $1 Hz$ ” frekansta duyma eşiğidir.

“Bel”, iki güç büyüklüğünün logaritmik olarak oranlanmasıdır. Güç terimleri genelde kendilerini oluşturan büyüklüklerin kareleri ile tanımlanır. Örneğin elektriksel güç olan watt, voltajın karesi ile ifade edilir. Benzer olarak akustik güç de akustik basıncın karesidir. Böylece Bel tarifi şu şekilde tanımlanır:

Bir Bel 10 tabanına göre logaritması alınmış iki fiziksel büyüklüğün karesinin oranıdır.

Bel günlük kullanım için çok büyük bir miktarı işaret ettiğinden bunun yerine “ dB ” kullanılır.

Basınç ile desibel arasındaki bağıntı aşağıda verildiği gibidir:

$$\text{Ses Basıncı Seviyesi (SPL) farkı} = 10 \log_{10}(P_1/P_2)^2 \text{ dB} \quad (3.4)$$

$$= 20 \log_{10}(P_1/P_2) \text{ dB} \quad (3.5)$$

P_1, P_2 : Akustik basınçlar,

P_{ref} : Referans akustik basınç ($2 \times 10^{-5} Pa$) olmak üzere;

Referans büyüklük göz önüne alınırsa :

$$SPL = 20 \log_{10}(P/P_{\text{ref}}) \text{ dB} \quad (3.6)$$

$2 \times 10^{-5} Pa$. 0 dB SPL’e tekabül eder. Benzer şekilde

1 Pa. 94 dB

100 Pa. 134 dB

6 dB'lik bir büyüklük akustik basıncın 2 kat, gücün 4 kat; 12 dB, basıncın 4 kat gücün 16 kat vb. değişikliklere işaret eder.

3.2 İşitme Sistemi ve Ölçüm Cihazları

3.2.1 İşitme aralığı :

İnsan kulağının işitme aralığı 0 dB SPL'den 120 dB SPL'e kadar, 20 Hz'den 15 kHz'e kadar olan aralıktır.

En büyük hassasiyeti 40 dB SPL'den 80 dB SPL'e, 300 Hz'den 5 kHz'e aralıklarındadır.

-Fısıldama, 1 m mesafeden 40 ÷ 50 dBA arasında

-Normal konuşma, 1 m mesafeden 60 ÷ 65 dBA arasında

-Bağırma 1 m mesafeden 80 ÷ 90 dBA arasında

-Çığlık 1 m mesafeden 120 dBA'ya kadar.

Tipik işitme hassasiyeti ortalama aralıkta 3 dB seviyesinde ve %1 frekansındadır.

3.2.2 Ses seviyesi ölçer frekans ağırlıkları

İnsan duyumuna benzeşimi sağlamak için ses seviyesi ölçerlerde belli birtakım ağırlık fonksiyonları kullanılmaktadır. 1 kHz'e eşdeğer gürültü konturu gözönünde bulundurulduğunda A, B ve C frekans ağırlıkları yaklaşık 40, 70 ve 100 dB SPL'in tersine karşılık gelir.

“A” frekans ağırlığı eğrisi universaldir. Modern ses seviyesi ölçerler “A” ve “Lin” ağırlık yeteneklerine sahiptirler.

Gürültü oranı (Noise Rating (NR)) eğrileri de eşdeğer gürültü konturlarını gösterir. Bu eğriler oktav band frekans analizi ile kullanılır.

NR eğrileri daha çok yapı akustiğinde kullanılır. Tipik olarak NR 20-30 sınıflar için, NR 30-40 ofis, NR 60-70 endüstri için geçerli değerlerdir.

3.2.3 Entegrasyon Zamanı

İnsan kulağı sesi tespit etmek için belli bir zamana ihtiyaç duyar. Bu zaman entegrasyon zamanı olup yaklaşık 125 ms civarındadır.

Tespit edilebilir gürültü ve sesin tespit süreleri 12 ms 'den 125 ms 'ye kadar değişir. Bu değerin değişimi frekansla ilgilidir.

Ses seviyesi ölçerlerin üzerinde bulunan zaman aralığı fonksiyonları bu tespit süreleri ile alakalıdır.

Hızlı (F) zaman ağırlığı 125 ms zaman sabitine sahiptir. Bu da bu cihazın değişen ses seviyesine kulakla aynı hızda cevap verebildiği anlamına gelir.

“F” zaman aralığı okunması güç bir hızla değişir. Bu yüzden yavaş (S) zaman aralığı da kullanılır. Bunun zaman sabiti 1 s 'dir.

İmpuls (I) zaman aralığı hızlı bir çıkış (35 ms) ve yavaş bir düşüşü gösterir.

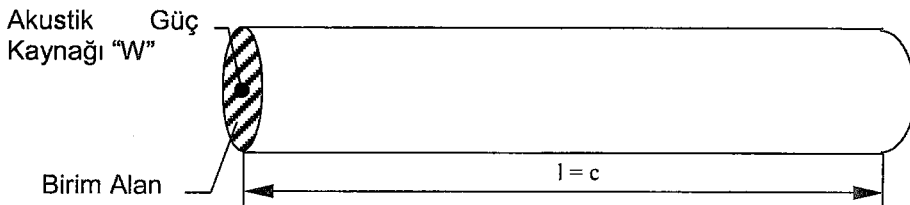
Pik (P) zaman aralığı 100 ms 'nin altında bir zaman sabitine sahiptir ve süreksiz bir gürültüye olabildiğince kısa sürede cevap verir.

Frekans analizörlerinin en geneli FFT (Fast Fourier Transformasyonu) analizörleridir. Bu doğrusal ağırlıklı bir frekans çözünürlüğü ile yapılır. Kulak ise logaritmik aralıklı bir frekans çözünürlüğüne sahiptir [69].

3.3 Kaynak Çeşitleri ve Gürültü Türleri

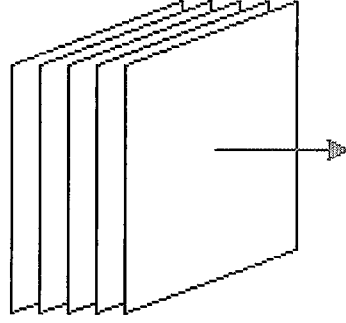
3.3.1 Düzlem Kaynak

Birim kesit alana ve ses dalgasının bir saniyede alabileceği yola eşit uzunluğa sahip (ses hızı boyunda) bir tüp alalım. Eğer akustik güç kaynağından yayılan enerjinin tümü tüp içine girerse tüp kaynağın gücüne eş bir güce sahip olacaktır. Burada tüpün her yanında ses gücünün eş olduğu farzedilir (Şekil 3.2).



Şekil 3.2: Düzlem kaynak [53].

Düzlem kaynaktan yayılan ses dalgalarında teorik olarak kaynaktan uzaklaştıkça, ses enerjisinin kaybolmadığı kabul edilir (Şekil 3.3).



Şekil 3.3: Düzlem kaynaktan yayılan ses dalgaları

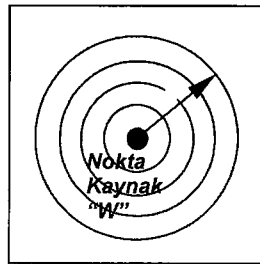
3.3.2 Nokta Kaynak

Eğer kaynağın boyutları alıcı ile arasındaki uzaklıktan çok küçük ise nokta kaynak olarak ele alınabilir. Endüstriyel santral, uçak ve taşıt gürültüsü gibi birçok gürültü türü bu kapsamda değerlendirilir. İdeal nokta kaynak (Şekil 3.4) bir seri ardışık dalga üretebilen kaynaktır. Saf sinüsoidal dalgalar için dalgalar arasındaki uzaklık, ardışık tepe basıncını yani dalga boyunu gösterecek şekilde olmalıdır. Şekil 3.5 ve 3.6’da olduğu gibi ses enerjisi her yönde eşit olarak dağılır.

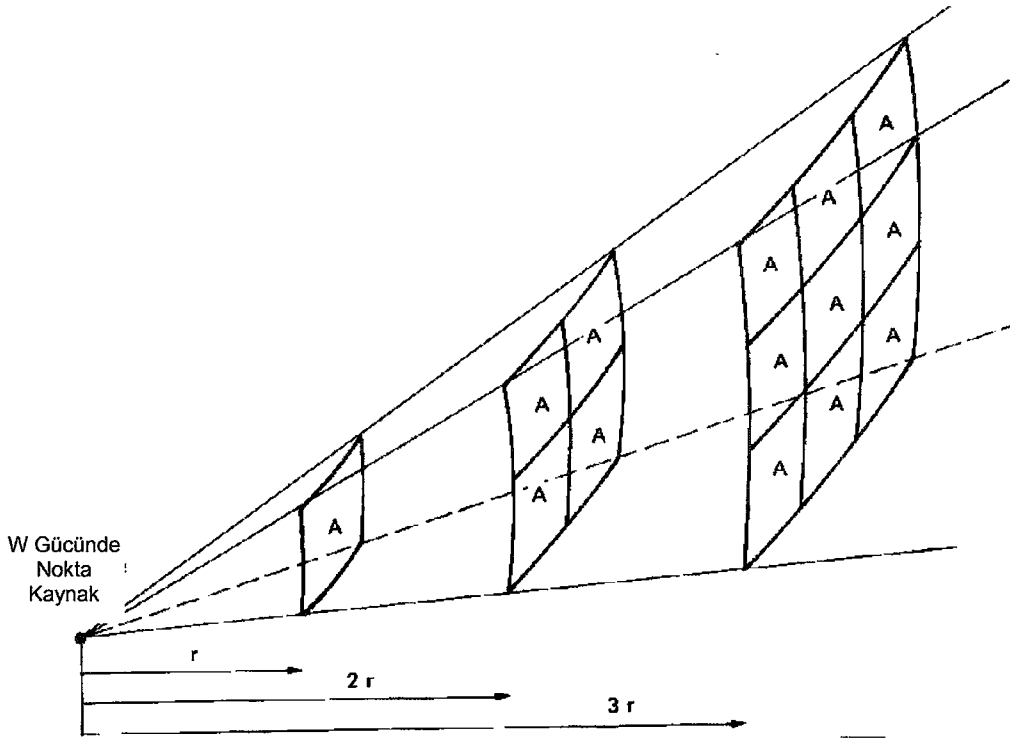
Eğer ortamın bozucu bir özelliği yoksa kaynağın gücünün tamamı “r” yarıçapında küresel kabuk boyunca iletilir. Bu sebeple şiddetin tanımı kaynağın gücü bölü bu kabuğun alanı şeklindedir.

$$I = \frac{W}{4\pi \cdot r^2} \quad (3.7)$$

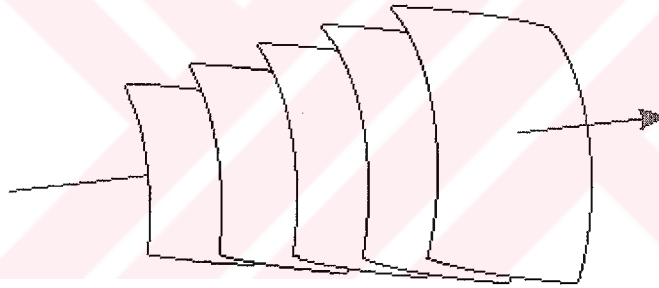
Buradan görüldüğü gibi şiddet uzaklığın karesi ile ters orantılıdır. Uzaklığın iki kat artmasıyla şiddet 6 dB azalır.



Şekil 3.4: Küresel dalgaların nokta kaynaktan çoğalımı [53].



Şekil 3.5: Sesin nokta kaynaktan yayılımı [53].



Şekil 3.6: Küresel bir kaynaktan yayılan ses dalgaları

3.3.3 Çizgi Kaynak

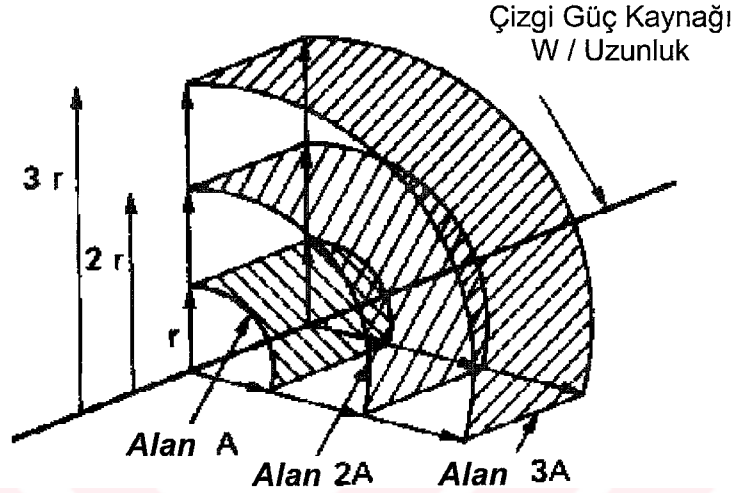
Titreşim yaparak akışkan taşıyan bir boru bunun için en iyi örnektir. Ayrıca aralarında eşit mesafelerle dizilmiş birden fazla kaynak bir çizgisel kaynak olarak düşünülebilir. Fabrikalardaki üretim hatları ya da bir yoldaki trafik bu şekildedir.

Şekil 3.7 ve 3.8’de görüldüğü gibi sonsuz uzunlukta bir çizgi kaynağın birim uzunluk başına sabit bir gücü vardır. Ses dalgaları çizgiye dik yönde ve silindirik olarak yayılırlar. Birim zamanda birim uzunluktan yayılan enerji tüm yarıçaplarda silindirin elemanter yüzeylerine yayılır. Bu yüzden şiddet:

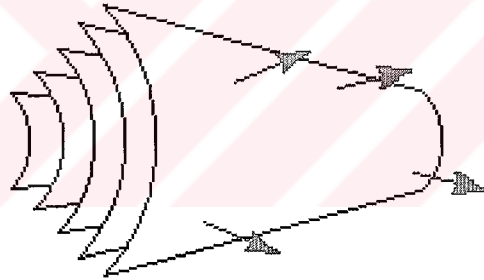
$$I = \frac{W}{2\pi \cdot r} \quad (3.8)$$

şeklindedir.

Şiddet uzaklıkla ters orantılı olup 1/3 dB'dir.



Şekil 3.7: Çizgisel bir kaynaktan sesin yayılımı [53].



Şekil 3.8: Çizgisel bir kaynaktan yayılan ses dalgaları

3.3.4 Pembe ve Beyaz Gürültü

Pembe ve Beyaz Gürültü sinyalleri genel amaçlıdır. Beyaz gürültü, ölçüm band genişliği boyunca her bir “Hz” için sabit enerji seviyesine sahiptir. Ayrıca doğrusal frekans skalalı bir FFT analizörde düzgün bir spektrum dağılımı görülürken, logaritmik frekans skalalı analizörde her oktav için 3 dB yükselen spektrumu vardır.

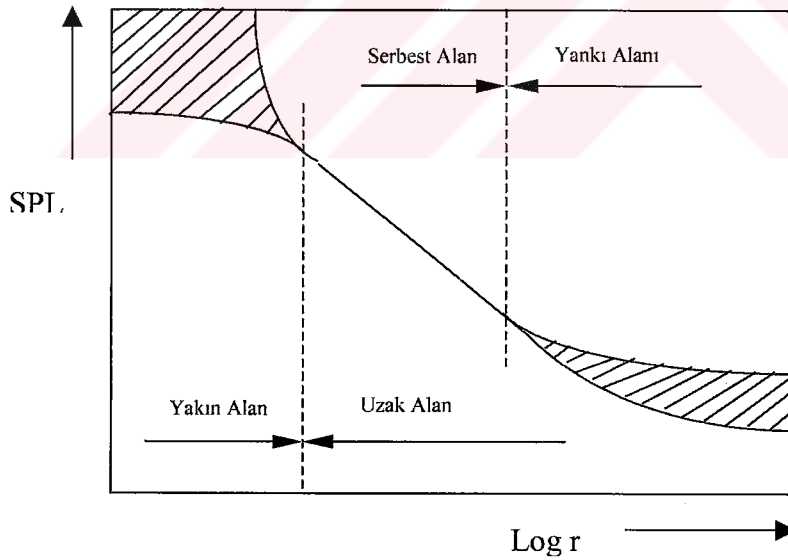
Pembe gürültü ise her oktav için 3 dB olmak üzere, FFT analizörde düşen bir spektrum, logaritmik skalalı frekans analizörde düzgün bir spektrum dağılımı verir.

3.4 Kapalı Ortamlarda Ses Ölçümü

Kapalı ortamlarda ölçüm yapılacak yerin kaynağa uzaklığı büyük önem taşır. Bu tür yerlerde uzaklığa bağlı olarak ya doğrudan kaynaktan yayılan sese ya da yansıyan ses dalgalarına maruz kalınır (Şekil 3.9).

Yakın alanda ses ölçümlerinden genellikle kaçınılır. Çünkü ses şiddeti ile basınç ve partikül hızı gibi fiziksel parametreler arasındaki basit ilişkiler burada yoktur. Bu alandaki ölçümler ses kaynağının radyatif özelliklerinin araştırıldığı durumlarda, laboratuvar gibi ortamlarda yapılır. Uzak alan, serbest alan ve yankı alanı olarak iki kısımdan oluşur. Serbest alan açık hava şartlarına karşılık gelir ve ses dalgalarının girişim yapmasına sebep olacak hiçbir etken yoktur. Yankı alanında ise yansıyan sesler baskındır.

Bunlardan başka “Dağıtan Alan” olarak söylenebilecek, her yönden çok sayıda yansıyan dalganın enerji yoğunluğu ortalamasının alan boyunca eşit olduğu ve genellikle ses gücü ölçümlerinde ya da malzemelerin geçirgenlik özelliklerinin belirlenmesinde kullanılan odalar vardır. Bunlar anti simetrik odalar olup ayrıca içlerine ses yayıcı paneller yerleştirilir.

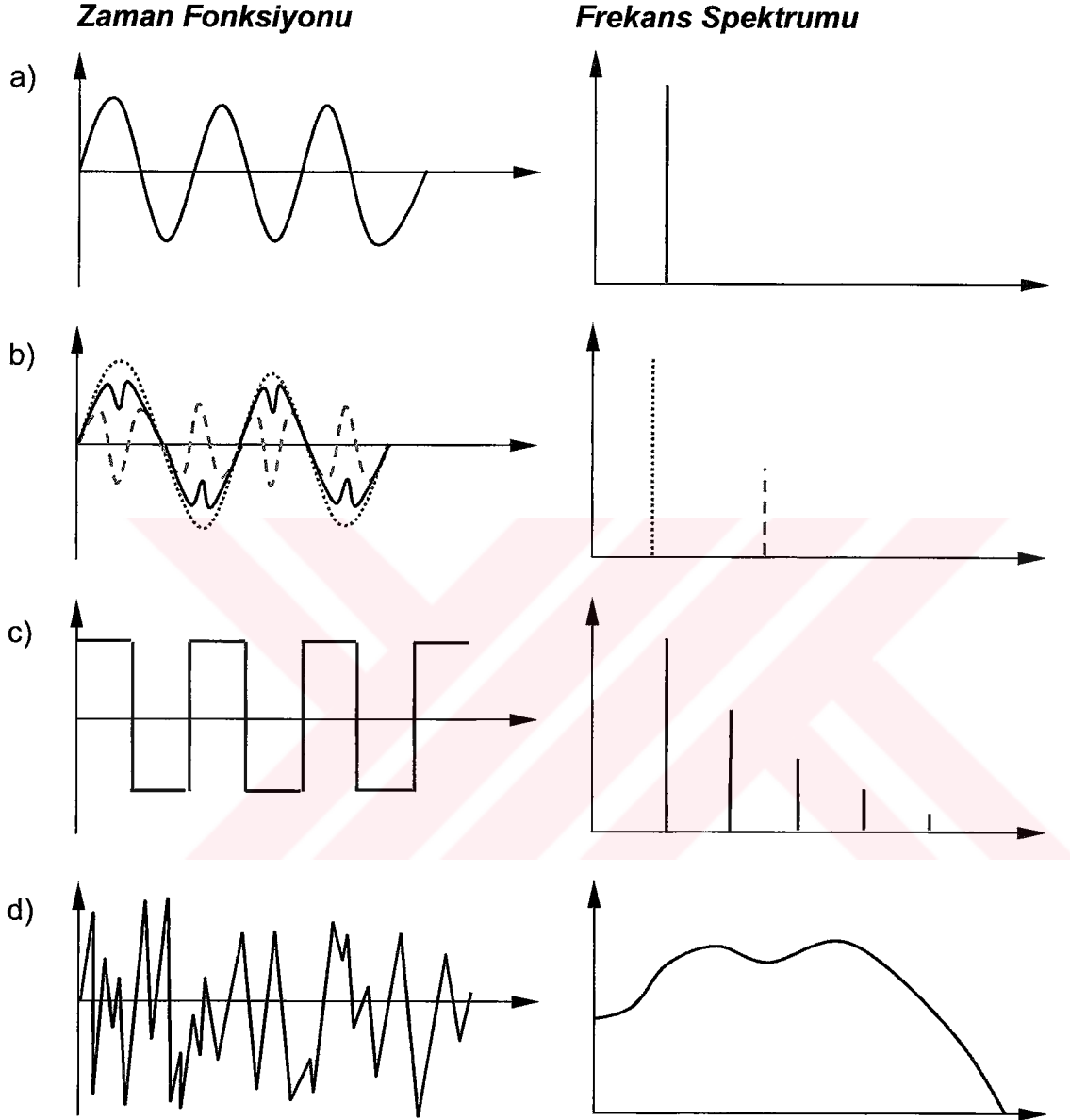


Şekil 3.9: Kapalı bir ortam içinde ses basıncı değişimi [53].

3.5 Frekans Analizi

Günlük yaşamda karşılaşılan dalgaların çoğu sinüs dalgası şeklinde olmayıp daha rastlantısal ve karmaşık formladırlar. Bu gibi durumlarda sinyallerin

çözümlemesinde Fourier analizi kullanılır ve sinyal temel sinüsoidal bileşenlerine ayrılıp frekans domeninde ifade edilir. Şekil 3.10'da çeşitli sinyallerin Fourier dönüşümü sonrası spektrumları görülmektedir.



a) Sinüsoidal (Basit ve periyodik).

b) İki sinyalin bileşimi.

c) Kare dalga (Karmaşık fakat periyodik).

d) Rastlantısal gürültü (Karmaşık ve periyodik değil).

Şekil 3.10: Ses sinyalleri ve spektrumları.

Zaman ve frekans çözünürlüğü arasında bir denge söz konusudur. Düşük frekanslar, eşit istatistiksel kesinlik elde etmek için yüksek frekanslardan daha uzun süre ölçülmelidir. Bu hem kulak için hem de cihazlar için gerekli olan fiziksel bir kuraldır.

3.6 Ne Duyarız

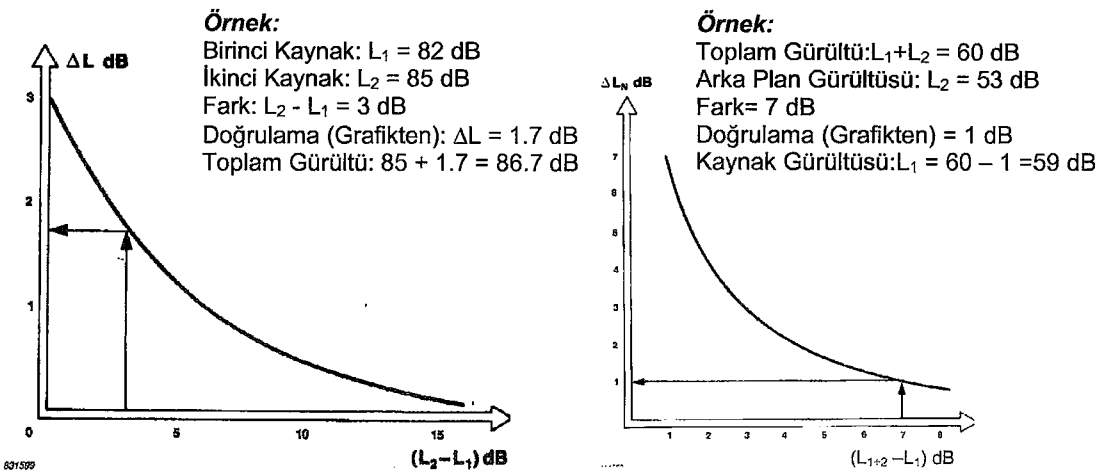
Ses, insan kulağı tarafından algılanan basınç değişimleri olarak tanımlanabilir. Burada bahsedilen aralık, genç ve sağlıklı bir insan kulağı için 20 Hz ile 20 kHz arasındadır. Duyulabilir ses aralığında ise duyum eşiği 0 dB olup işitme kaybına yol açabilecek sınır 130 dB veya daha üstü olabilir.

6 dB'lik bir artış ses basıncının iki kat artmasına işaret etmesine rağmen bu artışın ayırt edilebilmesi için yaklaşık 10 dB'lik bir değişim gereklidir. İşitilebilir en düşük değişiklik 3 dB civarındadır.

Duyulabilirlik, pek çok karmaşık faktör tarafından tanımlanır. Bunlardan en etkinisi insan kulağıdır. Bu yapı tüm frekanslara aynı hassasiyetle cevap vermez. 2 kHz ile 5 kHz arasına çok duyarlı iken bunların altındaki ve üstündeki değerlere daha az duyarlıdır.

3.7 Ses Seviyelerinin Toplamı ve Farkı

Eğer iki ayrı ses kaynağından söz ediliyor ve bunların eşzamanlı çalıştıkları ya da teker teker ölçüldükleri farzediliyorsa bu durumda özel işlemler gerekir. "dB" logaritmik bir gösterge olduğu için toplama ve çıkarma işlemleri doğrudan yapılamaz. Birbirinden farklı iki ses kaynağının SPL değerlerine " L_1 " ve " L_2 " dersek, toplama ve çıkarma işlemleri için Şekil 3.11'deki diyagramları kullanabiliriz.

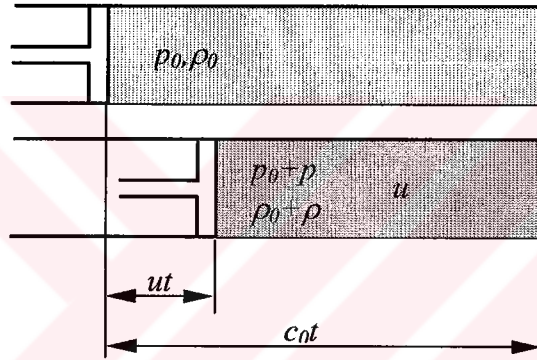


Şekil 3.11: Ses seviyeleri için toplama ve çıkarma işlemleri [53].

4. AKUSTİK DALGALARIN ÖZELLİKLERİ

4.1 Genel Prensipler

Akustik dalga özelliklerinin incelenmesinde öncelikle tek boyutlu dalga denklemleri gözönüne alınabilir. Prensibin esasını ortaya koyan model bir boru içinde yayılan düzlemsel dalgalardır (Şekil 4.1). Böyle bir boruda ortamdaki akışkanı harekete geçiren bir silindir mekanizmasının bulunduğu kabul edilerek akustik uygulamalardaki hoparlör kullanımına bir yaklaşım yapılmış olur.



Şekil 4.1: Tek boyutta basınç değişimi [90].

p_0 : Başlangıç basıncı

ρ_0 : Başlangıç yoğunluğu

p : Sıkışmış basınç

ρ : Sıkışmış yoğunluk

u : Piston hızı

$p_{tot} = p_0 + p$ (Toplam anlık basınç)

$\rho_{tot} = \rho_0 + \rho$ (Toplam anlık yoğunluk)

$$p_{tot} = f(\rho_{tot}) \quad (4.1)$$

Eğri denklemi, $f(\rho_{tot})$ 'un Taylor Serisi açılımıdır:

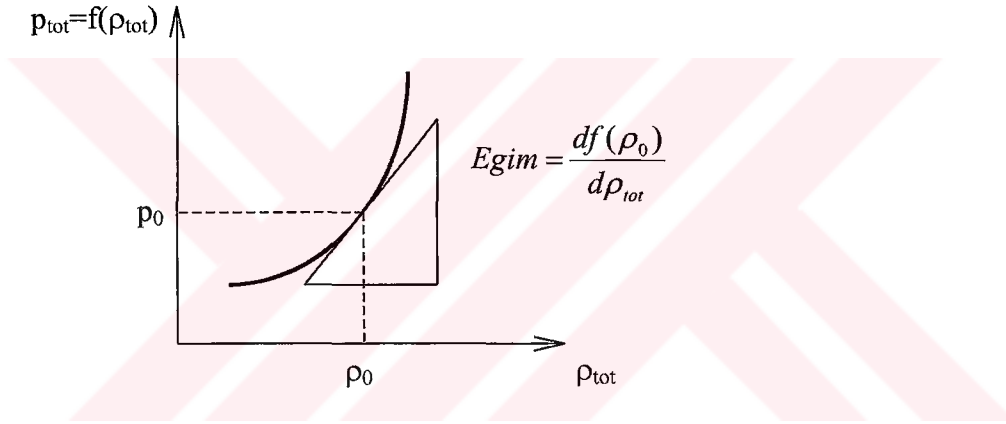
$$f(\rho_{tot}) = f(\rho_0) + \rho \frac{df(\rho_0)}{d\rho_{tot}} + \frac{\rho^2}{2!} \frac{d^2 f(\rho_0)}{d\rho_{tot}^2} + \dots \quad (4.2)$$

$\frac{df(\rho_0)}{d\rho_{tot}}$: ρ_0 Yoğunluğunda fonksiyonun gradyeni

Denklemden ρ 'nun yüksek dereceden ifadeleri ihmal edilebilir.

$f(\rho_{tot}) = p_0 + p$ ve $f(\rho_0) = p_0$ olduğundan:

$$p = \frac{df(\rho_0)}{d\rho_{tot}} \quad (4.3)$$



Şekil 4.2: Yoğunluğun fonksiyonu olarak basıncın değişimi [90].

Şekil 4.2 basıncın değişimini yoğunluğun bir fonksiyonu olarak göstermektedir. Basıncın değişimi ayrıca piston hızı ile de alakalıdır. Bu değişim, pistonun hemen önündeki akışkan gözönüne alınarak momentumun korunumu kanunu ile açıklanır.

$$p \cdot S = \frac{d}{dt} (\rho_0 c_0 t \cdot S \cdot u) \quad (4.4)$$

$p \cdot S$: Bir akışkan elemanına etkiyen kuvvet.

S : Elemanın kesit alanı.

$\rho_0 c_0 t \cdot S$: Sıkışmamış elemanda akışkanın toplam kütlesi.

$$p = \rho_0 \cdot c_0 \cdot u \quad (4.5)$$

$\underbrace{\hspace{1.5cm}}$
 Ortamın karakteristik akustik empedansı

Yoğunluk ile piston hızı arasındaki ilişki de incelenebilir. t zamanından sonra sıkışmış olan akışkan elemanına kütle korunumu kanunu uygulanır.

$$\rho_0 \cdot c_0 \cdot t \cdot S = (\rho_0 + \rho)(c_0 \cdot t - u \cdot t) \cdot S \quad (4.6)$$

ρ Artırımı ρ_0 yanında çok küçüktür. Parçacık hızı da c_0 'dan çok küçüktür. (örneğin otomobil motoru yüzeyi için bu değer ~ 0.1 m/s'dir). Bu durumda:

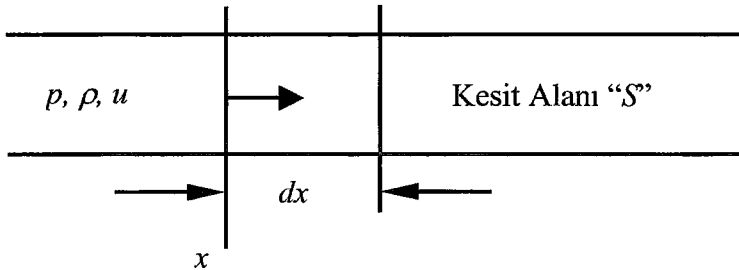
$$u = \frac{\rho \cdot c_0}{\rho_0} \quad (4.7)$$

Böylece yukarıda çıkarılan üç temel denklem yardımıyla basınç ve ses hızı yoğunluğun fonksiyonu olarak ifade edilebilir.:

$$p = c_0^2 \cdot \rho, \quad c_0^2 = \frac{df(\rho_0)}{d\rho_{tot}} \quad (4.8.a,b)$$

4.2 Tek Boyutlu Dalga Denklemi

p , ρ ve u arasındaki ilişkilerin incelenmesi:



Şekil 4.3: Kontrol hacmi [90].

Kütle korunumu kanununa göre; kontrol hacmi içinde kütle akışı:

$$\rho_{tot} \cdot u \cdot S - \left[\rho_{tot} \cdot u + \frac{\partial(\rho_{tot} \cdot u)}{\partial x} dx \right] \cdot S = - \frac{\partial(\rho_{tot} \cdot u)}{\partial x} dx \cdot S \quad (4.9)$$

Kütlenin korunumu kanununa göre bu net akış, elemandaki kütlenin artışı ile dengelenmeli.

$\left(\frac{\partial \rho_{tot}}{\partial t} \right) dx S$: Kontrol hacmi içinde artan kütle oranı.

Akıştaki kütle oranı ve akıştaki artan kütle oranını denkleştirirsek:

$$\frac{\partial(\rho_{tot})}{\partial t} + \frac{\partial(\rho_{tot} \cdot u)}{\partial x} = 0 \quad (4.10)$$

İlk önce ikinci terimi gözönüne alırsak:

$\rho_{tot} \cdot u = (\rho_0 + \rho) \cdot u$ ve $\rho \cdot u$ iki adet çok küçük terimden oluşur ve ihmal edilebilir. Bu yüzden sadece $\rho_0 \cdot u$ terimini alırız. ρ_0 , x 'in bir fonksiyonu olmadığından x 'e göre türevi $\rho_0 \left(\frac{\partial u}{\partial x} \right)$ olur. Aynı zamanda ρ_0 , t 'nin de bir fonksiyonu olmadığından $\frac{\partial(\rho_{tot})}{\partial t}$, $\frac{\partial \rho}{\partial t}$ haline gelir ve denklem aşağıdaki “Kütlenin korunumunun lineer denklemi” şeklini alır.

$$\frac{\partial \rho}{\partial t} + \rho_0 \cdot \frac{\partial u}{\partial x} = 0 \quad (4.11)$$

Akış elemanına momentumun korunumu kanunu da uygulayabiliriz. Akış elemanına pozitif x yönünde uygulanan net kuvvet:

$$p_{tot} \cdot S - \left(p_{tot} + \frac{\partial p_{tot}}{\partial x} dx \right) \cdot S = - \frac{\partial p_{tot}}{\partial x} dx \cdot S \quad (4.12)$$

Momentumun korunumu kanununa göre bu net kuvvet akış elemanının kütlesi ve ivmesinin çarpımı ile dengelenmelidir.

$$\text{İvme: } \frac{du}{dt} = u \underbrace{\frac{\partial u}{\partial x}} + \frac{\partial u}{\partial t}$$

Çok küçük olduğundan ihmal edilebilir.

Bu durumda kütle ve ivme çarpımı: $\rho_0 dx \cdot S(\partial u / \partial t)$ ve denklemin momentum korunumunun lineer denklemi olur:

$$\rho_0 \frac{\partial u}{\partial t} + \frac{\partial p}{\partial x} = 0 \quad (4.13)$$

4.11 denklemini t 'ye göre ve 4.13 denklemini x 'e göre türetirsek:

$$\frac{\partial^2 p}{\partial x^2} - \frac{\partial^2 \rho}{\partial t^2} = 0 \quad (4.14)$$

Akustik basıncın sıkışma anında adiyabatik olduğunu kabul edersek: $c_0^2 = p / \rho$ olur.

Bu ifade 4.14 denkleminde yerine konursa:

$$\frac{\partial^2 p}{\partial x^2} - \frac{1}{c_0^2} \frac{\partial^2 p}{\partial t^2} = 0 \quad (4.15)$$

4.3 Tek Boyutlu Dalga Denklemlerinin Çözümü

Basınç Değişimleri “ f ” ve “ g ” ile tanımlanan uzay ve zamana bağlıdır.

$$p(x,t) = f(t-x/c_0) \quad \text{ve} \quad p(x,t) = g(t+x/c_0) \quad (4.16)$$

4.16 denklemleri ile verilen tek boyutlu denklemlerinin çözümleri aşağıdaki safhalarda incelenebilir:

Buradaki birinci ifade pozitif x yönünde hareket eden basınç dalgalarıdır, ikinci ifade negatif x yönünde hareket eden basınç dalgalarıdır.

Tüp içinde basınç dalgalarının hareketi Şekil 4.4’de görülmektedir.

Tüp içindeki bu harmonik hareketin kompleks gösterimi:

$$f\left(t - \frac{x}{c_0}\right) = \text{Re} \left\{ A e^{j\omega \left(t - \frac{x}{c_0}\right)} \right\} = \text{Re} \{ A e^{j(\omega t - kx)} \} \quad (4.17)$$

$\omega = \frac{2 \cdot \pi}{T}$: Harmonik salınımın açısal frekansı

$$k = \frac{\omega}{c_0} = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} : \text{Dalga sayısı}$$

$$e^{j(\omega t - kx)} : \text{Kompleks bir sayı}$$

Bu şartlar altında,

$$e^{j\theta} = \cos \theta + j \sin \theta \quad \text{açılımı vasıtasıyla,}$$

$$e^{j(\omega t - kx)} = \cos(\omega t - kx) + j \sin(\omega t - kx) \quad (4.18)$$

Burada, “ $\cos(\omega t - kx)$ ” ve “ $\sin(\omega t - kx)$ ” kompleks sayının reel ve imajiner kısımlarıdır.

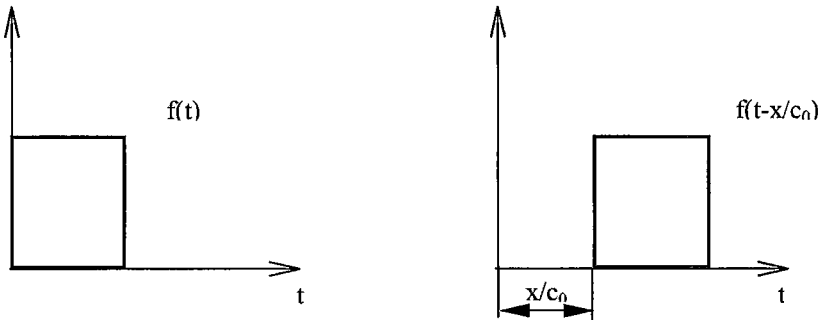
“ A ” da bir kompleks sayı olup bileşenleri vardır:

$$A_R = \text{Re}\{A\} \quad , \quad A_I = \text{Im}\{A\}$$

$$A = A_R + jA_I = |A| e^{j\phi_A} \quad (4.19)$$

Burada “ $|A|$ ” terimi “*modül*”, “ ϕ_A ” terimi “*faz*” olarak isimlendirilir.

$$|A| = \sqrt{A_R^2 + A_I^2} \quad , \quad \phi_A = \tan^{-1} \frac{A_I}{A_R} \quad (4.20.a,b)$$



Şekil 4.4: Tüp içinde basınç dalgaları [90].

Denklem (4.17)’deki gösterim tarzı gözönüne alınarak, basınç değişimleri kompleks gösterimin reel kısmı gözetilerek elde edilir.

$$p(x,t) = \text{Re}\{A e^{j(\omega t - kx)}\} \quad (4.21)$$

$$A = |A| e^{j\phi_A} \quad \text{ve} \quad e^{j\theta} = \cos \theta + j \sin \theta \quad \text{ile}$$

$$p(x,t) = |A| \cos(\omega t - kx + \phi_A) \quad (4.22)$$

Bu fonksiyonun x ve t 'ye göre iki kere türetilmesi ile dalga denkleminin çözümü elde edilir.

Aynı işlemlerin tümü negatif x yönüne giden dalga için yapılırsa:

$$p(x,t) = \text{Re}\{p(x)e^{j\omega t}\} \quad (4.23)$$

$$p(x) = Be^{jkx} \quad (\text{Negatif } x)$$

$$p(x) = Ae^{-jkx} \quad (\text{Pozitif } x)$$

(4.19) denkleminin dalga denkleminde yerine konulması ile:

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} - \frac{1}{c_0^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \right) \text{Re}\{p(x)e^{j\omega t}\} = 0 \quad (4.24)$$

$$\text{Re}\left\{ \left[\frac{d^2 p(x)}{dx^2} + \frac{\omega^2}{c_0^2} p(x) \right] e^{j\omega t} \right\} = 0 \quad (4.25)$$

Bu denklem t 'nin tüm değerleri ve $e^{j\omega t} = 1$ veya $e^{j\omega t} = j$ olduğu zamanki özel değerleri için sağlanır. Bunların her ikisi de köşeli parantez içindeki ifade sıfır olursa sağlanabilir.

$$\frac{d^2 p(x)}{dx^2} + k^2 p(x) = 0 \quad (\text{Tek Boyutlu Helmholtz Denklemi}) \quad (4.26)$$

$$k^2 = \frac{\omega^2}{c_0^2} \quad \text{olup,}$$

$$p(x) = Ae^{-jkx} \quad \text{ve} \quad p(x) = Be^{jkx} \quad \text{bu denklemin çözümleridir.}$$

4.4 Doğrusallık ve Süperpozisyon İlkesi

$p_1(x,t)$ ve $p_2(x,t)$ basınç salınımları verilmiş olsun.

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} [p_1(x,t) + p_2(x,t)] = \frac{\partial^2}{\partial x^2} p_1(x,t) + \frac{\partial^2}{\partial x^2} p_2(x,t) \quad (4.27)$$

$$\frac{\partial^2}{\partial t^2} [p_1(x,t) + p_2(x,t)] = \frac{\partial^2}{\partial t^2} p_1(x,t) + \frac{\partial^2}{\partial t^2} p_2(x,t) \quad (4.28)$$

Bu iki dalga formu da doğrusal olduğu için toplanabilir ve toplamaları yine doğrusal bir form verir.

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} - \frac{1}{c_0^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \right) p_1(x,t) = 0 \quad , \quad \left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} - \frac{1}{c_0^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \right) p_2(x,t) = 0 \quad (4.29.a,b)$$

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} - \frac{1}{c_0^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \right) [p_1(x,t) + p_2(x,t)] = 0 \quad (4.30)$$

Bu son yazılan bağıntı, “Süperpozisyon İlkesi” olarak bilinir. Bu ilke basınç salınımlarına uygulandığında hem “ x ” zaman hem de “ t ” uzaysal koordinatlarda aşağıdaki şekilde yazılabilir:

$$p(x,t) = p_1(x,t) + p_2(x,t) \quad (4.31)$$

Süperpozisyon ilkesi aktif gürültü kontrolünün temelini oluşturmaktadır. Şu ana kadarki yapılanlara benzer olarak öncelikle mevcut bir $p_p(x,t)$ basınç salınımı (istenmeyen gürültü) vardır ve ikinci bir basınç salınımı üzerinde durulur. Bu ikinci salınım birinci ile zıt işaretlidir. $p_s(x,t)$, $p_p(x,t) = -p_s(x,t)$, ve böylelikle $p(x,t) = 0$ olur.

Tek boyutlu $p(x)$ yayılımı, denklem (4.26) ile verilen Helmholtz denklemini sağlamalıdır. Her iki lineer operatöre de sahip bir denklem ile karşılaştığımız için ve $p(x)$ değişkenine bağlı olduğu için süperpozisyon ilkesi geçerliliğini korur ve eğer eşit “ ω ” frekansında kompleks $p_p(x)$ ve $p_s(x)$ basınçları ile tanımlanan iki ses alanı var ise bu iki ses alanının toplamı aşağıdaki gibi verilir:

$$p(x) = p_p(x) + p_s(x) \quad (4.32)$$

Bu kompleks sayıların reel ve imajiner parçaları ile ve x 'e bağlı explicit bağımlılık dikkate alınmaksızın denklem aşağıdaki şekilde yazılabilir:

$$p_R + jp_I = (p_{pR} + jp_{pI}) + (p_{sR} + jp_{sI}) \quad (4.33)$$

$$p_R = p_{pR} + p_{sR} \quad , \quad p_I = p_{pI} + p_{sI} \quad (4.34.a,b)$$

Net basınç salınımının faz ve modülü:

$$|p(x)| = \sqrt{[(p_{pR} + p_{sR})^2 + (p_{pI} + p_{sI})^2]} \\ \phi(x) = \tan^{-1} \left(\frac{p_{pI} + p_{sI}}{p_{pR} + p_{sR}} \right) \quad (4.35.a,b)$$

Bu ifadeler birinci ve ikinci basınç salınımlarının faz ve modülleri ile de yazılabilir:

$$p_{pR} = |p_p(x)| \cos \phi_p(x) \quad , \quad p_{pI} = |p_p(x)| \sin \phi_p(x) \quad (4.36.a,b)$$

$$p_{sR} = |p_s(x)| \cos \phi_s(x) \quad , \quad p_{sI} = |p_s(x)| \sin \phi_s(x) \quad (4.37.a,b)$$

Burada, $p_p(x) = |p_p(x)|e^{j\phi_p(x)}$ ve $p_s(x) = |p_s(x)|e^{j\phi_s(x)}$ olarak alınmıştır.

Yukarıdaki denklemler net basınç salınımı modülünün küçük olduğu durumlar gözönünde bulundurularak yazılmıştır. Burada $|p(x)|$ sifıra eşittir. Bu durumda da sadece $p_{sR} = -p_{pR}$ değil, $p_{sI} = -p_{pI}$ şartı da aranır. (4.36) ve (4.37) denklemlerine dayanarak ikinci basınç salınımının birinci'ye özdeş bir modül ve 180° farklı bir faz açısına sahip olması gerektiğini söyleyebiliriz.

4.5 Özgün Akustik Empedans

Kompleks akustik basınca ek olarak düzlemsel dalga formu ile ilgili olan kompleks akustik parçacık hızı da tanımlanabilir. Reel partikül hız salınımı:

$$u(x,t) = \text{Re}\{u(x)e^{j\omega t}\} \quad (4.38)$$

Burada $u(x)$ kompleks bir sayıdır.

Denklem (4.13)'de tanımlanan lineerleştirilmiş momentum korunumu ifadesi ile:

$$\rho_0 \frac{\partial}{\partial t} \text{Re}\{u(x)e^{j\omega t}\} + \frac{\partial}{\partial x} \text{Re}\{p(x)e^{j\omega t}\} = 0 \quad (4.39)$$

Bölüm 4.2'de tanımlanan değişkenler ile:

$$\text{Re}\left\{\left(j\omega\rho_0 u(x) + \frac{dp(x)}{dx}\right)e^{j\omega t}\right\} = 0 \quad (4.40)$$

Tüm zaman aralığı için:

$$j\omega\rho_0 u(x) + \frac{dp(x)}{dx} = 0 \quad (4.41)$$

Kompleks partikül hızı direkt olarak x 'e bağlı kompleks basınç gradyeninden türetilir. Düzlem dalga ilerleyişi içinde ($p(x)=Ae^{-jkx}$):

$$u(x) = -\frac{1}{j\omega\rho_0} \frac{dp(x)}{dx} = \frac{1}{\rho_0 c_0} p(x) \quad (4.42)$$

$k = \frac{\omega}{c_0}$ olup asıl partikül hız salınımı:

$$u(x,t) = \text{Re}\left\{\frac{p(x)}{\rho_0 c_0}\right\} = \frac{|A|}{\rho_0 c_0} \text{Cos}(\omega t - kx + \phi_A) \quad (4.43)$$

Partikül hız salınımı, bu incelediğimiz hal gözönüne alındığında doğal olarak basınç salınımları ile özdeştir ve büyüklüğü basınç ile $1/\rho_0 c_0$ faktörü ile alakalı olarak değişir. Bilindiği gibi $\rho_0 c_0$, ortamın akustik empedansıdır. Böylece harmonik düzlemsel dalga için akustik basınç ve partikül hızı bir faz birliği içindedir diyebiliriz.

Bu yukarıda anlatılanlar tüm durumları kapsamaz. Akustik yayılımında akustik basınç ve akustik partikül hızı arasında genlikleri ve relatif fazlarıyla ilişkili olan karmaşık bir bağıntı vardır. Bunu tanımlamanın bir yolu kompleks basınç ve kompleks partikül hızı ifadelerini kullanmaktır. Böylece “Özgün Akustik Empedans”:

$$z(x) = \frac{p(x)}{u(x)} \quad (4.44)$$

$$p(x) = |p(x)|e^{j\phi_p(x)}$$

$$u(x) = |u(x)|e^{j\phi_u(x)}$$

$$z(x) = \frac{|p(x)|}{|u(x)|}e^{j[\phi_p(x)-\phi_u(x)]} \quad (4.45)$$

Buradan da görülmektedir ki kompleks empedansın modülü, kompleks basınç ve partikül hızının modülleri oranı, fazı da fazları farkıdır.

4.6 Akustik Enerji Yoğunluk ve Şiddeti:

Akustik dalga yayılımının temel prensibine göre sıkışma hareketi akışkan içinde ilerlerken enerjinin kaynaktan tüp içinde bir başka pozisyona transferi söz konusu olur. Akışkanın lokal hareketi ile ilgili olarak, partikül hızı ile, ortaya çıkan bir kinetik enerji ve akışkan tarafından indüklenen, basınç salınımlarından kaynaklanan bir potansiyel enerji vardır.

Bir akışkan elemanın piston hareketinden kaynaklanan anlık kinetik enerjisi:

$$E_k(t) = \frac{1}{2} \rho_0 V_0 u^2(t) \quad (4.46)$$

V_0 : Sıkışmamış akışkanın orijinal hacmi.

V_0 'dan V hacmine sıkıştırılan akışkanın potansiyel enerjisi:

$$E_p(t) = - \int_{V_0}^V p(t) dV \quad (4.47)$$

Burada değişimlerin çok küçük olduğu kabul edilir. Kütlenin korunumu kanununa göre $(\rho_0 + \rho)V = \rho_0 V_0$ 'dır

Bu denklem türetilerek: $dV/d\rho = -V_0/\rho_0$ ve sıkışma adyabatik olduğundan (4.8.a) denklemi kullanılarak $dV = (V_0/\rho_0 c_0^2) dp$ yazılabilir. Bu “ dV ” ifadesini denklem (4.47)’de yerine koyar ve p akustik basıncına göre integralini alırsak:

$$E_p(t) = \frac{V_0}{\rho_0 c_0^2} \int_0^p p(t) dp = \frac{V_0}{2\rho_0 c_0^2} p^2(t) \quad (4.48)$$

Toplam anlık enerji yoğunluğu, (örneğin birim hacim başına enerji) $e_k(t) = E_k(t)/V_0$ ve $e_p(t) = E_p(t)/V_0$ kinetik ve potansiyel enerjilerinin toplamıdır.

$$e(t) = e_k(t) + e_p(t) = \frac{1}{2} \rho_0 \left[u^2(t) + \frac{p^2(t)}{(\rho_0 c_0)^2} \right] \quad (4.49)$$

Düzlemsel formülü dalgalar için $u(t) = p(t)/\rho_0 c_0$ olduğundan $e(t) = [p^2(t)/\rho_0 c_0^2]$ olur. Düzlem dalgalar için basınç değişimi aynı zamanda $Re\{p(x)e^{j\omega t}\}$ şeklinde yazılabilir. Eğer $p(x)$, $p_R + jp_I$ şeklinde bir kompleks sayı ise:

$$\begin{aligned} Re\{p(x)e^{j\omega t}\} &= Re\{(p_R + jp_I)(\cos \omega t + j \sin \omega t)\} \\ &= p_R \cos \omega t - p_I \sin \omega t \end{aligned} \quad (4.50)$$

Böylelikle zaman ortalaması alınmış enerji yoğunluğu:

$$e = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \frac{p^2(t)}{\rho_0 c_0^2} dt = \frac{1}{\rho_0 c_0^2 T} \int_{-T/2}^{T/2} (p_R \cos \omega t - p_I \sin \omega t)^2 dt \quad (4.51)$$

T : Harmonik hareketin bir periyodu.

$\cos \omega t$ ve $\sin \omega t$ terimleri integre edildiklerinde 0, $\cos^2 \omega t$ ve $\sin^2 \omega t$ terimleri de $(T/2)$ olur. Bu durumda:

$$e = \frac{1}{2\rho_0 c_0^2} (p_R^2 + p_I^2) = \frac{|p(x)|^2}{2\rho_0 c_0^2} \quad (\text{Düzlem dalga için}) \quad (4.52)$$

Dalgalar akışkan içinde yayılırken enerji akışkanın bir parçasından diğer bir parçasına iletilir. Bu enerjinin zamana göre ortalaması alınmasıyla “Akustik Şiddet” elde edilir.

$$I = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} p(t)u(t) dt \quad (4.53)$$

Akustik şiddetin boyutu, birim alan başına kuvvet ve hız'ın çarpımıdır. Bu aynı zamanda akustik basınç tarafından birim alan başına yapılan iş demektir. Bu yüzden “ Wm^{-2} ” ile gösterilir.

$u(t)$ ile $p(t)$ arasındaki ilişki vasıtasıyla:

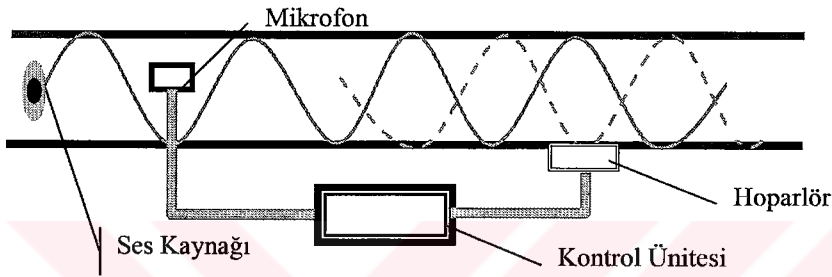
$$I = \frac{|p(x)|^2}{2\rho_0 c_0} \quad (Düzlem dalga için) \quad (4.54)$$

Böylelikle düzlem dalgalar için şiddet ve enerji yoğunluğu arasındaki ilişki $I=c_0.e$ şeklinde tanımlanabilir [90].



5. DÜZLEMSEL DALGA SES ALANLARINDA GİRİŞİM

Aktif kontrolü açıklarken kullanılan en yaygın model, düzlemsel bir ses dalgasının katı bir duvara sahip bir kanal içinde hareket etmesidir. Bu sistem içinde hareket eden bir ses dalgasının başka bir ses dalgası tarafından kontrol edilmesi ilk olarak 1936 yılında Paul Lueg tarafından ortaya atılmış ve patenti alınmıştır. Bu sistemin şeması Şekil 5.1’de görülmektedir.



Şekil 5.1: Lueg tarafından tasarlanan sistem [90].

5.1 Sonsuz Bir Tüp İçinde Tek Kutuplu Düzlem Kaynak

Ses alanlarındaki girişimin tarifinde (tek boyutta) temel kaynak eleman olarak tek kutuplu düzlem kaynak kullanılır. Bu tür bir kaynak aşağıdaki şekilde gösterilmektedir (Şekil 5.2). Gerçekte tüp içinde gürültü kontrolü genellikle dikdörtgen formdaki bu tüpün bir duvarına ikinci bir ses kaynağı olarak bir hoparlör yerleştirmekle yapılır. Bu alandaki çalışmaların çoğu düzlem dalga yayılımı fiziki sebebi ile kısıtlanır. Çünkü ses dalgalarının frekansı tüpün en büyük kesit ölçüsünden çok daha büyüktür. Eğer hoparlör en büyük kesit ölçüsünün iki katından az akustik dalga boyuna denk frekanstan daha yüksek bir frekansta uyarılırsa yüksek mertebeden modlar ortaya çıkar.

Eğer dikkatimizi birinci enine modun kesme frekansından daha küçük frekanslarda yoğunlaştırırsak, duvara bağlı hoparlör hem aşağı hem de yukarı yönde dalgalar yaratır ve hemen yakınındaki bir alanda tüpün yüksek dereceden modları uyarılır. Bu modlar hoparlörün yakın alan sınırlarını belirler. Yakın alandaki davranışlar gözardı edilecek olursa, hoparlörden yayılan dalgaların kütsüz bir pistonun hareketi ile yaratılan dalgalar şeklinde olduğu düşünülebilir. Bu durum Şekil 5.2’de gösterilmektedir. Fakat burada hoparlör her iki yöne doğru dalgalar yaydığından tüp

The figure consists of two schematic diagrams of a two-dimensional channel flow. The top diagram shows a channel with a central obstacle (a small rectangle) and flow lines curving around it. The bottom diagram shows a channel with a central vertical line and flow lines passing through it. The flow is driven by a pressure gradient $q(t)$ indicated by a double-headed arrow at the bottom.

Diagram illustrating a one-dimensional system with a vertical line at $x=0$ and a horizontal line at $y=0$. A vertical double line is shown at $x=0$, with a vertical double-headed arrow labeled $q(t)$ indicating a displacement. The horizontal axis is labeled x and the vertical axis is labeled y . Arrows at the ends of the axes point to $-\infty$ and ∞ .

39

$$\left. \begin{aligned} p(x) &= \rho_0 c_0 U(y+) e^{-jk(x-y)} \\ u(x) &= U(y+) e^{-jk(x-y)} \end{aligned} \right\}, x > y \quad (5.1)$$

Bu denklemler kaynaktan yayılan dalgalar istikametindeki hoparlör dalgaları için geçerlidir ($x > y$). Kaynağa doğru olan dalgalar için ise ($x < y$):

$$\left. \begin{aligned} p(x) &= -\rho_0 c_0 U(y-) e^{jk(x-y)} \\ u(x) &= U(y-) e^{jk(x-y)} \end{aligned} \right\}, x < y \quad (5.2)$$

Burada $U(y-)$ yine artı x yönünde olan kompleks hız'dır. $U(y-)$ 'nin pozitif değeri, basıncın negatif değerine tekabül eder.

$x=y$ kabul edilerek (5.1) ve (5.2) denklemlerinden $p(y) = \rho_0 c_0 U(y+) = -\rho_0 c_0 U(y-)$, buradan $U(y+) = -U(y-)$ ve $q(y)$ 'yi boru içine verilen hacim hızı olarak alırsak $U(y+) = -U(y-) = q(y)/2S$ (S : Kesit Alanı) yazılabilir. Toplam basınç alanı:

$$p(x) = q(y) \frac{\rho_0 c_0 e^{-jk|x-y|}}{2S} \quad (5.3)$$

Basınç salınımlarının büyüklüğü hacim hızının büyüklüğü ile alakalı olduğundan $q(y)$ 'ye düzlem tek kutuplu kompleks kaynak kuvveti denilebilir. $q(y)$ ve $p(x)$ giriş – çıkış değişkenleri zamandan bağımsız lineer değişkenlerdir. Bu yüzden sistemin frekans cevabı $H(j\omega) = \rho_0 c_0 e^{-jk|x-y|}/2S$ FRF'in ters Fourier transformu sistemin impuls cevabını verir.

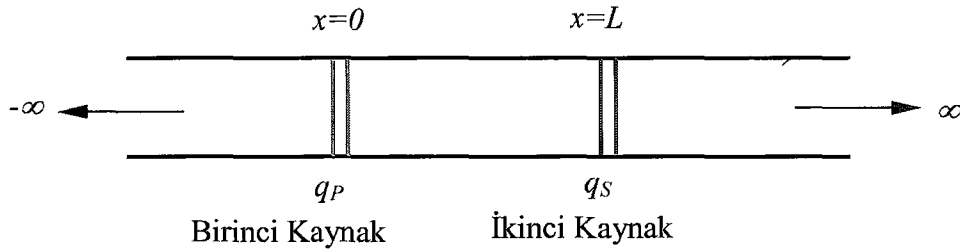
$$h(t) = \frac{\rho_0 c_0}{2S} \rho \left(t \frac{|x-y|}{c_0} \right) \quad (5.4)$$

5.2 Tek Kutuplu Bir İkinci Kaynak Kullanarak Yayılımın Kesilmesi

Şekil 5.4'de görüldüğü gibi sistemi basitleştirerek gösteren bir şekil ele alındığında, q_p gücünde tek kutuplu bir kaynak $x=0$ 'da, dalgaların yayılımı yönünde q_s gücünde ikinci bir tek kutuplu kaynak $x=L$ 'de sonsuz uzunlukta bir boru içinde yerleştirilmiş olarak düşünülebilir. Birbirinden bağımsız olarak hareket eden iki kaynaktan yayılan kompleks basınç aşağıdaki şekilde yazılabilir:

$$p_p(x) = \frac{\rho^0 c_0}{2S} q_p e^{-jk|x|} \quad (5.5)$$

$$p_s(x) = \frac{\rho^0 c_0}{2S} q_s e^{-jk|x-L|} \quad (5.6)$$



Şekil 5.4: Sonsuz uzunlukta bir boru içinde birinci ve ikinci tek kutuplu kaynaklar [90].

Meydana gelen net ses alanının hesaplanması için süperpozisyon ilkesi kullanılabilir. Bu durumda meydana gelen toplam basınç:

$$p(x) = p_p(x) + p_s(x) \quad (5.7)$$

Bu aşamada ikinci ses kaynağının önündeki basınç alanını sıfır yapacak şekilde bir ikinci kaynak gücü seçilebilir:

$$p(x) = 0, \quad x \geq L \quad (5.8)$$

Bu durum, (5.7), (5.5) ve (5.6) denklemleri ile birleştirilerek şu şekilde yazılır:

$$\frac{\rho_0 c_0}{2S} q_p e^{-jkx} + \frac{\rho_0 c_0}{2S} q_s e^{-jk(x-L)} = 0 \quad x \geq L \quad (5.9)$$

Bunu, birinci ve ikinci akustik güç kaynakları arasındaki bağıntı takip eder. Bu da:

$$q_s = -q_p e^{-jkl} \quad (5.10)$$

İki kaynak arasındaki kompleks güç ilişkisini tarif etmek için $ae^{j\omega b}$ ve $a\delta(t-b)$ ifadelerini içeren Fourier transformunu da kullanabiliriz. $q_p(t)$ gücündeki bir

kaynağın yarattığı basınç salınımlarını en iyi derecede etkisiz hale getirebilecek bir ikinci kaynağın gücü aşağıdaki ifade ile verilebilir:

$$q_s(t) = -q_p(t - L/c_0) \quad (5.11)$$

Bu ifadeden de görüleceği gibi birinci kaynağın yarattığı basınç salınımlarını yokedecek bir ikinci kaynağın gücü, birincininkine eşit olmalı yarattığı basınç salınımları birinci ile zıt işarete sahip olmalı ve c_0/L kadar gecikmeli olmalıdır. Bu gecikme bir basınç salınımlarının birinci kaynaktan ikinci kaynağa gelinceye kadarki geçen süredir. Bu fiziksel ilişki aşağıdaki Şekil 5.5’de de görülebilir. Öncelikle birinci kaynak bir ses sinyali yaratır. Bu sinyal boru içinde iki yöne doğru da hareket etmektedir. Kaynağın arkasına doğru giden sinyal sonsuz uzunluktaki bu ortam içinde kaybolmaktadır. Kaynağın önüne doğru giden sinyal ise ikinci kaynağa vardığı anda ikinci kaynak aynı birincide olduğu gibi fakat zıt işarete bir sinyal yaratır. Bu sinyal de ortam içinde iki yöne birden hareket edecektir. Kaynağın önüne doğru olan kısmı birinci kaynaktan gelen sinyalin etkisini yokeder. Kaynağın arkasına doğru giden sinyaller ise yine sonsuz uzunluktaki bu ortam içinde yoluna devam eder. Burada dikkat edilecek nokta bu yoketme esnasında ikinci kaynağın arkasına doğru giden sinyallerin işaretinin değişmiş olmasıdır. Yani birinci kaynağın gönderdiği bir sıkışma etkisi burada bir gevşeme etkisi olarak geriye döner.

Bu ilişkiler frekans domeninde de incelenebilir. (5.10) denklemi (5.7) denkleminde yerine konulursa meydana gelen net basınç alanı:

$$p(x) = \frac{\rho_0 c_0}{2S} q_p e^{-jkL} \left[e^{jk(L-x)} - e^{-jk(L-x)} \right] \quad 0 \leq x \leq L \quad (5.12)$$

Bu bize toplam ses alanı içinde birbirine eşit büyüklükte fakat zıt yönlerde hareket eden iki sinyali işaret eder. Birinci kaynağın arkasına doğru gitmekte olan kompleks basınç salınımları için ifade:

$$p(x) = \frac{\rho_0 c_0}{2S} q_p \left[1 - e^{-j2kL} \right] e^{jkx}, \quad x \leq 0 \quad (5.13)$$

Burada birinci kaynağın arkasına doğru sadece bu yönde giden sinyallerin olduğu görülür. Bu sinyalin genliği kL parametresi ile değişir ve $kL = n\pi$ için sıfır’a gider:

$x=0$ için, ifadenin sağ tarafı $[1 - e^{-j2kL}]$ haline gelir.

$kL=n\pi$ ise:

$e^{-j2kL}=e^{-j2n\pi}$ olur.

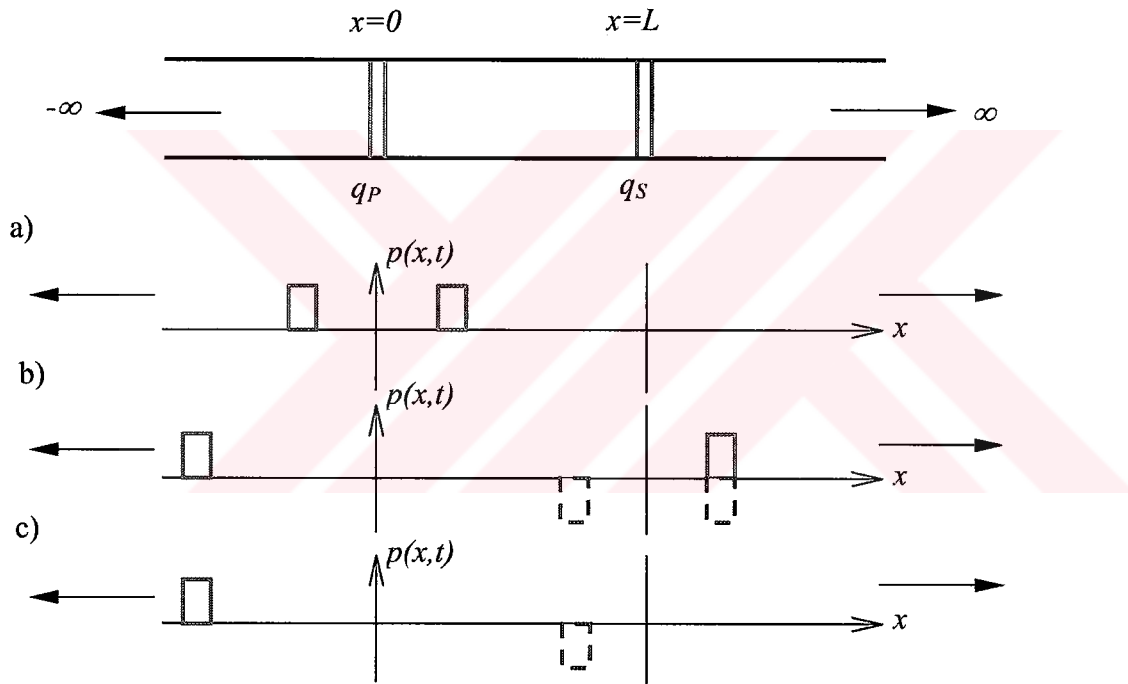
$n=1$ için, $e^{-j2n\pi}=e^{-j2\pi}$

$$e^{-j2\pi} = \cos 2\pi - j \sin 2\pi$$

$$e^{-j2\pi} = 1 - 0$$

$$e^{-j2\pi} = 1$$

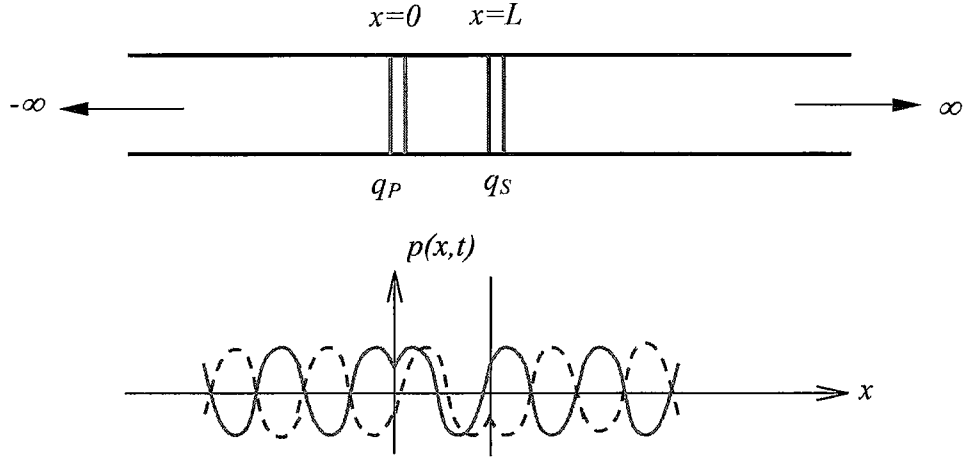
Çıkan bu sonuç (5.13) ifadesinde parantez içini sıfır yapar. dolayısıyla basınç sıfır'a düşer.



Şekil 5.5: İkinci kaynağın, ön tarafında bulunan ($x>L$) ses alanını sıfır yapmak için yarattığı sinyalin zaman domeninde gösteriminde dalganın yayımlanmaya başladığı t anı (a) durumunda, $t+L/c_0$ zaman sonraki hali (b) durumunda, net sonuç (c) durumunda görülmektedir [90].

Buradan çıkarılacak sonuç, iki kaynak arasında yaratılacak net basınç alanının bu iki kaynağın birbirlerinden uzaklıkları ile ve dalga boyu ile alakalı olduğu doğrultusundadır. Şekil 5.6'da bu ilişki görülmektedir. Buradan görülebileceği gibi

eğer iki kaynak arasındaki uzaklık bir tam sayı ile ifade edilebilecek bir değerde ise (örneğin $kL=n\pi$) ses alanları kaynakların hem ön, hem de arka taraflarında yok edilir.



Şekil 5.6: Birinci ve ikinci kaynaklardan yayımlanan harmonik basınç hareketlerinin bir çevrim esnasındaki durumu. İki kaynak birbirinden bir dalga boyu kadar uzaklıktadır [90].

6. DİJİTAL VERİ İŞLEMLERİ

6.1 Dijital Sinyal İşleme

Dijital sinyal işleme (DSP) analog sinyallerin dijital ortamda işlenmesidir. Voltaj, basınç, sıcaklık gibi gerçek hayatta karşılaşılan ve işlenmesi gereken tüm bilgiler, bilgisayar ortamında işlemci tarafından belli zaman aralıkları ile ele alınarak işlenir. Bunun sonucunda elde edilen veriler bir sayısal dizin olarak bir sonraki adımda işleme hazır şekilde tutulur.

DSP'nin özellikle kullanımının gerektiği ortamlar, çok miktarda verinin hızla işlenmesinin gerektiği durumlardır [30, 63]. Bu yüzden en çok gerçek zaman denilen işlem şeklinde kullanılır.

6.1.1 Gerçek Zaman İşlemleri

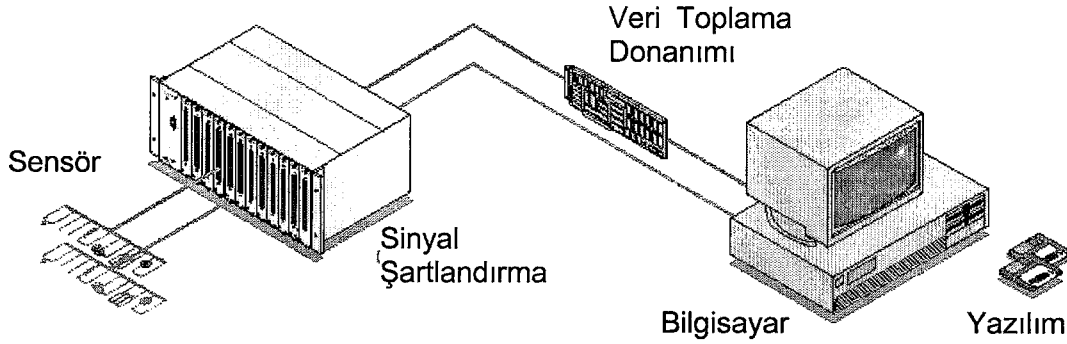
Gerçek zaman kavramı oldukça değerlendirmeye açık bir kavramdır. Normalde bu kavramdan anlaşılması gereken özellikle “hız” konusudur. Fakat örneğin bir sıcaklık ölçümü ele alındığında, ilgilenilen hız sıcaklığın saniyede 5 defa ölçümü iken ses sinyallerinin işlenmesinde bu değer saniyede 48,000 (48 kHz.) değerlerine kadar çıkabilmektedir. Bu durumda sıcaklık ölçümü için bahsedilecek bir gerçek zaman işlemi ses sinyalleri konusunda geçerliliğini yitirecektir. Buna benzer olarak ses sinyalleri için bahsedilen bir gerçek zaman işlemi de radyo dalgaları veya mikro dalgalar konusunda geçerliliğini kaybeder [37, 38].

Bu durumda gerçek zaman işlemleri için yapılabilecek en uygun tanımlama uygulama alanına bağlı olacaktır ve belirleyici kriter zaman'dır. Ele alınan durumda eğer istenilen işlemler belirlenen bir zaman aralığında gerçekleştirilebiliyorsa o zaman işlem gerçek zaman olarak anılabilir.

6.2 Veri Toplama

Laboratuvar araştırmaları, test ve ölçümler, endüstriyel otomasyon gibi veri toplamayı gerektiren birçok alanda bilgisayarların ISA, EISA, PCI, PCMCIA, paralel veya seri portları kullanılmaktadır. Bunun yanında çoğu uygulamada veriyi doğrudan

bilgisayarın hafızasına aktaran ve bilgisayarın kendi içinde bulunan elektronik kartlar kullanılmaktadır [21, 23, 50]. Aşağı yukarı bütün sistemlerde Şekil 6.1’de görülen bileşenler bulunmaktadır.



Şekil 6.1: Tipik bir bilgisayar tabanlı veri toplama sistemi [31].

6.2.1 Bilgisayarlar

Veri toplama sisteminde kullanılan bilgisayarın hızı ve kapasitesi veri toplama işlemini en fazla etkileyen faktörlerden biridir. Bugünün teknolojisinde “Pentium” veya “Power PC” sınıfındaki işlemciler ve bununla birlikte ISA/EISA kanallarından PCI kanallarına geçmekte olan yapılar veri toplama hızının gittikçe artmasını sağlamaktadır. Ayrıca dizüstü bilgisayarlar ile de veri toplama işlemine imkan sağlayan PCMCIA elektronik kartlar, bu konuya son derece fazla esneklik getirmiştir [102].

Veri toplamada sınırlayıcı etmenlerden biri de verinin depolanacağı ünitenin kapasitesi ve bu üniteye olan erişim hızıdır. Bilgisayar üzerinde hard disk olarak anılan bu ünitenin yeterli derecede hızlı olması işlemin de hızlı ve hatasız olmasını sağlayacaktır. Özellikle yüksek frekanslar ile işlem yapılıyorsa diske erişimin de çok hızlı akan bu verileri kayırmayacak derecede hızlı olması gerekmektedir.

6.2.2 Sensörler

Sensörler bir fiziksel büyüklüğü veri toplama sisteminin anlayabileceği elektrik sinyali haline dönüştüren elemanlardır. Örneğin mikrofonlar, ivme ölçerler, sıcaklık algılayıcılar, vb. sensörler algıladıkları fiziksel büyüklük ile orantılı genliklerde elektrik sinyalleri üreterek ele alınan sistemin ölçülebilir olmasını sağlamaktadırlar.

6.2.3 Sinyal Şartlandırma

Sensör tarafından üretilen elektrik sinyalleri bunları işleyecek veri toplama kartının giriş değerlerine göre optimize edilmek zorundadır. Sinyal şartlandırma üniteleri düşük genlik seviyesinde olan ve gürültü sinyallerinden etkilenebilecek ölçüm sinyallerini güçlendirir ve filtre ederek gürültü sinyallerinden arındırır [119, 122]. Bunun yanında şarj tip ivme ölçerler gibi bazı sensörler voltaj çıktısı verebilmek için bir gerilim veya akım beslemesine ihtiyaç duyarlar.

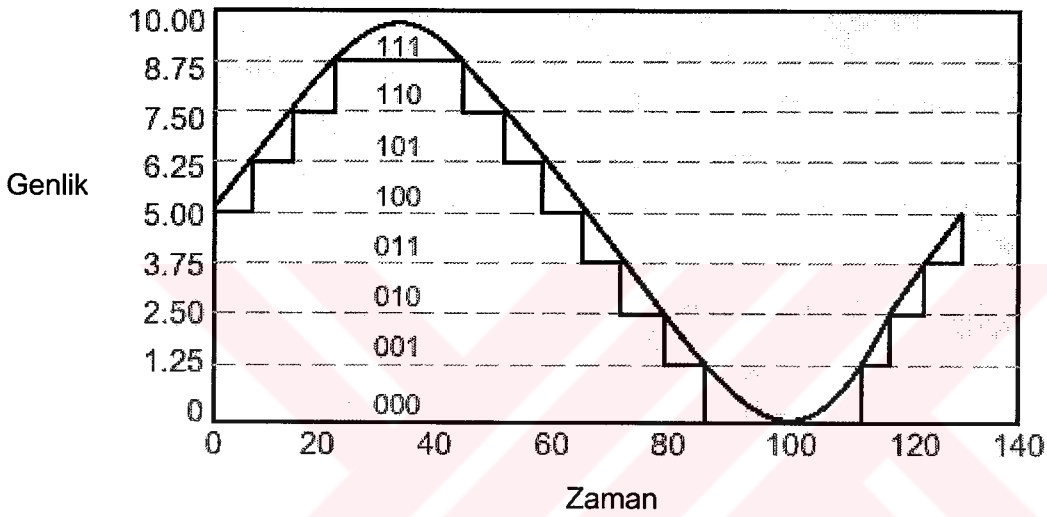
Sinyal şartlandırmanın bir diğer uygulaması “multiplexing” işlemi yani birden fazla kaynaktan gelen sinyallerin tek cihaz üzerinde işlenecek şekle getirilmesidir. Bu işlemin gerçekleşmesi esnasında Analog-Dijital dönüştürücü (ADC) bir sinyal örneği almak için bir kanalı tetikledikten sonra ikinci kanala geçer ve bunu tetikler. İkinci kanaldan gelen sinyal örneği alındıktan sonra tekrar birinci kanal tetiklenir ve bu işlem bu şekilde sürer. Eğer birden fazla kanal işleme giriyorsa veri toplama kartının örnekleme oranı azalacaktır. Bunun sebebi veri toplama oranının kanal sayısı ile ters orantılı olmasıdır. Örneğin bu çalışmada kullanılan NI-DAQ 1200 kartının örnekleme oranı 100 kS/s. 'dır (saniyede 100 bin örnek). Eğer kullanılan kanal sayısı 1'den 2'ye çıkarılırsa bu rakam kanal başına 50 kS/s. 'a düşecektir.

6.2.4 Çözünürlük

Analog-Dijital dönüştürücünün analog bir sinyali dijital formda ifade edebilmek için kullandığı kademe sayısına (bit) çözünürlük denilmektedir. Yüksek çözünürlük, çok sayıda kademe demek olup sinyaldeki küçük değişikliklerin de farkedilebilmesi anlamına gelmektedir. Şekil 1.2'de bir sinüsoidal sinyal ve bu sinyalin 3 bit çözünürlükte dijital hali görülmektedir. Bir 3 bit dönüştürücü algıladığı analog aralığı 2^3 yani 8 parçaya böler. Her bölüm 000 ile 111 arasındaki ikilik sayı sistemindeki karşılıkları ile ifade edilir. Kolayca görülebileceği gibi bir sinyalin dijital halde gösterilmesi hiçbir zaman gerçek formundaki hassaslıkta olmamaktadır. Bunun sebebi dijitale çevrim esnasındaki bilgi kayıplarıdır. Bu durumu iyileştirmek için ise çözünürlük yükseltilebilir. Çözünürlüğün 16 bit'e çıkartılması durumunda sinyalin ifade edileceği kademe sayısı 8'den 65,536'ya çıkacaktır. Tabi bu işlemin yapılabilmesi için sistemde çalışan elemanların da bu sayıdaki kademe ile işlem yapabilecek kapasitede olması gerekmektedir [134, 135].

6.2.5 Oran

Burada oran, ADC'nin işleyebileceği en fazla ve en az voltaj ölçüleri arasındaki seviyedir. Oran, çözünürlük ve kazanç, üçü birlikte bir veri toplama ünitesinin işleyebileceği en küçük voltaj ölçüsünü belirler. Bu ölçünün dijital karşılığı 1 LSB'dir ve genellikle kod genişliği olarak anılır. İdeal kod genişliği voltaj oranının kazanç ve çözünürlük çarpımına bölünmesi ile bulunur. Örneğin bu uygulamada olduğu gibi 12 bit çözünürlükte, 0'dan 10 V'a kadar bir orana sahip olan ve diyelim ki 100 kazanç ile kurulan bir sistemde ideal kod genişliği, $10/100 \cdot 2^{12} = 24.4 \mu V$.



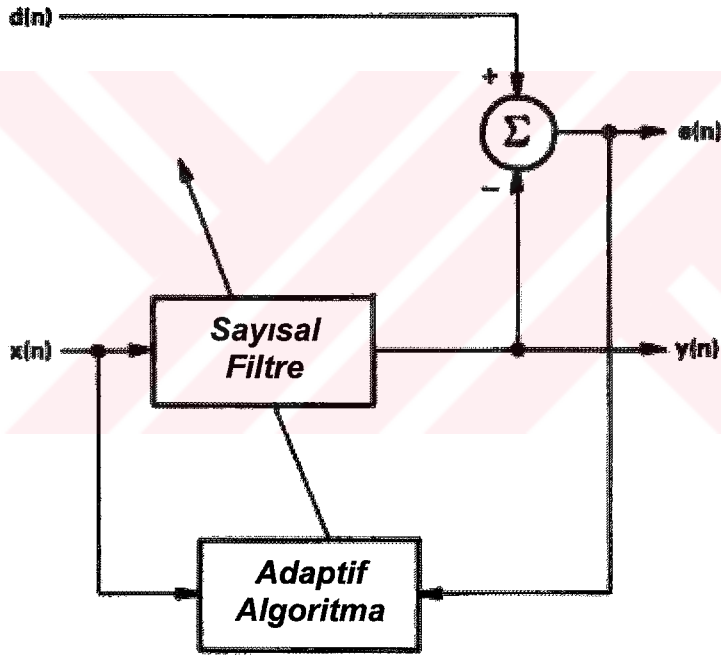
Şekil 6.2: 3 bit çözünürlük ile oluşturulmuş bir dijital sinüs sinyali [31].

6.2.6 Anti Aliasing Filtre

Örnekleme frekansının yarısından daha büyük frekans bileşenleri içeren sinyaller problemlidir. Eğer "0" ile $w_s/2$ arasında spektrum gözlenirse sadece orijinal sinyal değil, periyodik olan başka bileşenler de gözlemlenecektir. Bu duruma "Aliasing" denir. Örnekleme frekansı yeterince büyük seçilmezse yüksek frekanslı bileşenler gözlenemez. Bu problemi önlemek için ana sinyalin en yüksek frekans bileşeninin en az iki katı bir örnekleme frekansı seçilir. Bu düzeydeki yüksek frekanslı, gürültü denebilecek sinyalleri birtakım analog filtreler ile daha digitize olmadan ayıklayabiliriz. Bu filtreler "Anti-Aliasing Filtreler" denir. En yüksek frekans bileşenine "Nyquist Frekansı" ve bunun iki katına da "Nyquist Örnekleme Oranı" denir.

7. ADAPTİF FİLTRELER

Filtrelerin görevi sinyal işlemede kendilerine gelen sinyallerin karakteristiklerini seçmek ve kontrol etmektir. Filtre katsayıları filtrenin karakteristiğini ve dolayısıyla çıkacak sinyalin karakterini tanımlar. Bazı durumlarda filtre katsayıları baştan tanımlanamaz [11, 116]. Örneğin eko önleme sistemlerinde çıkış sinyalinden beklenen eko sinyalini yoketmesidir. Bu durumda eko sinyalinin karakteristik özellikleri önceden bilinemediği için katsayılar da başlangıçta konamaz. İşte bu gibi durumlarda adaptif filtreleme tekniği kullanılır.



Şekil 7.1: Adaptif filtre genel formu [4, 55].

Bir adaptif filtre, çıkışında istenen cevabı elde etmek için katsayıları bir adaptif algoritma tarafından sürekli güncellenen bir filtredir. Genel olarak adaptif filtreler iki ayrı kısımda incelenebilir. Bunlardan ilki, yapısı sinyal işlemeye uygun olarak tasarlanmış sayısal filtre kısmı, ikincisi ise filtre performansını en üst düzeyde tutmak için katsayıları sürekli ayarlayan adaptif algoritma kısmıdır. Bu iki yapı Şekil 7.1’de gösterilmektedir. Burada filtreye gelen $x(n)$ sinyali bir dijital filtre içinde belli bir ağırlık katsayısı ile çarpılarak $y(n)$ çıkış sinyalini oluşturur. Hata sinyali olan $e(n)$

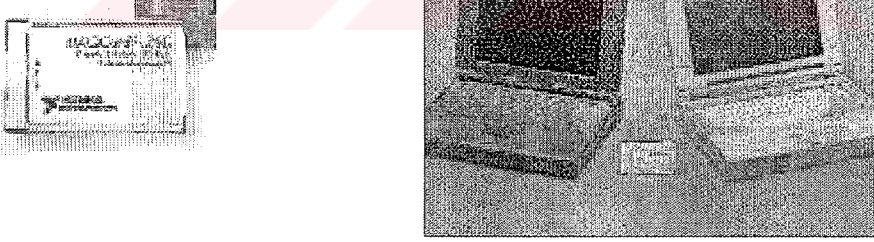
sinyalinin en az düzeyde tutulabilmesi için istenen sinyal olan $d(n)$ ve filtre çıkış sinyali olan $y(n)$ 'e göre filtre katsayıları adaptif algoritma tarafından sürekli güncellenir [2].

Adaptif filtreler özellikle gerçek zaman sinyal işlemedeki esnek ve verimli kullanım şekilleri ile pek çok alanda uygulanmaktadır. Bunlardan birkaçı adaptif tahmin, kanal eşitleme, eko önleme ve gürültü kontrolüdür. Bundan başka sistemin temelini dijital sinyal işlemeye (DSP) dayanması kullanımını kolaylaştırmakta, daha esnek hale getirmekte ve güvenilir kılmaktadır.

Adaptif filtreler konusunda yapılan en bilinen çalışmalar, Widrow'un "Least Mean Square (LMS)" algoritmasıdır. Çünkü bu algoritma tasarım ve uygulama için oldukça basit ve güvenilirdir. Bu çalışmada da kullanılmış olan bu algoritma bir "Sonlu İmpuls Cevabı (FIR)" filtre üzerinde yapılandırılmıştır.

Adaptif filtrelerin performansları konusunda en belirleyici olan husus işlem kapasitesi ve yeteneğidir. Bununla birlikte dijital filtrenin üzerinde oluşturulduğu platformun veri akış ve işlem hızı da bu konuda çok önemli bir faktördür.

Bu çalışma için kullanılmış olan dijital sinyal işleme sisteminin teknik özellikleri Şekil 7.2'de verilmektedir [105].

	
Analog Giriş	8 Kanal
	100 kS/s. Örnekleme Oranı
	12 bit Çözünürlük
Analog Çıkış	2 Kanal
	1 kS/s. Örnekleme Oranı
	12 bit Çözünürlük

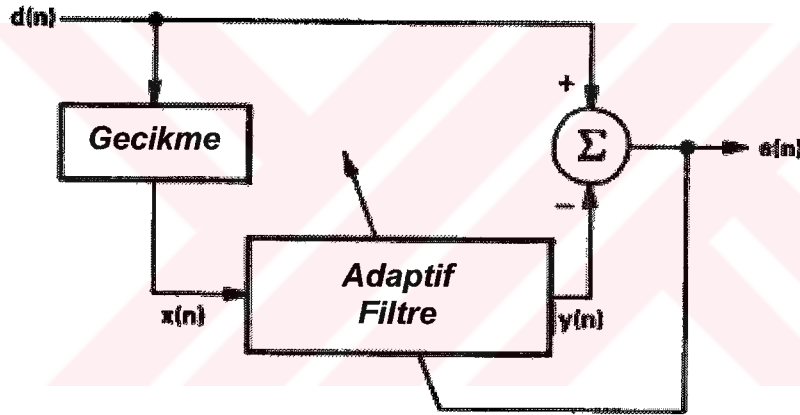
Şekil 7.2: NI - DAQCard 1200 Analog/Dijital Dönüştürücü ve karakteristik bilgileri [31].

7.1 Adaptif Filtre Uygulamaları

Adaptif filtrelerin en yoğun ve verimli kullanıldığı alanlar, işlenen sinyallerin karakteristiklerinin belirsiz olduğu ya da zamanla önceden tahmin edilemeyen şekilde değiştiği durumlardır. En başarılı uygulama alanları radar, sonar ve her türlü kontrol sistemleridir. Adaptif filtreler uygulama alanlarına göre çeşitli giriş-çıkış konfigürasyonları ile kullanılabilirler. Bu uygulamada bunlardan biri olan adaptif kestirim yöntemi için bir filtre kullanılacaktır.

7.1.1 Adaptif Kestirim

Bu filtre türüne ait blok diyagramı Şekil 7.3’de görülmektedir. Burada girdi sinyallerinden biri olan $x(n)$, istenen sinyal olan $d(n)$ ’in geciktirilmiş halidir. $y(n)$ kestirim yolu ile elde edilen sinyal, $e(n)$ ise kestirim hatasıdır.



Şekil 7.3: Adaptif kestirim algoritmasının blok diyagramı [4].

Bu tür filtrelerin en çok kullanıldığı alanlar yine bu çalışmada olduğu gibi geniş bantlı bir sinyal içinde dar bantlı başka bir sinyalin seçildiği uygulamalardır.

7.2 Adaptif Yapıların ve Algoritmaların Çalışma Prensipleri

Çeşitli tipte filtreler adaptif yapıların üzerlerinde kurulması için kullanılabilir. Bunlardan en yaygın olanları Sonsuz İmpuls Cevabı olan filtreler (IIR) ile Sonlu İmpuls Cevabı olan filtrelerdir (FIR) [9]. Bu uygulamada adaptif yapı kararlılığı IIR filtreye göre daha fazla olan bir FIR filtre üzerinde kurulmuştur.

7.3 FIR ve IIR Filtreler

FIR filtreler birkaç örneklemeden sonraki impuls cevabı sıfır olan filtrelerdir. En çok kullanıldığı yerler çıkışı, girişteki inputların her birinin bir öncekinin ağırlıklı toplamı olduğu dijital sistemlerdir [124, 135, 142]. Özellikleri:

- Daima kararlıdır.
- Eğer impuls cevabı filtre uzunluğunun yarısı etrafında simetrik ise filtrenin faz cevabı saf gecikme ile uyumludur ve filtre doğrusal faz'a sahiptir.
- Frekans cevabındaki değişiklikler, katsayılardaki küçük değişikliklerden kaynaklandığı durumlarda küçüktür ve önceden tahmin edilebilir.

IIR filtreler impuls cevabı asla sıfır'a düşmeyen filtrelerdir.

- Daima kararlı değildir. Bazan birim çemberin dışında kutuplara sahip olabilirler.
- Kutuplar birim çembere yakın ise katsayıların herhangi birindeki küçük değişiklikler frekans cevabında büyük değişikliklere sebep olabilir [3].

Bir adaptif FIR filtre çapraz, simetrik çapraz ve kafes yapılar kullanılarak oluşturulabilir. Yapılan uygulamada bir adaptif çapraz filtre LMS algoritması ile ele alınmıştır.

7.3.1 Çapraz Yapıda Filtreler

Adaptif filtre yapıları içinde kullanımı en yaygın olanı Şekil 7.4'de görülen çapraz yapıda filtrelerdir. Filtre çıktı sinyali olan $y(n)$:

$$y(n) = \underline{w}^T(n) \underline{x}(n) = \sum_{i=0}^{L-1} w_i(n) x(n) \quad (7.1)$$

Burada,

$$\underline{x}(n) = [x(n) \ x(n-1) \ \dots \ x(n-L+1)]^T \quad \text{Girdi vektörü}$$

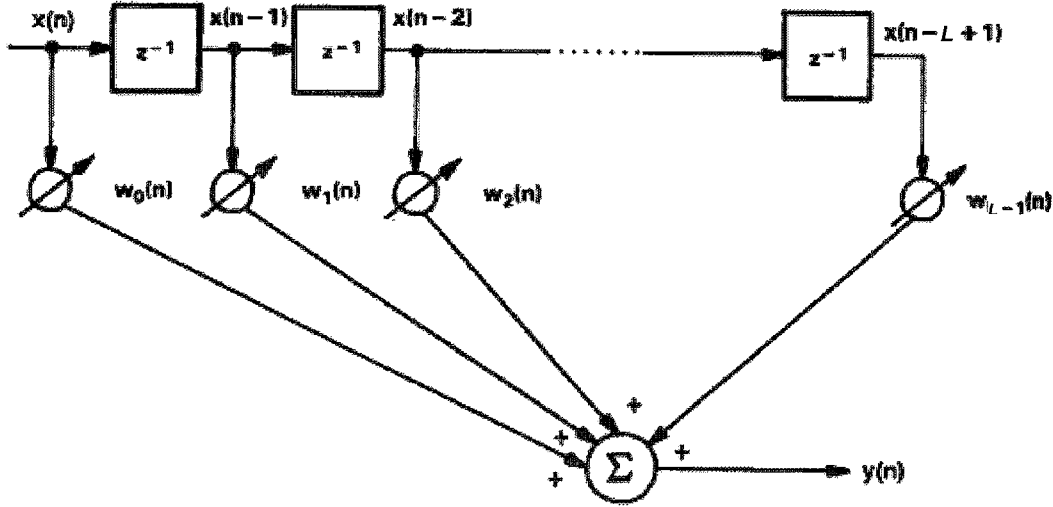
$$\underline{w}(n) = [w_0(n) \ w_1(n) \ \dots \ w_{L-1}(n)]^T \quad \text{Ağırlık vektörü}$$

T : Vektörün Transpozu

n : Zaman indisi

L : Filtrenin derecesi

Bu filtre FIR formunda bir filtredir.



Şekil 7.4: Çapraz filtre yapısı [4].

7.4 Adaptif Sinyal İşlemede Z-Dönüşümü

Z-Dönüşümü sistemin frekans cevabı ile doğrudan alakalıdır.

Veri sırası : $[x_k] = [\dots\dots\dots x_{-1} x_0 x_1 x_2 \dots\dots\dots]$

$$Z\text{-Dönüşümü} : X(z) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k z^{-k} \quad (7.2)$$

Burada “z” karmaşık sürekli bir değişkendir. “ $X(z)$ ” pozitif ve negatif olmak üzere iki taraflı olarak düşünülebilir. Çünkü “k” indisi ile alakalı olarak pozitif ve negatif değerler alabilir. Bununla birlikte $X(z)$ ’in bulunabilmesi için k’nın tüm değerlerine karşılık gelen x_k ’lar bilinmelidir. Bu durumda k’nın sıfırdan küçük değerleri için x_k da sıfır denilerek tek taraflı bir dönüşüm elde edilebilir. Örneğin;

$[x_k]$ eğer exponansiyel bir fonksiyonun elemanlarından oluşuyorsa:

$$x_k = \begin{cases} 0 & k < 0 \\ e^{-\alpha k} & k \geq 0; \alpha > 0 \end{cases} \Rightarrow X(z) = \sum_{k=0}^{\infty} e^{-\alpha k} z^{-k} \\ = \frac{z}{z - e^{-\alpha}} \left\{ \begin{array}{l} z = 0 (\text{sıfır}) \\ z = e^{-\alpha} (\text{kutup}) \end{array} \right.$$

7.5 Transfer Fonksiyonları

Transfer fonksiyonunun en basit tanımı doğrusal sistemler için çıkış büyüklüğünün giriş büyüklüğüne oranıdır. Sürekli yani analog sistemler için Laplace dönüşümü, dijital sistemler için ise Z-dönüşümü kullanılır [95].

Doğrusal bir dijital sinyal işleme sisteminin genel hali Şekil 7.5’de verilmektedir. Burada eğer geri besleme katsayıları olan “b”leri sıfır yaparsak sistem tek girişli adaptif doğrusal birleştirici durumuna gelir. Burada ağırlıklarda ok yoktur. Çünkü ok’un olması durumunda yani adaptasyon esnasında transfer fonksiyonundan söz edemeyiz. Şekil 7.5 genel tek girişli bir doğrusal birleştirici ya da dijital filtredir. Geri besleme kısmı olmadan “dönüşümsüz”, geri besleme kısmı varsa “dönüşümlü” isimlerini alır.

Her iki durum için de y_k :

$$y_k = \sum_{n=0}^L a_n x_{k-n} + \sum_{n=1}^L b_n y_{k-n} \quad (7.3)$$

Bu denklemin ilk kısmı (b olmadan) dönüşümsüz versiyondur. Transfer fonksiyonunu bulmak için z-dönüşümü yapılırsa:

$$Y(z) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^L a_n x_{k-n} z^{-k} + \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=1}^L b_n y_{k-n} z^{-k} \quad (7.4)$$

Denklemini basitleştirmek için:

$$\begin{aligned} [a_n] &= [\dots\dots\dots 000 a_0 a_1 \dots\dots a_L 000\dots\dots] \\ [b_n] &= [\dots\dots\dots 000 b_1 \dots\dots b_L 000\dots\dots] \end{aligned} \quad (7.5)$$

Bu durumda (7.4) denklemini sonsuz limitler içinde yazılabilir:

$$Y(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_{k-n} z^{-k} + \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n \sum_{k=-\infty}^{\infty} y_{k-n} z^{-k} \quad (7.6)$$

$m=k-n$ denilirse:

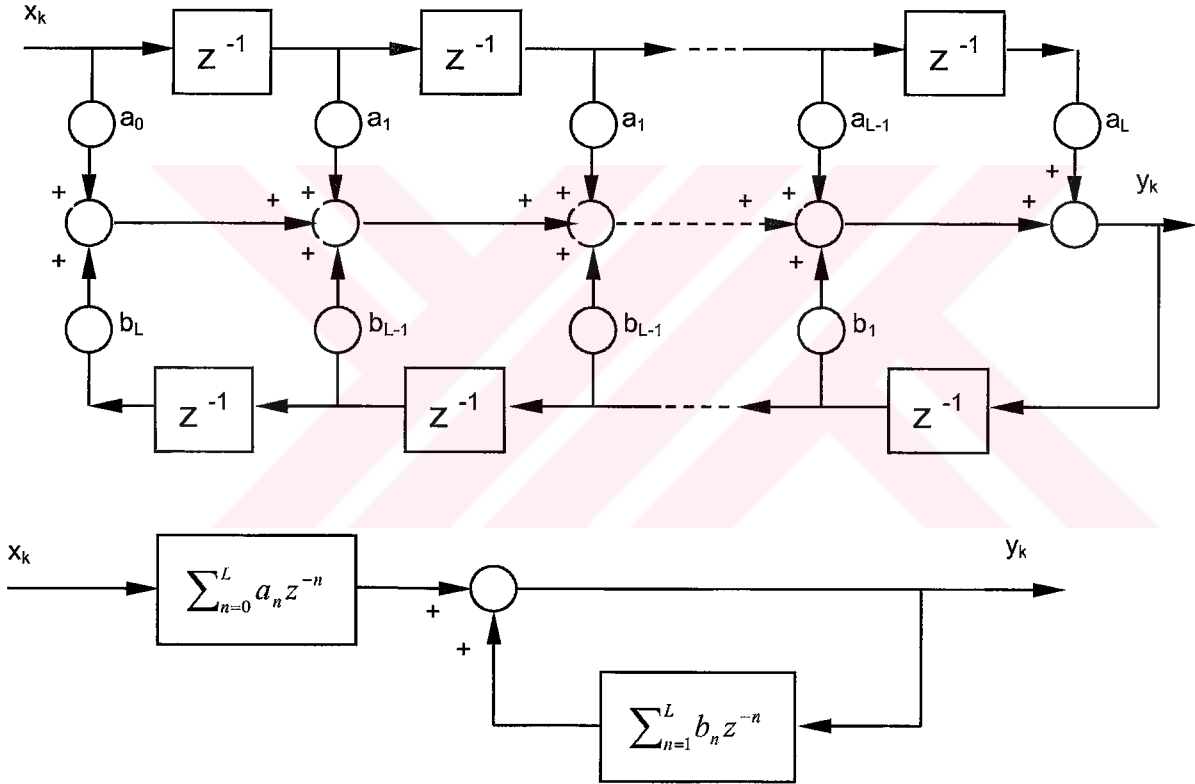
$$Y(z) = \left(\sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n z^{-n} \right) \left(\sum_{m=-\infty}^{\infty} x_m z^{-m} \right) + \left(\sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n z^{-n} \right) \left(\sum_{m=-\infty}^{\infty} y_m z^{-m} \right)$$

$$Y(z) = A(z)X(z) + B(z)Y(z) \quad (7.7)$$

Transfer fonksiyonu: $H(z) = Y(z)/X(z)$

$$H(z) = A(z) / [1 - B(z)] \quad (7.8)$$

Dönüşümsüz durum için $B(z)=0$ olur ve transfer fonksiyonu $Y(z)=A(z) \cdot B(z)$ şeklini alır.



Şekil 7.5: Eşdeğer dijital sinyal işleme diyagramları [142].

7.6 Frekans Cevabı

En basit anlatımıyla impuls cevabı fonksiyonunda “z” yerine “ $e^{j\omega}$ ” yerleştirilmesidir.

$$\text{Frekans Cevabı: } \frac{Y(e^{j\omega})}{X(e^{j\omega})} = \frac{A(e^{j\omega})}{1 - B(e^{j\omega})} \quad (7.9)$$

Buradan frekans cevabının “ ω ”nın periyodik bir fonksiyonu olduğu görülür. Çünkü “ $e^{j\omega}$ ”, “ ω ” değeri “ 2π ”nin katı olarak artmaya devam ettikçe değişmez. Bu sebepten eğer “ ω ” yerine “ $2\pi - \omega$ ” koyarsak:

$$e^{j(2\pi - \omega)} = e^{-j\omega} \quad (7.10)$$

$$\frac{Y(e^{j(2\pi - \omega)})}{X(e^{j(2\pi - \omega)})} = \frac{Y(e^{-j\omega})}{X(e^{-j\omega})} \quad (7.11)$$

“ x_k ”yı örnek sayısı olan k yerine zamanın fonksiyonu olarak yazmak istersek:

$$\begin{aligned} \omega &= \Omega \cdot T \quad (\Omega : \text{rad/s.}) \\ \omega &= 2 \cdot \pi f \cdot T \quad (f : \text{Hertz}) \end{aligned} \quad (7.12)$$

Herhangibir transfer fonksiyonunu ele alırsak:

$$H(z) = Y(z)/X(z) = H(e^{j\omega}) \quad (7.13)$$

$H(e^{j\omega})$ ’nın büyüklüğü ve fazı, filtrenin genlik kazancı ve faz ötelemesidir.

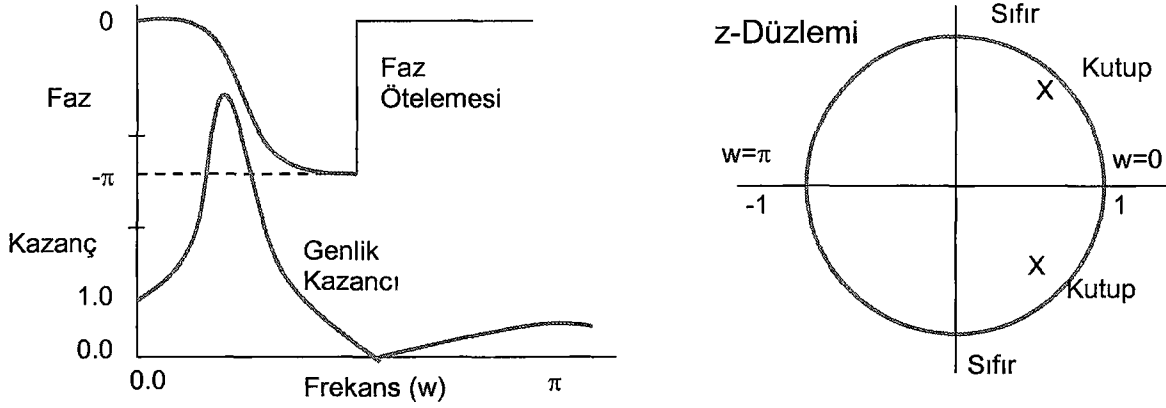
$$H(e^{j\omega}) = \text{Reel} + j \text{Imaj} \quad (7.14)$$

$$\text{Genlik Kazancı} : |H(e^{j\omega})| = \sqrt{[\text{Reel}]^2 + [\text{Imaj}]^2}$$

$$\text{Faz Ötelemesi} : \tan^{-1}(\text{Imaj}/\text{Reel})$$

Bu tanımlamalara ait grafikler Şekil 7.6’da görülmektedir. Burada ayrıca $H(z)$ ’in kutup ve sıfırlarının kazanç ve faz üzerine nasıl etkili oldukları da görülür. Frekans cevabını (7.9) denklemindeki formda elde etmek için “z” yerine “ $e^{j\omega}$ ” yerleştirilirse “ ω ”, “0” dan “ π ” ye kadar değişir. Bu durumda z-düzlemindeki hareket birim çemberin üst tarafında gerçekleşir. “z”nin kutup noktasına yakın olması durumunda

“ $\omega=\pi/4$ ” ve kazanç yüksek olur. Eğer “z” sıfır noktasına yakın ise “ $\omega=\pi/2$ ” ve kazanç düşük olur. “z”nin kutup’dan sıfır’a değişimi esnasında faz’da da yine şekilde görüldüğü gibi 180°’lik keskin bir değişim meydana gelir.



Şekil 7.6: Bir dijital filtrenin frekans cevabı ve birim çemberi [142].

7.7 Adaptif Algoritma

Bu çalışmada adaptif filtreler üzerinde kullanılan algoritmalarından sadece biri olan fakat ANC alanında en yaygın kullanım alanına sahip olan LMS (Least Mean Square) algoritması kullanılmaktadır. Bu algoritmanın temeli ortalama hata karesi denilen yöntemeye dayanmaktadır.

7.7.1 Ortalama Hata Karesi (MSE) Prensipleri ve Optimal Filtre Tasarımı

Şekil 7.1’de blok diyagramı görülen adaptif filtre, önceden belirlenmiş olan birtakım kriterlere göre sayısal filtrenin katsayılarını günceller. Bu güncelleme performansının en yaygın ölçüm şekli MSE yöntemi ile yapılır.

$$\xi(n) = E[e^2(n)] \quad (7.15)$$

Burada $E[-]$ terimi elde edilmek istenen değeri göstermektedir.

Bir adaptif FIR filtre için $\xi(n)$, L derecedeki filtre ağırlıkları olan $w_0(n)$, $w_1(n)$, $w_{L-1}(n)$ değerlerine bağlıdır. Eğer bir an için $w(n)$ ’in sıralı deterministik bir vektör olduğunu kabul edersek MSE performans fonksiyonu aşağıdaki bağıntı ile verilebilir:

$$\xi(n) = E[d^2(n)] - 2p^T w(n) + w^T(n) R w(n) \quad (7.16)$$

Burada “ p ” elde edilemek istenen değer ile girdi arasındaki çapraz korelasyon vektörüdür. “ R ” ise girdi oto korelasyon matrisidir. İkisi arasındaki ilişki aşağıdaki şekilde tanımlanır:

$$p \equiv E[d(n)x(n)] \quad (7.17)$$

$$p = [r_{dx}(0) \quad r_{dx}(1) \quad \dots \quad r_{dx}(L-1)]^T \quad (7.18)$$

$$r_{dx}(k) \equiv E[d(n)x(n-k)] \quad (7.19)$$

(7.19), $d(n)$ ile $x(n)$ arasındaki çapraz korelasyon fonksiyonudur.

$$R \equiv E[x(n)x^T(n)]$$

$$R = \begin{bmatrix} r_{xx}(0) & r_{xx}(1) & \dots & r_{xx}(L-1) \\ r_{xx}(1) & r_{xx}(0) & \dots & r_{xx}(L-2) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ r_{xx}(L-1) & r_{xx}(L-2) & \dots & r_{xx}(0) \end{bmatrix} \quad (7.20)$$

Burada:

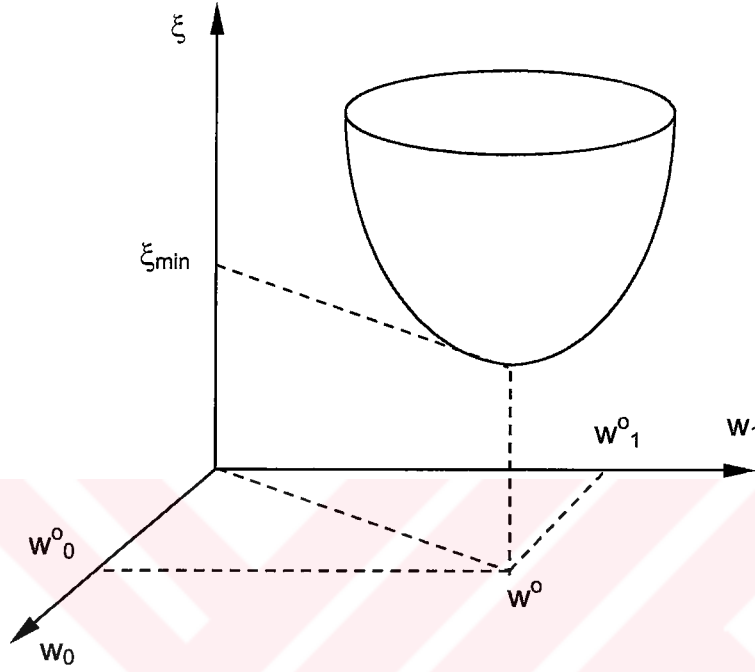
$$r_{xx}(k) \equiv E[x(n)x(n-k)] \quad (7.21)$$

$x(n)$ 'in otokorelasyon fonksiyonudur.

(7.16) denkleminde göre MSE, filtre katsayıları $w(n)$ 'in bir fonksiyonudur. Burada dikkat edilmesi gereken bir nokta MSE'nin karesel bir fonksiyon olduğudur. Çünkü (7.16) denklemindeki ağırlık terimleri birinci ve ikinci derecedendir. $w(n)$ filtre katsayıları vektörünün her bir değerine karşılık gelen bir MSE değeri vardır. Bu durumda, MSE değerleri $(L+1)$ boyutlu uzayda $w(n)$ değerleri ile bağlantılı bir MSE yüzeyi oluşturur. $L=2$ için bu yüzey 3 boyutlu uzayda oluşur. $L=2$ için üç boyutlu bir hata yüzeyi Şekil 7.7'de verilmektedir. Burada $w_0 = [w_0^o \dots \dots w_L^o]^T$ optimal katsayı vektörü ve ξ_{min} en az ortalama hata karesidir.

Şekil 7.7'de $\xi(n)$ 'in yüksekliği giriş büyüklüğü olan $x(n)$ sinyalinin $w(n)$ katsayıları ile filtre tarafından işlendikten sonraki hata sinyali $e(n)$ 'in güç büyüklüğünü verir. Eğer filtre katsayıları değişirse hata sinyalinin güç büyüklüğü de değişir. Bu durum

w_0 - w_1 düzleminde yüzeyin yüksekliğinin artması ile gösterilir. Hata yüzeyi ikinci dereceden, yani karesel bir formda olduğu için sadece bir tek $w(n)=w^o$ değeri enaz MSE değeri olan ξ_{min} 'i oluşturur. Bu iki ağırlık için olan durumda hata yüzeyi eliptik paraboloid bir form alır. Optimum filtre w^o , $\xi(n)$ fonksiyonunu min. yapar.



Şekil 7.7: $L=2$ için üç boyutlu performans yüzeyi [65].

En az MSE değerini elde etmek amacıyla (7.16) denkleminde $w(n)$ için optimum ağırlık vektörü olan w^o kullanılır:

$$\xi_{min} = E[d^2(n)] - p^T w^o \quad (7.22)$$

Bu denklem (7.16) denklemi ile birleştirilirse:

$$\xi(n) = \xi_{min} + [w(n) - w^o]^T R [w(n) - w^o]$$

$$\xi(n) = \xi_{min} + v^T(n) R v(n) \quad (7.23)$$

Burada,

$$v(n) \equiv w(n) - w^o \quad (7.24)$$

MSE yüzeyinin en önemli özelliği sadece bir min. noktasına sahip olmasıdır. MSE'nin en aza indirgenmesi birçok adaptif algoritmanın amaçlarından biridir. LMS algoritması da bunlardan biridir.

7.7.2 Basamaklı Düşme Metodu

Bu metod aslen doğrusal programlama ve optimizasyon problemlerinde fonksiyonu min. yapan çözümleri bulmak için kullanılır. Geometrik olarak da kolayca görülebileceği gibi performans yüzeyi üzerinde sistematik olarak adım adım izlenen bir düşme min. noktasına (ξ_{min}) gider. Filtrenin ağırlık değerleri her bir basamakta hata yüzeyinin negatif gradyeni yönünde düşmeyi sağlayacak şekilde güncellenir. Hata yüzeyinin gradyeni $\nabla \xi(n)$ ile gösterilir.

Basamaklı düşme metodu aşağıdaki algoritma ile tanımlanır:

$$w(n+1) = w(n) - \mu/2 \nabla \xi(n) \quad (7.25)$$

Burada “ μ ”, stabilite ve çanak şeklindeki yüzeyin en alt noktasına düşme hızını belirleyen yakınsama faktörüdür. μ ne kadar büyük ise düşüş o kadar hızlı olacaktır. Aradaki “-” işareti ise adaptif ağırlık vektörünü negatif gradyen yönünde artırır.

(7.16) denkleminde hata gradyeni bulunabilir:

$$\nabla \xi(n) = -2p + 2Rw(n) \quad (7.26)$$

(7.26) denkleminin (7.25) denkleminde yerine konulması basamaklı düşüş metodunun son durumunu verir:

$$w(n+1) = w(n) + \mu[p - Rw(n)] \quad (7.27)$$

7.7.3 LMS Algoritması

(7.25) denkleminde görüleceği gibi $w(n)$ 'den $w(n+1)$ 'e artış negatif gradyen yönündedir. Yani fonksiyonun eğilimi basamaklı olarak düşme yönündedir. Buna rağmen çoğu uygulamada $d(n)$ ve $x(n)$ değerleri bilinemez. Bu yüzden basamaklı düşüş metodu doğrudan kullanılamaz. İlk olarak 1970 yılında Widrow tarafından ortaya konulan anlık hata karesi metodu ($e^2(n)$), (7.15) denklemindeki ortalama hata karesinin tahmini ile bu problemi çözmüştür.

$$\xi'(n)=e^2(n) \quad (7.28)$$

LMS algoritması kullanılarak gradyen tahmini yapılması durumunda:

$$\nabla \xi'(n)=2[\nabla e(n)]e(n) \quad (7.29)$$

$e(n)=d(n)-w^T(n)x(n)$ olduğu için:

$$\nabla e(n)=-x(n)$$

ve hata tahmini:

$$\nabla \xi'(n)=-2x(n)e(n) \quad (7.30)$$

(7.30) denkleminin (7.25) denkleminde yerine konulması ile:

$$w(n+1)=w(n)+\mu x(n)e(n) \quad (7.31)$$

LMS algoritmasının işleyişi ileri besleme prensibine dayanmakta olup şu şekildedir:

1. Basamak: Başlangıç durumu ve parametrelerin seçimi:

“ L ”, “ μ ” ve “ $w(0)$ ” seçilir. “ L ” filtre derecesi, “ μ ” basamak büyüklüğü, “ $w(0)$ ” $n=0$ anında başlangıç ağırlık vektörüdür.

2. Basamak: Adaptif filtre çıktısının hesaplanması:

$$y(n) = \sum_{l=0}^{L-1} w_l(n)x(n-l) \quad (7.32)$$

3. Basamak: Hata sinyalinin hesaplanması:

$$e(n)=d(n)-y(n) \quad (7.33)$$

4. Basamak: LMS algoritmasını kullanarak adaptif ağırlık vektörünün $w(n)$ 'den $w(n+1)$ 'e güncellenmesi:

$$w_l(n+1)=w_l(n)+\mu x(n-l)e(n) \quad l=0, 1, \dots, L-1 \quad (7.34)$$

μ 'nün seçimi için kriterler:

1. Küçük μ değerleri büyük dereceli filtreler için uygundur.
2. Zayıf sinyaller için büyük μ değeri, kuvvetli sinyaller için küçük μ değeri uygundur.
3. Pratik olarak:

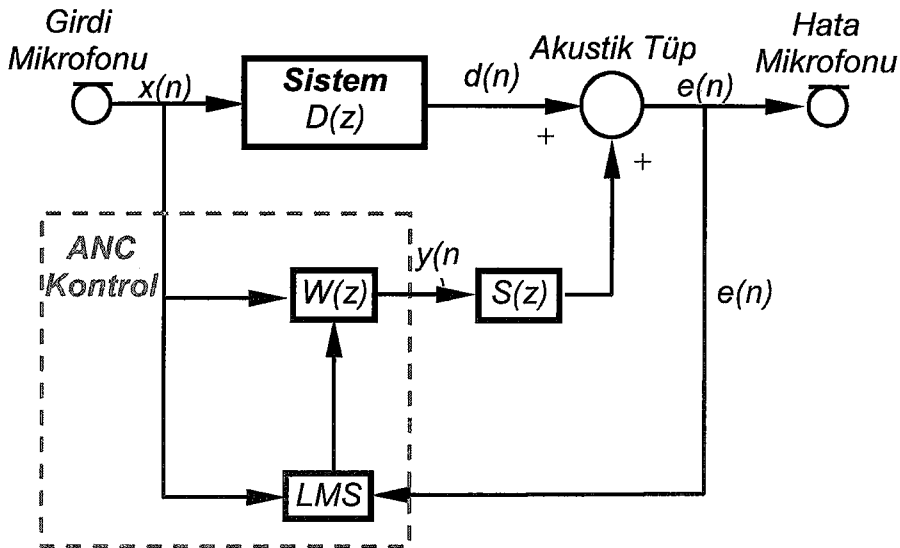
$$\frac{0.01}{L \cdot P_x} < \mu < \frac{0.1}{L \cdot P_x} \quad (7.35)$$

P_x :Giriş sinyal gücü

L : Filtre derecesi

7.8 İkinci Yol Etkisi

Bu etki ileri besleme ANC sistem prensipleri ile daha kolay olarak anlatılabilir. $e(n)$ Hata sinyali kontrol hoparlörünün ötesindeki bir mikrofon ile ölçülür. Şekil 7.8'deki kavşak, adaptif filtreden gelen $y(n)$ çıktısı ile (anti-gürültü) $d(n)$ birinci gürültüsünün oluşturduğu, hata mikrofonu ve kontrol hoparlörü arasındaki akustik ortamı temsil eder. Anti-gürültü sinyali $S(z)$ ikinci iletim yolu fonksiyonu ile değiştirilir. Yani, gürültü kaynağından hata mikrofonuna kadar olan birinci $D(z)$ yolunun birinci gürültü sinyalini değiştirdiği gibi anti gürültü sinyali de $y(n)$ 'den $e(n)$ 'e ikinci yol fonksiyonu $S(z)$ tarafından değiştirilir.



Şekil 7.8: İkincil İletim Yolunun Etkisi [65].

$D(z)$: Birinci yolun cevabı ile çarpılmış olan giriş gürültü sinyali. Algılama noktasındaki sinyal.

$S(z)$: İkinci yol transfer fonksiyonu

Şekil 7.8’de görülen sistem şeması deneylerde kullanılan düzeneğe uyarlandığında Şekil 7.9’daki gibi gösterilebilir.

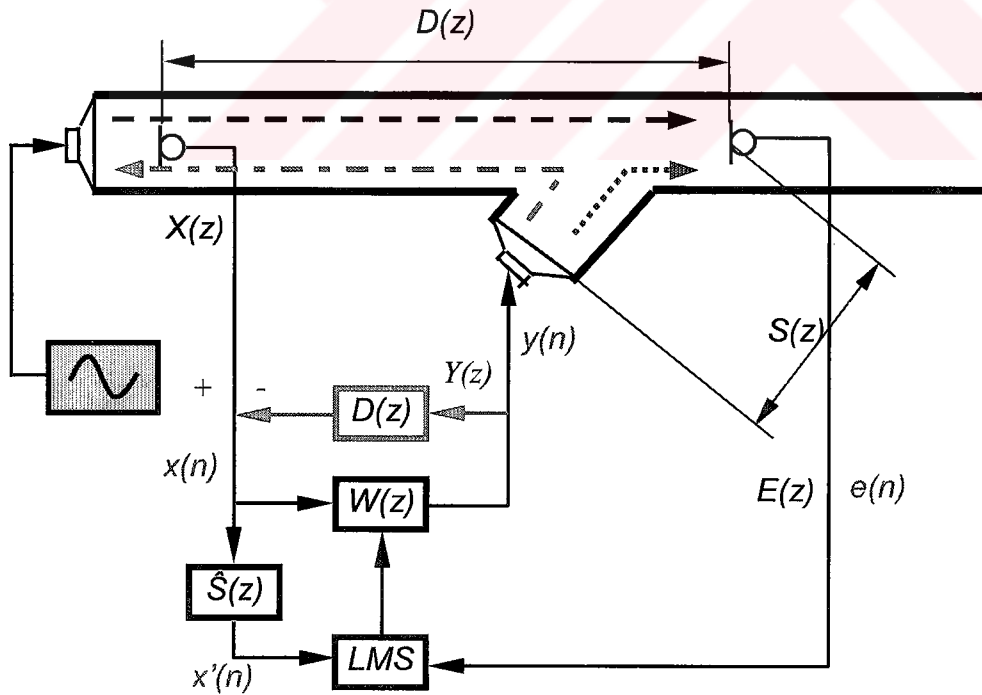
Şekil 7.8’den $e(n)$ hata sinyalinin Z-dönüşümü:

$$E(z) = X(z)D(z) + X(z)W(z)S(z) \quad (7.36)$$

Adaptif filtreden sonraki dönüşümün mükemmel olduğunu kabul edip artık hata “0” kabul edilebilir. Bu durumda:

$$W(z) = -\frac{D(z)}{S(z)} \quad (7.37)$$

Böylelikle $W(z)$, $D(z)$ birinci iletim yolunu modellemeli ve ikinci iletim yolu $S(z)$ ’in de tersini modellemelidir.



Şekil 7.9: Deney düzeneği üzerinde sistem şeması.

Eğer $D(z)$ yolu en az $S(z)$ kadar uzun değil ise $S(z)$ 'den kaynaklanan doğal gecikmeyi tersine çevirmek mümkün değildir.

Yukarıdaki denkleme göre eğer $S(w)=0$ ise sistem durağan olmayan hale gelir. Aynı şekilde $D(w)=0$ olduğundan da sistem efektif olarak çalışmaz.

7.9 Filtrelenmiş-X LMS Algoritması

İkincil iletim yolu, transfer fonksiyonu $S(z)$ sebebiyle geleneksel LMS algoritması biraz değişikliğe uğrar ve Şekil 7.10'daki gibi olur.

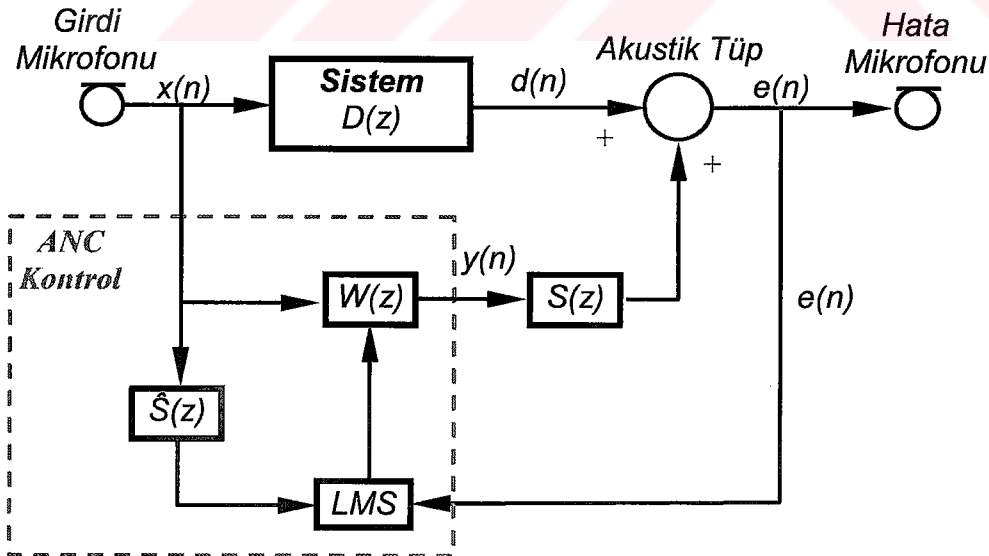
$$y(n) = \underline{w}^T(n) \underline{x}(n) = \sum_{i=0}^{L-1} w_i(n) x(n-i) \quad (7.38)$$

$\underline{w}^T(n) = [w_0(n) \ w_1(n) \ \dots \dots \dots w_{L-1}(n)]^T$ n zamanında $W(z)$ 'in katsayı vektörü,

$\underline{x}(n) = [x(n) \ x(n-1) \ \dots \dots \dots x(n-L+1)]^T$ n anında referans sinyal vektörüdür.

Bu filtre DSP üzerine aşağıdaki formda yüklenir:

$$y(n) = \sum_{i=0}^{L-1} w_i(n) x(n-i) \quad (7.39)$$



Şekil 7.10: Filtrelenmiş-X LMS Algoritması sistem şeması [65].

FXLMS algoritması aşağıdaki gibi yazılır:

$$w(n+1)=w(n)-\mu e(n)x(n)*s(n) \quad (7.40)$$

Burada μ , algoritmanın stabilite ve yakınsamasını tanımlayan basamak büyüklüğü ve $s(n)$ de $S(z)$ 'in impuls cevabıdır. "*" işareti vektörel çarpımı göstermektedir. Bu yüzden $x(n)$ girdi vektörü $S(z)$ ile filtrelenir. Buna rağmen pratikte $S(z)$ bilinmez ve bir filtre ile önceden tahmin edilir ($\hat{S}(z)$). Böylece:

$$w_i(n+1)=w_i(n)-\mu e(n)x'(n-i) \quad i=0,1,2,\dots\dots L-1 \quad (7.41)$$

ve

$$w(n+1)=w(n)-\mu e(n)x'(n) \quad (7.42)$$

burada,

$$x'(n)=\underline{\hat{s}}^T \underline{x}(n)=\sum_{i=0}^{M-1} \hat{s}_i x(n-i) \quad (7.43)$$

$x'(n)$, referans girdinin filtrelenmiş durumunun vektörüdür ve:

$$x'(n)=[x'(n) \ x'(n-1) \ \dots\dots\dots x'(n-L+1)]^T \quad (7.44)$$

ve

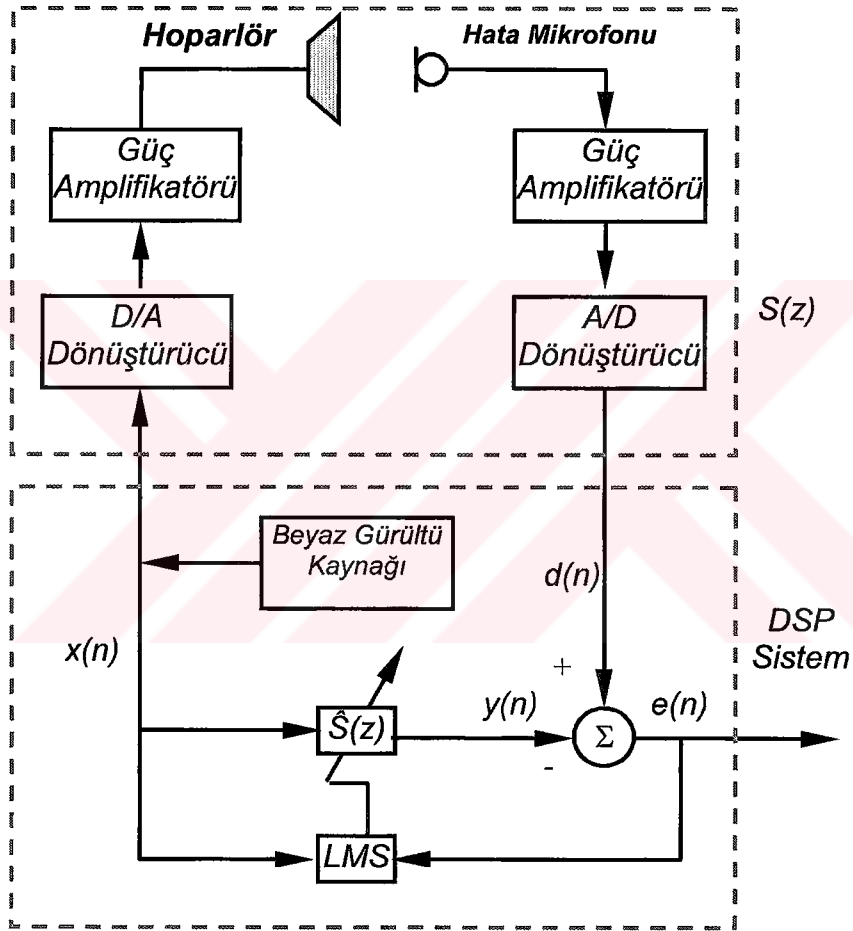
$$\underline{s}=[s_0 \ s_1 \ \dots\dots\dots s_{M-1}]^T \quad (7.45)$$

$\underline{s}$: İkinci iletim yolu $S(z)$ 'in katsayı vektörüdür.

$S(z)$ transfer fonksiyonu zamanla değişen ve hoparlörün yaşlanması, sıcaklık ve ikinci iletim yolundaki hava hareketlerinden etkilenen bir transfer fonksiyonudur. Bunun için çeşitli on-line teknikler geliştirilmiştir. $S(z)$ 'in karakteristiğinin bilinmediği fakat zamanla sabit kaldığı kabul edilerek off-line tekniklerle de $S(z)$ tahmin edilebilir.

7.10 Off-Line Modelleme Tekniği

FXLMS algoritmasının $S(z)$ transfer fonksiyonu bilgisine ihtiyaçı vardır. $S(z)$ 'in zamanla deđiřen ve karakteristiđi bilinmeyen bir fonksiyon olduđu dűřünűlűrse off-line tekniđi bařlangıçda sistem tanımlama safhasında $S(z)$ 'in tahmini için kullanılır. Tanımlama iřleminin sonunda tahmin edilmiř model olan $\hat{S}(z)$ sabitlenir ve ANC için kullanılır. Beyaz gűrűltű her frekansta sabit bir spektral yođunluđa sahip olduđu için bu tanımlama iřlemi için idealdir.



řekil 7.11: Off-line ikinci yol modellemesi için deneysel durum gűsterimi.

Bu teknik řekil 7.11'de gűrűlmektedir. İřleyiř ise řu řekildedir:

1. Basamak: Beyaz gűrűltű sinyali yaratılır.
2. Basamak: Hata sensűrűnden istenen $d(n)$ sinyali alınır.

3. Basamak: Aşağıdaki şekilde adaptif filtre algoritması uygulanır:

- Adaptif filtre çıktısı hesaplanır.

$$y(n) = \sum_{l=0}^{L-1} \hat{s}_l(n)x(n-l) \quad (7.46)$$

$\hat{s}_l(n)$: n anında $\hat{S}(z)$ tahmin edilmiş ikinci yol filtresinin l . katsayısı.

- Hata sinyali hesaplanır:

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (7.47)$$

- Geleneksel LMS algoritması kullanılarak katsayılar güncellenir.

$$\hat{s}_l(n+1) = \hat{s}_l(n) + \mu x(n-l)e(n), \quad l=0, 1, \dots, L-1 \quad (7.48)$$

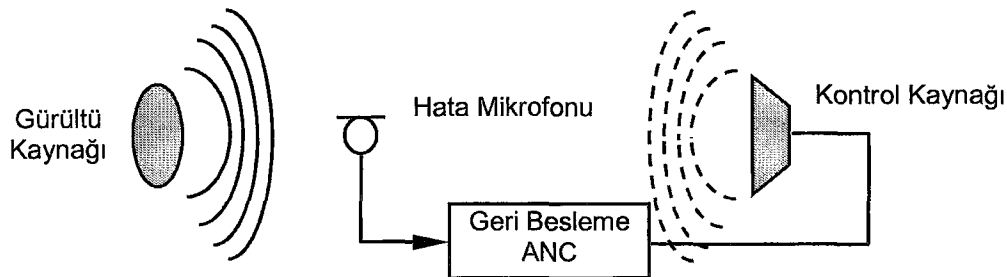
4. Basamak: 1. Basamağa geri dönülüp $\hat{S}(z)$ adaptif filtresi $e(n)$ 'in gücü en az oluncaya kadar optimum şekilde yakınsaması sağlanır.

8. GERİ BESLEME AKTİF GÜRÜLTÜ KONTROLÜ

Adaptif algoritmalar kullanan aktif gürültü kontrol sistemleri temel olarak ileri ve geri besleme şeklinde iki farklı yapı üzerine kurulur. İleri besleme aktif gürültü kontrol sistemlerinin karakteristik özellikleri, esas gürültü sinyalini algılamak için ayrıca bir sensör kullanmalarıdır. Eğer dar bantlı bir gürültü sinyali ile çalışılıyorsa referans sinyal, devir sayısı gibi akustik olmayan başka yöntemlerle alınır. Hem dar hem de geniş bantlı ileri besleme sistemlerinde hata sensörü olarak kullanılan mikrofon artık gürültü miktarını algılar ve bu bilgi adaptif filtrenin katsayılarını güncellemek için kullanılır. Bu çalışmada ise sadece bir hata sensörü kullanılan geri besleme yapısı kullanılmaktadır. Geri besleme sistemler genelde ana gürültü sinyaline benzeşimi sağlayacak referans sinyalin algılanamadığı ya da yaratılamadığı ortamlarda tercih edilir. Bunlar genelde geniş bantlı ve belli bir karakteristiğın yakalanması zor olan türbülans, tekerlek/yol, rüzgar gürültüsü gibi konulardır.

8.1 Adaptif Olmayan Klasik ANC

Tek kanallı bir akustik geri besleme sistemin şeması Şekil 8.1’de verilmektedir. Bu geri besleme ANC sistemi, hata mikrofonuna yakın bir noktaya konulmuş ve geri besleme ile kontrol edilen bir kaynak vasıtasıyla sessiz bir bölge yaratır. Hata mikrofonu çıktı sinyali bir amplifikatör vasıtasıyla kazanç ve faz açısı ayarlarından geçirilir ve 180° faz farkı ile kontrol kaynağına gönderilir. Bu sistem sadece bir mikrofon ile çalıştığı için ileri besleme sistemlerinin başlıca problemi olan kontrol kaynağının referans mikrofonuna olan etkisi ortadan kalkmış olur [12, 91, 92].



Şekil 8.1: Tek kanallı geri besleme ANC sistemi [132].

Bu tür sistemler ANC sistemlerin en temel ve ilkel prensipleri ile çalışır. Hata mikrofonunun yeri, zaman gecikmesini en aza indirmek için kontrol hoparlörünün olabildiğince yakınındadır. Sistem birkaç yüz Hz.'e kadar ve kısıtlı bir band aralığında çalışır. Faz cevabının kolay kontrol edilemediği yüksek frekanslarda pozitif geri beslemeden ötürü düzensizlik problemleri ile karşılaşılır. Bu kritik frekans hata mikrofonunun kontrol hoparlörüne uzaklığının bir fonksiyonudur. Bu uzaklık ne kadar küçük olursa kritik frekans o kadar yüksek ve kontrol edilen band aralığı o kadar geniş olur. Bu konudaki en büyük çıkmaz, kontrol kaynağı olarak kullanılan genel amaçlı hoparlörlerin ne kadar yakınına gelinirse akustik dalga bozunumlarının o derece artmasıdır. Burada hoparlörün yakın alanının sınırları (bkz. Bölüm 3.4), kullanılabilecek mesafe sınırlarını ve kontrol edilecek üst frekans sınırını belirlemektedir. Bununla birlikte kanal ve boru gibi ortamlarda bu konu üzerinde yapılan araştırmalarda değişik birtakım yaklaşımlar da ortaya konulmuştur. Mikrofonun hoparlöre uzaklığı, kanal genişliği ya da çapının en az 0.4 katı olması durumunda yakın alan etkisinin algılanan gürültü sinyalleri ile etkileşimi en az olmaktadır [90].

Adaptif olmayan geri besleme ANC sistemlerin en önemli karakteristiği, stabilitenin kontrol kaynağı ile hata sensörü arasındaki zaman gecikmesine bağlı olmasıdır [15, 32]. Bu gecikmenin en önemli etkilerinden biri belli frekanslarda pozitif geri beslemenin negatife dönüşmesi ve bunun da sistemin düzgün çalışma durumunu bozmasıdır.

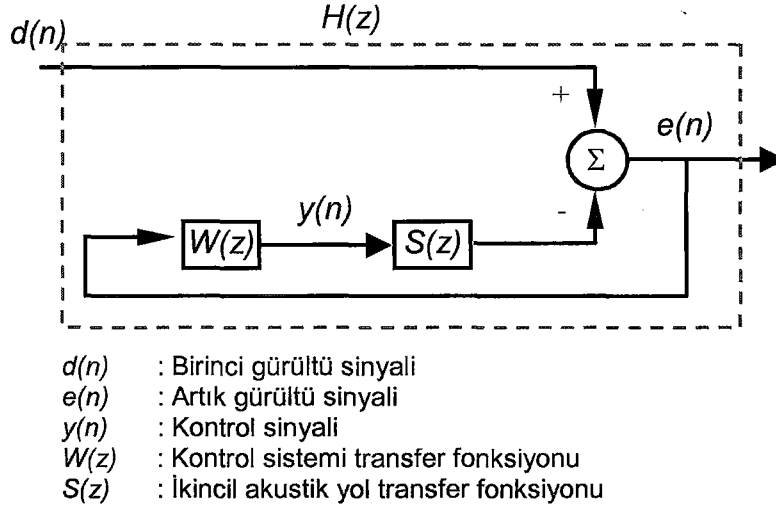
8.2 Tek Kanal Adaptif Geri Besleme ANC Sistemler

Geri besleme ANC uygulamalarında birinci gürültü sinyali ($d(n)$) işe yaramaz. Çünkü ANC sistemi zaten bunu ikinci gürültü ile yoketmeye çalışmaktadır. Bu yüzden adaptif geri besleme ANC'nin temel prensibi birinci gürültüyü tahmin etmek ve bunu $W(z)$ ANC filtresi için referans sinyal olarak kullanmaktır.

Şekil 8.2'de görülen sistemde birinci gürültü Z-domeninde aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$D(z) = E(z) + S(z)Y(z) \quad (8.1)$$

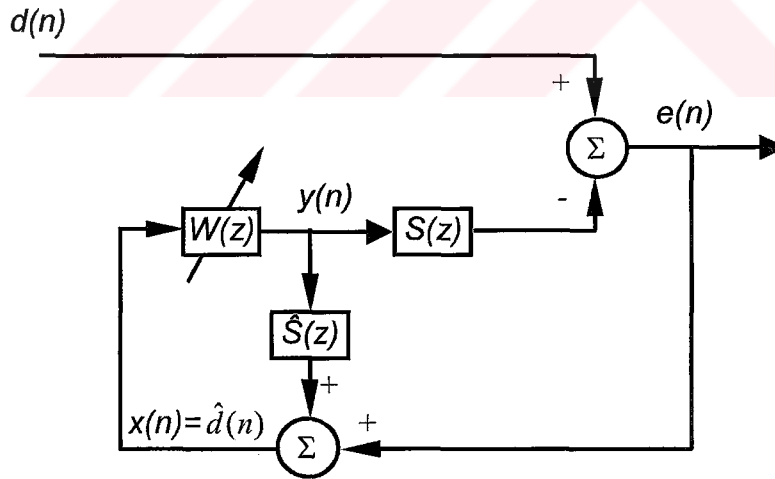
Burada $E(z)$, hata sinyalinden elde edilen, $Y(z)$ ise adaptif filtrenin ürettiği sinyallerdir. Böylece her iki $E(z)$ ve $Y(z)$ sinyalleri ANC sistem tarafından işlenebilmektedir. Bununla birlikte eğer bir de $S(z)$ ikinci yolu $\hat{S}(z) \approx S(z)$ olacak şekilde ölçülüp yakın bir sinyal üretilebiliyorsa $d(n)$ gürültü sinyali başarıyla tahmin edilmiş olur. Bu sinyal $x(n)$ sinyali olarak kullanılır.



Şekil 8.2: Tek kanal geri besleme sistemi [66].

$$X(z) \equiv \hat{D}(z) = E(z) + \hat{S}(z)Y(z) \quad (8.2)$$

Bu referans sinyal yaratma tekniği Şekil 8.3’de gösterilmektedir. Burada ikinci gürültü sinyali (kontrol sinyali) olan $y(n)$, tahmin edilmiş olan $\hat{S}(z)$ ikinci yol fonksiyonu ile filtre edilir ve $e(n)$ sinyali ile toplanarak birinci gürültü sinyalini yaratmak için kullanılır.



Şekil 8.3: Referans sinyal yaratma tekniği [64].

FXLMS algoritması kullanan adaptif geri besleme ANC sisteminin tamamı Şekil 8.4’de gösterilmektedir. Burada $\hat{S}(z)$ ikinci yolu kompanse etmek için de kullanılır. $x(n)$ referans sinyali, $d(n)$ sinyalini tahmin etmek için aşağıdaki gibi işlenir:

$$x(n) \equiv \hat{d}(n) = e(n) + \sum_{m=0}^{M-1} \hat{s}_m y(n-m) \quad (8.3)$$

Burada, $\hat{s}_m$, $m=0, 1, \dots, M-1$ katsayıları olup ikinci yolu tahmin için kullanılan $\hat{S}(z)$ FIR filtresinin derecesini (M) gösterir. $S(z)$ tahmini off-line ve on-line olarak yapılabilir. $y(n)$ ikinci sinyali (kontrol sinyali) aşağıdaki şekilde yaratılır:

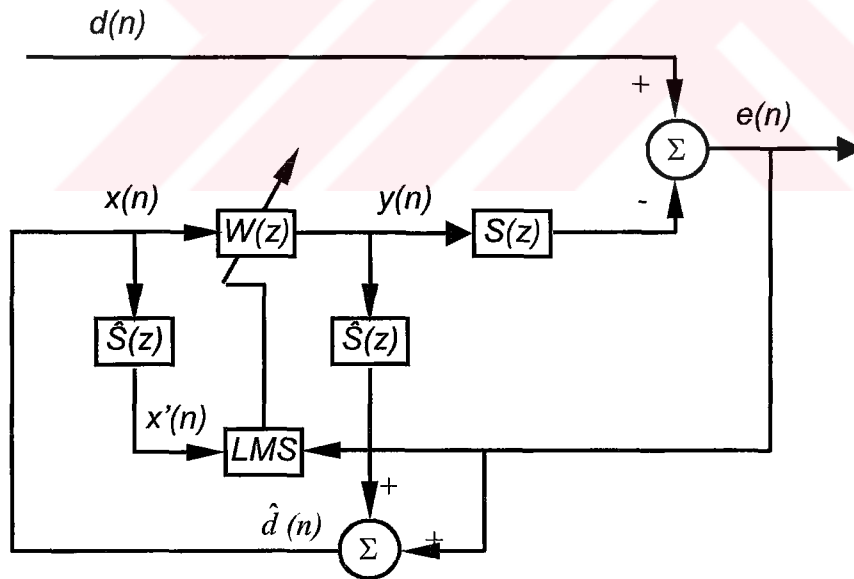
$$y(n) = \sum_{l=0}^{L-1} w_l(n)x(n-l) \quad (8.4)$$

Burada $w_l(n)$, $l=0, 1, \dots, L-1$ n anında $W(z)$ 'nin katsayılarıdır. L ise $W(z)$ FIR filtresinin derecesidir. Bu katsayılar FXLMS algoritması ile güncellenir.

$$w_l(n+1) = w_l(n) + \mu x'(n-l)e(n), \quad l=0, 1, \dots, L-1 \quad (8.5)$$

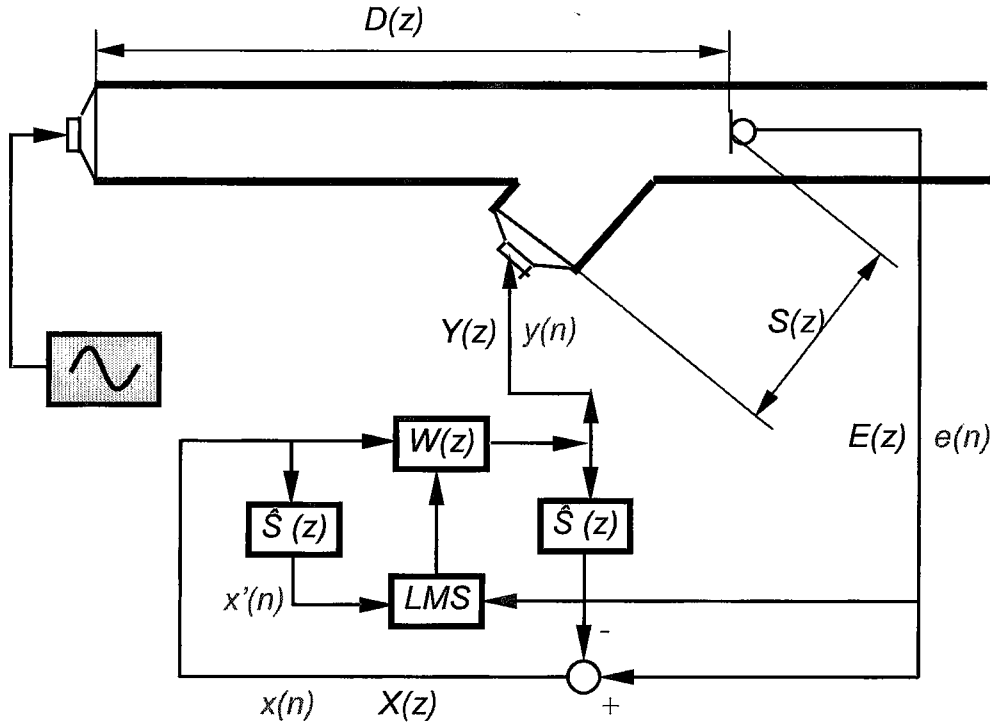
Burada μ basamak büyüklüğü, $x'(n)$ filtrelenmiş referans sinyalidir:

$$x'(n) \equiv \sum_{m=0}^{M-1} \hat{s}_m x(n-m) \quad (8.6)$$



Şekil 8.4: FXLMS algoritması kullanan ANC sistem şeması [65, 66].

Algoritmanın deney düzeneğine uyarlanmış durumu Şekil 8.5’de görülmektedir.



Şekil 8.5: Geri besleme ANC sistem şeması.

8.3 Algoritma Analizi

Önceki denklemlerde ele alındığı gibi $x(n)=d(n)$ durumu eğer $\hat{S}(z)=S(z)$ ise geçerli olmaktadır.

Bu şartlar sağlandığında algoritma Şekil 8.6 “a” daki duruma dönüşebilir. Bu da adaptif ileri besleme ANC’dir. Eğer LMS algoritmasının basamak büyüklüğü olan μ küçük ise (yavaş yakınsama) “a” algoritması “b” ye dönüşür. Eğer ikinci yol saf bir gecikme ile tarif edilebilirse ($S(z)=z^{-\Delta}$) o zaman “b” algoritması “c” şeklini alır ve bu da standard adaptif kestirim şeklidir. “c” şeklinde $x(n)=d(n-\Delta)$, $y(n)$ tahmin edilmiş birinci gürültü, $e(n)$ ise tahmin (veya artık) hata sinyalidir. $d(n)$ ’den $e(n)$ ’e olan sistem cevabı, $H(z)$ kestirim hata filtresi olarak anılır.

Şekil 8.4’de ele alınan adaptif geri besleme ANC sistemi için hata sinyali:

$$E(z)=D(z)-S(z)Y(z) \quad (8.7)$$

Burada,

$$Y(z)=W(z)X(z) \quad (8.8)$$

$$Y(z)=W(z)[E(z)+\hat{S}(z)Y(z)] \quad (8.9)$$

$$[1-\hat{S}(z)W(z)]Y(z)=W(z)E(z) \quad (8.38)$$

$$Y(z)=\frac{W(z)E(z)}{1-\hat{S}(z)W(z)} \quad (8.10)$$

$$E(z)=D(z)-S(z)\left[\frac{W(z)E(z)}{1-\hat{S}(z)W(z)}\right] \quad (8.11)$$

$$\left[1+\frac{S(z)W(z)}{1-\hat{S}(z)W(z)}\right]E(z)=D(z) \quad (8.12)$$

$$E(z)=\frac{D(z)}{1+\frac{S(z)W(z)}{1-\hat{S}(z)W(z)}} \quad (8.13)$$

$$E(z)=\frac{D(z)[1-\hat{S}(z)W(z)]}{1+[S(z)-\hat{S}(z)]W(z)} \quad (8.43)$$

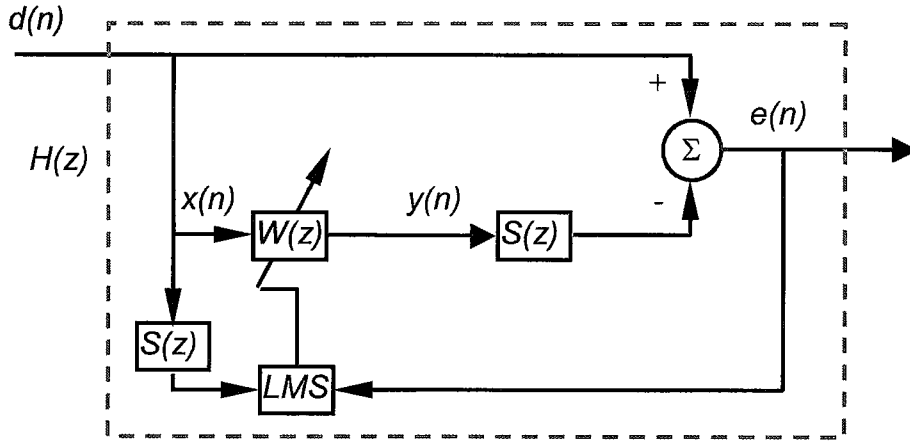
Eğer $\hat{S}(z)=S(z)$ ise:

$$E(z)=D(z)-S(z)W(z)D(z) \quad (8.14)$$

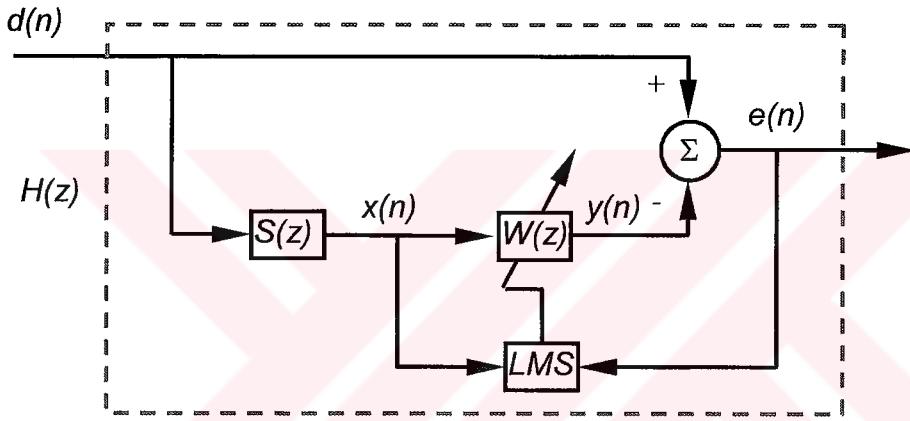
Bu durumda $d(n)$ 'den $e(n)$ 'e geri besleme ANC'nin $H(z)$ transfer fonksiyonu:

$$H(z)=\frac{E(z)}{D(z)}=1-S(z)W(z) \quad (8.15)$$

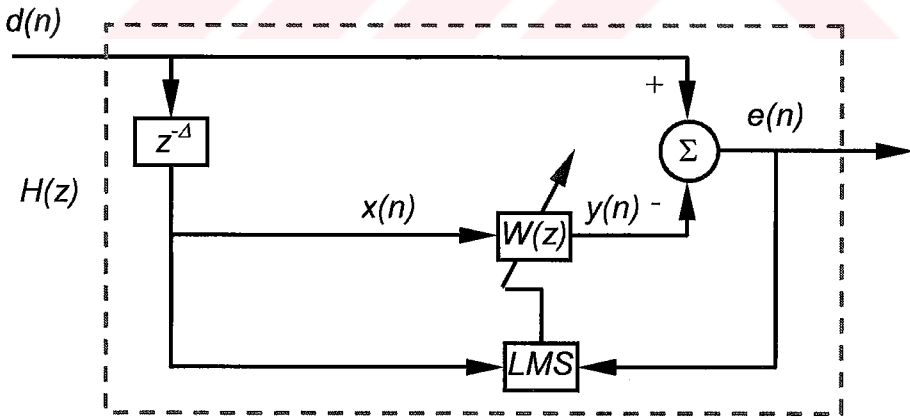
Bu durumda ideal şartlarda adaptif geri besleme ANC sistemi, ileri besleme ANC sistemine dönüştürülmüş olur [28].



a)



b)



c)

Şekil 8.6: Adaptif kontrol algoritmaları. a) Adaptif ileri besleme ANC, b) İkinci yol'un saf bir gecikme ile tahmin edilmesi, c) Adaptif kestirim [65].

8.4 Örneklem Oranı Ve Filtre Uzunluğu

Sistemdeki kontrol biriminin görevi girdi mikrofonundan aldığı gürültü sinyalleri hoparlöre gidinceye kadar sistemdeki gecikmeyi ve genlik değişimlerini büyük bir kesinlikle tahmin etmektir. Burada mikrofon, hoparlör ve elektronik sistem gecikmeleri sözkonusudur.

Kontrolör, sinyal işleme görevini gürültü sinyali hoparlöre varıncaya kadar bitirmek zorundadır. Gerçek zaman sinyal işlemede işlem zamanı t 'nin örneklem periyodu T 'den az olması zorunludur.

$$t < T = \frac{1}{f_s} \quad (8.16)$$

$f_s \geq 2f_M$ olmalıdır.

Burada,

f_s : Örneklem oranı

f_M : İlgilenilen frekans bölgesinin Max. değeri

Örnek olarak $f_M = 500 \text{ Hz}$ için $f_s = 1 \text{ kHz}$ Bu durumda Max. işlem zamanı 1 ms olur.

Örneklem oranı, bir fiziksel aralığı sistemin çözümü kabiliyeti olarak tanımlanabilir.

Çözünürlük:

$$\Delta_s = \frac{c_0}{f_s} \quad (8.17)$$

c_0 : Ses hızı 344 m/s $[20^\circ \text{C}]$

Birinci yolun modellenmesi FXLMS ile zaman domeninde yapılabilir. $W(z)$ filtre ağırlığı ile çözünürlüğün çarpımı zaman domeninde veya buna eşdeğer olarak uzunluk ile model uzunluğunu tanımlar.

$$l = L \cdot \Delta_s = \frac{L \cdot c_0}{f_s} \quad (8.18)$$

l : Boru uzunluğu. Adaptif filtre tarafından modellenen, girdi mikrofonundan hoparlöre olan uzaklık.

Örnek olarak $L=64$ ve $f_s=2 \text{ kHz}$ için $l=64.344/2000=11.008 \text{ m}$

Geniş bandlı bir rastgele gürültü kontrolü için filtreler sistem içindeki fiziksel aralığı hesaplayabilecek derecede uzun olmalıdır. Periyodik sinyaller için bu kısıtlama çok gerekli değildir. Çünkü sadece bir periyotta faz bilgisi alınabilir.

8.5 Gecikme

Mikrofon ile hoparlör arasındaki gecikme saniye olarak:

$$\delta_A = \frac{N}{c_0} \quad (8.19)$$

N : Mikrofon – hoparlör arasındaki mesafe.

Elektriksel gecikme:

$$\delta_E = \delta_w + \delta_t \quad (8.20)$$

δ_w : Dijital filtre gecikmesi.

δ_t : Antialiasing filtre, ADC, DAC, yeniden oluşturma filtresi, hoparlör ve bir periyot için işlem zamanı toplam gecikmesi.

$\delta_A > \delta_E$ olmak zorundadır. Bu durumda:

$$L_{min} > c_0 \cdot \delta_E \quad (8.21)$$

L_{min} : Girdi mikrofonundan hoparlöre olan mesafe.

Toplam gecikme:

$$\delta_t \approx T \left(1 + \frac{2M}{8} \right) \quad (8.22)$$

M : Antialiasing ve yeniden oluşturma filtrelerinin kutup sayısı.

9. TEKERLEK/YOL GÜRÜLTÜSÜ VE AKTİF KONTROL

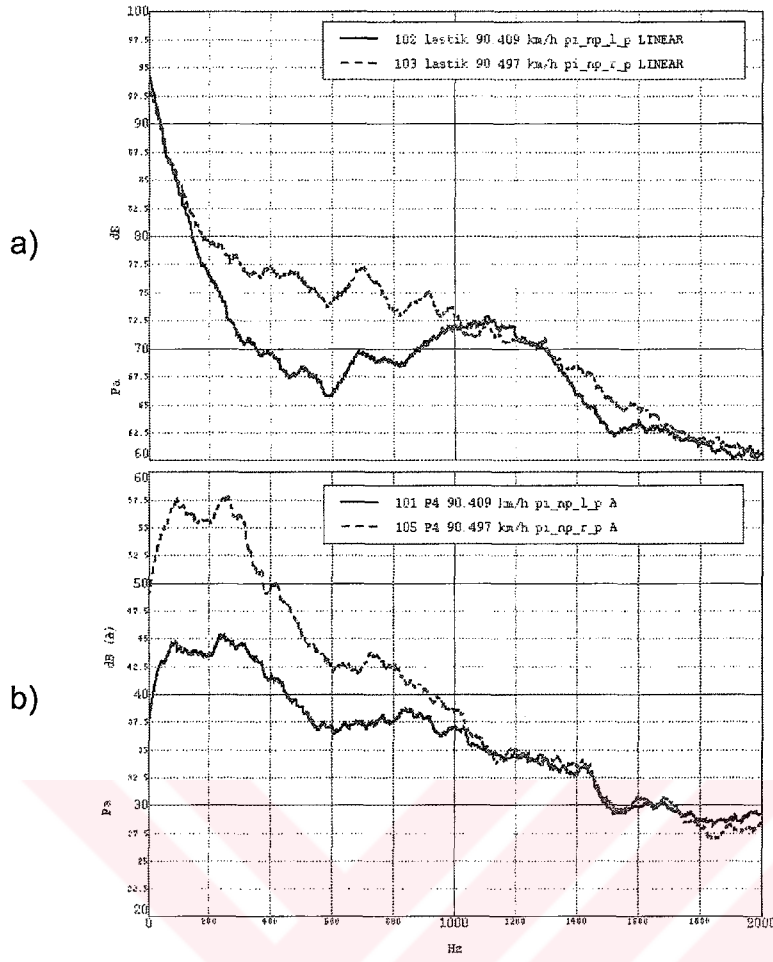
9.1 Genel Karakteristik ve Ölçüm Metodları

Otomobil içindeki sürücü ve yolcuların en fazla maruz kaldıkları gürültülerden bir kısmı tekerlek yol etkileşiminden kaynaklanan gürültülerdir. Bir etkileşim sözkonusu olduğu için bu konuyu sadece yol gürültüsü ya da sadece tekerlek gürültüsü olarak isimlendirmek zordur. Bu sebeple “Tekerlek/Yol Gürültüsü” olarak isimlendirmek aynı zamanda fenomeni de ortaya koyması açısından anlamlı olacaktır.

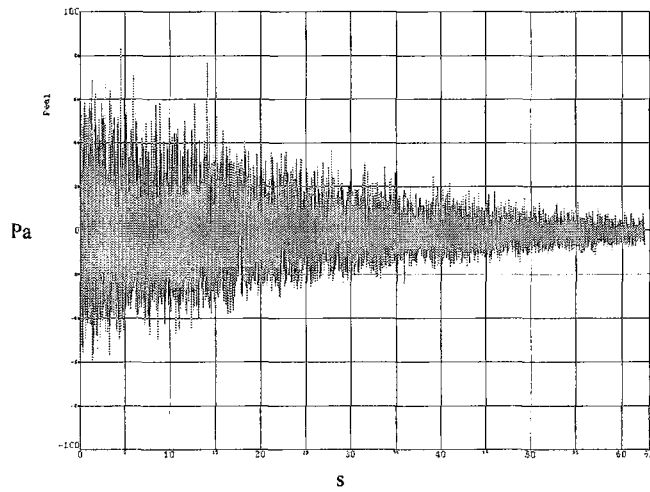
Tekerlek/yol gürültüsüne ait frekans spektrumu grafikleri Şekil 9.1’de verilmektedir. Burada spektrumu görülen gürültü sinyalleri Şekil 9.2’de görüldüğü gibi aracın yavaşlaması sırasında alınmıştır. Tekerlek/yol gürültüsü kabine iki yoldan yansır. Bunlardan biri yaklaşık 500 Hz’in altındaki karakteristiği taşıyan yapısal yolla iletilen gürültüler, diğeri ise bu frekanstan daha yüksek frekanslarda bir karakteristik gösteren, hava yoluyla iletilen gürültülerdir. Şekil 9.3’deki grafikte düz ve pürüzlü yollarda kabin içinde ölçülen gürültü değerinin lastikten gelen gürültü ile ne derece bağıntılı oldukları verilmektedir. Şekil 9.3.a)’da sistemin transfer fonksiyonu, b)’de ise aralarındaki ilişkiyi veren koherens fonksiyonu görülmektedir. Görüleceği gibi özellikle 400 Hz ile 1 kHz arasında kabin içinde duyulan gürültünün çoğu tekerleklerden kaynaklanmaktadır.

Alçak frekanslı gürültüler için bahsedilen yapısal yol tekerleğin kendisinden başlar, tekerlek askı sistemleri, bağlantı elemanları ve gövde’den oluşur. Hava yolu ise hem tekerlek ile çamurluk arasındaki boşluk ve kabin içindeki hava’dan oluşur, hem de dışarıdaki hava vasıtasıyla doğrudan camlardan içeri gelen ve kabindeki havayı kullanan bir kanaldan meydana gelir.

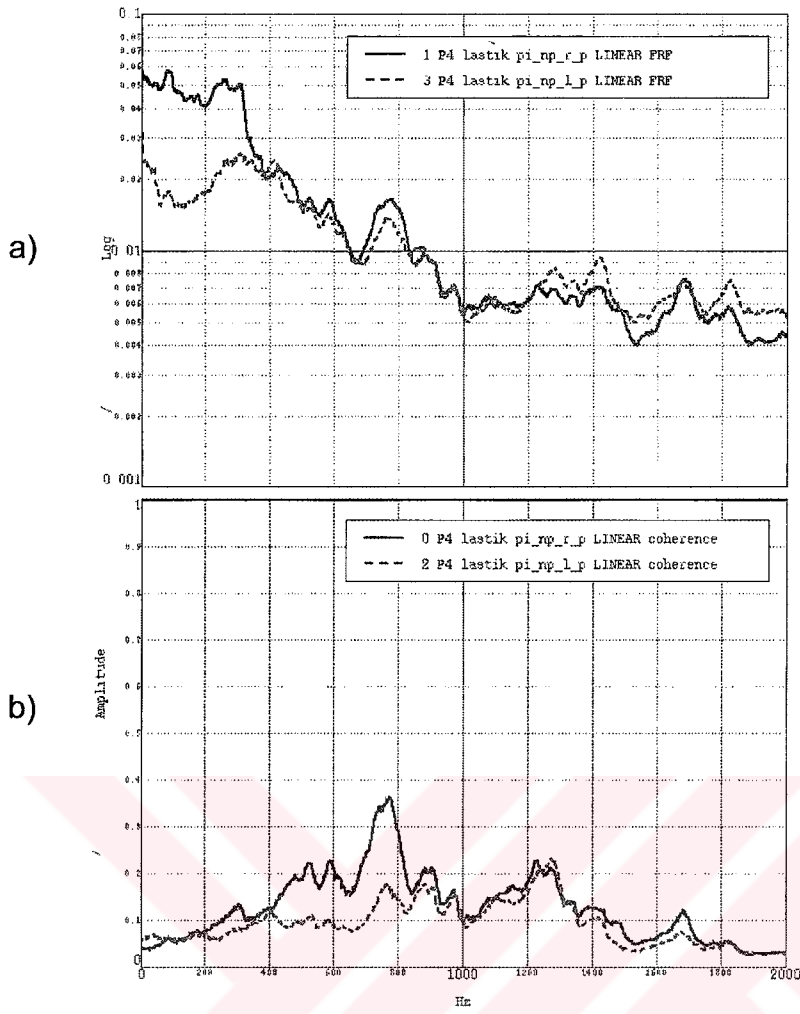
Tekerlek/yol gürültüsü ölçümlerinde gürültü sinyallerini alacak mikrofonun pozisyonu çok önemlidir. Yapılan uygulamalarda mikrofonun araç üzerine bağlantı pozisyonu Şekil 9.4’de verilmektedir. Bu gürültü kayıtları alınırken hıza bağlı olarak yapılan ölçümler için hız bilgisi tekerlek devir sayısından alınmaktadır. Bunun sebebi kayıtlar esnasında motorun kapatılması ve sadece tekerlek gürültüsünün ön plana çıkartılmaya çalışılmasıdır.



Şekil 9.1: Tekerlek/yol gürültüsüne ait frekans spektrumları. a) Tekerleğin yanında düz ve pürüzlü yolda alınan sinyaller (doğrusal ağırlıklı), b) Kabin içinde düz ve pürüzlü yolda gürültü sinyalleri (A – Ağırlıklı).



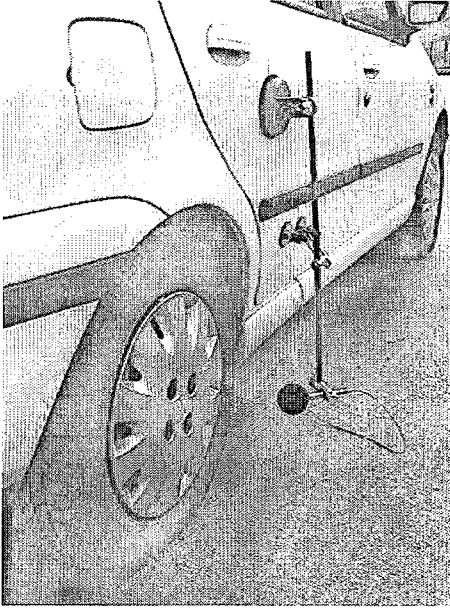
Şekil 9.2: Yavaşlayan bir araca ait tekerlek/yol gürültüsü sinyallerinin zaman domeninde gösterilişi.



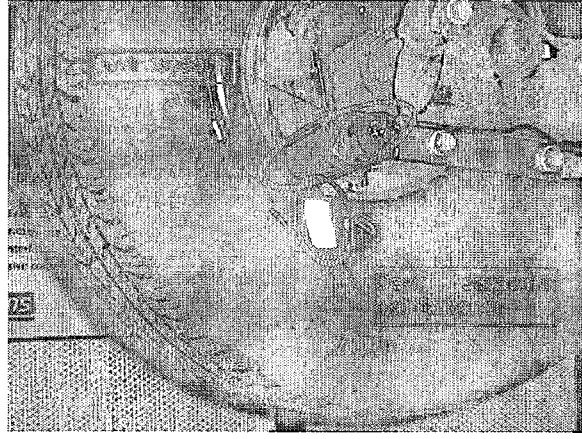
Şekil 9.3: Düz ve pürüzlü yollarda kabin içinde ve lastik yanında alınmış olan gürültü değerlerine göre; a) Transfer fonksiyonları, b) Koherens fonksiyonları.

Tekerlek gürültüsünün kabin içinde ölçümleri için de mikrofon yerleşim noktaları Şekil 9.5’de verilmektedir. Burada dikkat edilmesi gereken nokta hem dışarıdaki hem de içeride arka taraftaki mikrofon için konumların, egzozun zıt yönünde yerılmasıdır. Bu şekilde, motor açık iken yapılan ölçümlerde egzoz gürültüsünden uzaklaşmak mümkün olmaktadır.

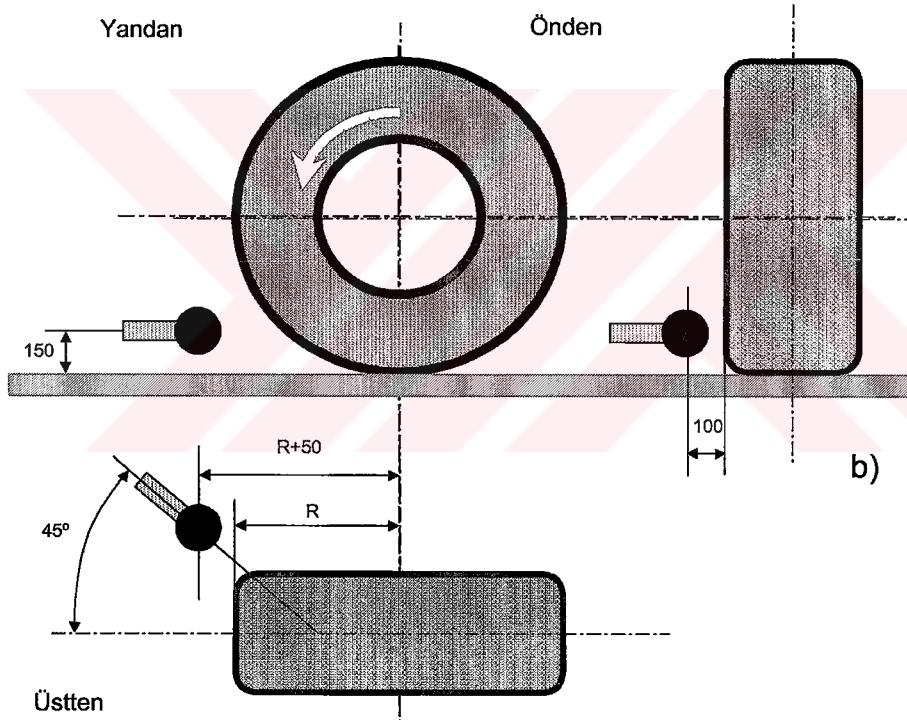
Aktif gürültü kontrolü uygulamalarının nispeten daha fazla ve daha kolay yapıldığı, bununla birlikte daha verimli sonuçlar elde edilen alanlar motor gürültüsü ya da benzeri periyodik ve harmonikleri olan bir karakteristiğe sahip gürültülerdir. Tekerlek gürültüsü ise geniş bantlı bir frekans yayılımı gösterir. Bu yüzden kontrolü, rastlantısal gürültülerin kontrolü konusuna daha yakındır ve daha zordur.



a)



c)



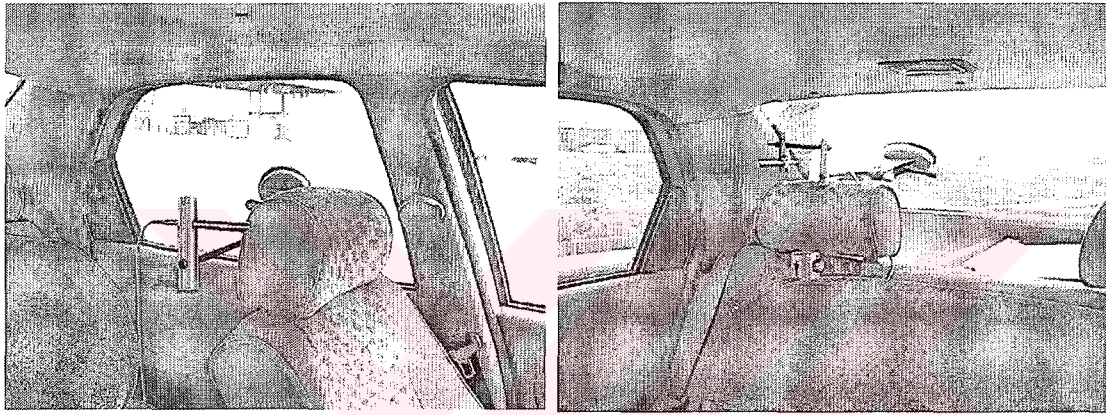
b)

Şekil 9.4: a) ve b) Araç dışına mikrofon bağlantı şekli, c) Tekerlekten devir sayısı-hız bilgisini almak için kullanılan sensörün konumu.

Tekerlek askı sistemleri türü ne olursa olsun (aktif, pasif, yarı aktif) 0 –25 Hz arasında kısıtlı bir frekans cevabına sahiptir. Bu değerlerden daha üstte tekerlek/yol gürültüsü yapısal yolla kabine iletilir. Bu yüzden bu alanda tasarlanacak bir sistemin frekans cevabı en azından 50 –300 Hz arasında bu iletimi kesecek bir karakteristiğe sahip olmalıdır. Güncel uygulamalarda bu, kauçuk takozlar ve bağlantı elemanları ile yapılmaya çalışılmaktadır. Pasif yöntemler dediğimiz bu yöntemlerde alçak

frekanslarda yol tutuşu açısından yüksek katılık istendiği için izolasyon verimliliği sınırlı kalmaktadır. Aktif kontrolün önemi işte bu noktada daha net açığa çıkmaktadır.

Tekerlek yol gürültüsünde etkili olan parametreler yine her iki bileşenin kendine has birtakım özellikleridir. Tekerlek lastiğinin kaplama malzemesi, desen şekil ve açıları, yanak genişlikleri gibi faktörler bunlardan sadece lastiğe ait olanlarıdır. Ayrıca jant şekli ve rijitliği, yük ve basınç koşulları da etken olurlar. Yol pürüzlülüğü, yol yüzeyinin akustik emme ve yansıtma katsayıları ve yol çevresindeki diğer bariyer ve duvar gibi nesneler de bu etkileşimin yol bileşeni kısmına ait parametrelerdir.



Şekil 9.5: Önde sürücü sağ kulağı hizasında ve arkada yolcu sağ kulağı hizasında yerleştirilmiş mikrofonlar.

Tekerleğe ait olan parametrelere bakıldığında ana hatlarda ilk karşımıza çıkan yük etkisidir. Genelde tekerlek/yol gürültüsüne en az etkisi olan parametre budur. yükün iki kat artmasına karşılık tekerlek/yol gürültüsündeki artma 50 ile 100 km/h. hızları arasında yaklaşık 1 – 1.5 dBA civarındadır. İkinci etkin parametre ise basınçtır. Araçlarda normal yük koşulları için verilen nominal basınç değerindeki tekerlek/yol gürültüsü ile yüklü şartlar için verilen basınç koşullarında ses seviyeleri arasındaki fark yaklaşık 3 dBA civarında artma yönündedir. Tekerlek/yol gürültüsünde en kuvvetli etkenlerden biri hızdır. Hızın iki kat artması durumunda gürültü seviyesi de yaklaşık 10 kat civarında artmaktadır.

Yolun çok düzgün veya kaba bir yüzeye sahip olmasının en büyük etkisi ise meydana gelen gürültünün frekanslarında görülmektedir. Kaba yol yüzeyi lastiğin yapısal modlarını uyarır ve meydana gelen titreşimler aktarma organları, askı sistemi ve diğer bağlantı elemanları ile gövdeye iletilerek kompleks modları uyarır. Bu şekilde 50 –300 Hz arasında kabine yansıyan gürültü genelde “vonlama” ya da “uğultu”

olarak isimlendirilir. Çok düzgün yol yüzeyi ile lastik temasından kaynaklanan gürültü ile ise daha yüksek frekanslarda ve “hışırtı” ya da “ötme” olarak karşılaşılr.

Tekerleğin dönen bir parça olması ve yol gibi başka bir yüzeyle sürekli temas halinde olması dolayısıyla gürültü yapması kaçınılmazdır. Seyir dinamiği, konfor gibi etkilerden dolayı tekerleğin birtakım yapısal özelliklere sahip olması gerekir. Bunlar da bu gürültünün karakteristiği üzerinde etkilidirler. Tekerleğin yol ile temas eden yüzeyinde bulunan desenler bu etken parametrelerin en önemlileridir. Bu yüzeyden kaynaklanan gürültü çevresel oluklar ve enine dişler olarak iki kısımda incelenebilir.

Tekerlek yüzeyindeki enine dişlerden kaynaklanan gürültü ile bir dişli çarkın dönme esnasında yarattığı gürültü aynı esasa dayanmaktadır. Her bir dişin yer ile temasının başlaması ve kesilmesiyle diş üzerinde bir darbe etkisi ve dolayısıyla titreşim oluşur. Bu titreşimlerin ardışık olması tekerleğin sürekli bir ses kaynağı haline gelmesine sebep olur.

Desenlerden kaynaklanan ikinci bir gürültü şekli, dişler ile yol arasında meydana gelen hava sıkıştırma olayıdır. Tekerleğin dönüşü esnasında her bir diş ile yol arasında belli bir miktar hava sıkıştırılır ve serbest bırakılır. Bu mekanizma bir pompalama sesi meydana getirir.

Desenlerin yol ile teması ve temasının kesilmesi esnasındaki kayma hareketi de diğer bir gürültü kaynağıdır. Bu hareket esnasında dişler ile yol yüzeyi arasında meydana gelen bağıl hareketler kayma sesini ortaya çıkarır.

Eğer tekerlek desenleri tekdüze, eşit aralıklarla ve benzer geometrilerle yapılırsa meydana gelen sesler belli bir frekansta ve bu frekansın periyotları şeklinde olacaktır. Bu durum tekerlek gürültüsü açısından istenmeyen bir durumdur. Böyle bir tekerlek ile elde edilen frekans spektrumunda belli frekanslarda tepe noktaların oluşması kaçınılmazdır. Bu tepe noktaları saf ton gürültüsünü temsil eder ve otomobil kabinine yüksek genlikte uğultu ya da ötme olarak yansır. Bu durumun önüne geçmek için tekerlek tasarımında yüzey desenlerinin asimetric olmasına, büyüklüklerinin farklı olmasına ve eşit aralıklarla yerleşmemesine dikkat edilir. Böylece tepe noktaların olmadığı, daha yaygın, geniş bandlı bir spektrum elde edilmeye çalışılır. Yani dolayısıyla ötme ve uğultu sesleri azaltılmaya çalışılır. Bir lastikte desen dişlerinden oluşan gürültünün frekansı “ $f=NV/C$ ” bağıntısı ile hesaplanabilir. Burada “ N ” Çevresel olarak diş sayısı, “ V ” aracın hızı, “ C ” ise tekerleğin çevresel ölçüsüdür.

Lastiğin yol temas yüzeyindeki çevresel oluklar ise ikinci bir gürültü parametresidir. Bu olukların yol ile temasta olan kısmı akustik açıdan iki tarafı açık bir boru gibi davranır. Borunun rezonans frekansı akustik teori ile bulunabilir.

Başka bir gürültü parametresi olan lastik içindeki boşluğun rezonans frekansı, bu boşluktaki havanın rezonans frekansıdır. Boşluk rezonansından kaynaklanabilecek problemleri önlemenin yolu bu boşluğun geometrisi ile oynamaktır.

Yol yüzeyi düzgünlükleri de tekerlek/yol gürültüsünde etken parametrelerden biridir. Kaba bir genelleme ile yaklaşık 80 mm'lik bir dalga boyunda düzgünlük genliğinin artması ile gürültüde alçak frekanslarda (< 500 kHz) bir artma görülür. Yaklaşık 3 mm'lik bir dalga boyunda düzgünlük genliğinin artması ile ise gürültü seviyesinde özellikle yüksek frekanslarda (> 1 kHz) bir azalma görülür.



10. BORU VE KANAL İÇİNDE AKUSTİK

10.1 Hesaplama Yöntemleri ve Boyutlandırma

Akustik dalgaların üç boyutlu ortamlarda davranışları ancak üç boyutlu dalga denklemleri ile incelenebilir. Oldukça karmaşık ve teorisi ağır olan bu konunun pratik olarak uygulaması da çok fazla sayıda çevre etkene bağlıdır. Bu çalışmada yapılmış olan uygulamanın benzeri bir uygulama ele alındığında, yani üç boyutlu bir hacimde bir gürültü kaynağı, mikrofon ve kontrol kaynağından oluşan bir sistem yaratıldığında karşılaşılan parametreler hacmin özgün modları, mikrofon ve kontrol kaynağının üç boyutlu koordinatlarda yerleşimi vb. konular olacaktır. Bu gibi sebeplerden ötürü, daha kontrollü ve karakteristikleri bilinen bir hacim olması sebebi ile çalışmada 125 mm çaplı bir boru sistemi kullanılmıştır.

Yeterli derecede küçük kesit alanına sahip, içi durağan ideal (viskoz olmayan) bir akışkan ile dolu, katı duvarları olan bir boru içinde küçük genlikli dalgalar, düzlem dalgalar olarak hareket ederler. Kesit üzerindeki her noktada “ p ” basınç hareketleri ve “ u ” parçacık hızları eşittir.

Bu durum için temel doğrusal denklemler [86]:

$$\text{Kütlenin sürekliliği: } \rho_0 \frac{\partial u}{\partial z} + \frac{\partial \rho}{\partial t} = 0 \quad (10.1)$$

$$\text{Dinamik Denge: } \rho_0 \frac{\partial u}{\partial z} + \frac{\partial p}{\partial t} = 0 \quad (10.2)$$

$$\text{İzentropik Enerji Eşitliği: } \left(\frac{\partial p}{\partial \rho} \right)_s = \frac{\gamma(p_0 + p)}{\rho_0 + \rho} \approx \frac{\gamma p_0}{\rho_0} = a_0^2 \quad (10.3)$$

Burada;

a_0 : Dalga yayılım hızı.

z : Eksenel veya uzunlamasına koordinat.

p_0 : Ortam basıncı.

ρ_0 : Ortam yoğunluğu.

s : Entropi.

$p/p_0 \ll 1$, $\rho/\rho_0 \ll 1$

(10.3) denkleminin ifade ettikleri:

$$\rho = \frac{p}{a_0^2}; \quad \frac{\partial \rho}{\partial t} = \frac{1}{a_0^2} \frac{\partial p}{\partial t}; \quad \frac{\partial \rho}{\partial z} = \frac{1}{a_0^2} \frac{\partial p}{\partial z} \quad (10.4)$$

(10.4) denklemini (10.1)'de yerine konularak ve (10.1) ile (10.2) denklemlerinin t 'ye göre diferansiyeli alınıp u 'lar yok edilerek:

$$\left[\frac{\partial^2}{\partial t^2} - a_0^2 \frac{\partial^2}{\partial z^2} \right] p = 0 \quad (10.5)$$

Bu doğrusal tek boyutlu homojen kısmi diferansiyel denklem aşağıdaki genel çözümü sağlar:

$$p(z,t) = C_1 e^{j\omega(t-z/a_0)} + C_2 e^{j\omega(t+z/a_0)} \quad (10.6)$$

Bu denklemin ilk kısmı $z=t=0$ ve $z=a_0 t$ durumunda C_1 'e eşittir. Bu yüzden ileri doğru büyümeden ve miktarı artmadan " a_0 " hızı ile ilerleyen dalgayı gösterir. Aynı şekilde C_2 de ters yöne " a_0 " hızı ile ilerleyen dalgayı göstermektedir. Bu denklem aşağıdaki şekilde de düzenlenebilir:

$$p(z,t) = \left[C_1 e^{-jkz} + C_2 e^{jkz} \right] e^{j\omega t} \quad (10.7)$$

Burada:

$k=\omega/a_0=2\pi/\lambda$ Dalga sayısı ya da yayılım sabiti.

λ : Dalga boyu.

Bunlardan başka aşağıdaki tanımların da bilinmesi gerekmektedir.

Parçacık hızı : $u = \rho_0 a_0$

Hacim hızı : $\rho_0 a_0 / S$ (S: Borunun kesit alanı)

Kütle hızı : $v = a_0 / S$

Boru içinde düzlem dalga yayılım sınırlarını bulabilmek için 3 boyutlu dalga denklemlerine de ihtiyaç vardır. Bu denklem:

$$\left[\frac{\partial^2}{\partial t^2} - a_0^2 \nabla^2 \right] p = 0 \quad (10.8)$$

Burada ∇^2 Laplasyeni boru sistemlerde silindirik kutupsal koordinatlar için:

$$\frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2}{\partial \theta^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \quad (10.9)$$

Bu durumda dalga yayılım denklemi:

$$p(r, \theta, z, t) = \sum_m R_m(r) e^{jm\theta} Z(z) e^{j\omega t} \quad (10.10)$$

Bu denklemin genel çözümü yazılıp modal olarak incelenirse, düzlem dalga yayılım sınırları için:

$$\lambda > (\pi/1.84)D \quad \text{veya} \quad f < (1.84/\pi D)a_0 \quad (10.11)$$

formüllerine ulaşılır. Burada:

λ : Dalga boyu.

f : Frekans.

D : Boru çapı.

Deneyler için kullanılan fiziksel sistem gözönüne alındığında:

$D = 125 \text{ mm} = 0.125 \text{ m}$ için:

$\lambda = 0.213 \text{ m}$

$\lambda=c/f$ formülünden;

$f=1611.82$ Hz. Kullanılan boru sisteminin cut-off frekansıdır. Yani bu noktadan itibaren boru içinde düzlemsel olmayan ve yüksek dereceden modlu dalga yayınımları başlayacaktır. Bu sebeple yapılan deneylerde kullanılacak üst frekans sınırı bu şekilde belirlenmiş olmaktadır.



11. SİNYAL TEPE NOKTALARI YAKALAMA ALGORİTMASI İLE AKTİF GÜRÜLTÜ KONTROL SİSTEMİ

Buraya kadar aktif gürültü kontrolü (ANC) genel prensipleri ve yapılacak uygulamanın genel hatları verilmeye çalışılmıştır. Bu bölümde bir bilgisayar yazılımı ve sinyal AD/DA (Analog'dan Dijital'e ve Dijital'den Analog'a) dönüştürücü vasıtasıyla oluşturulan ANC sistemi ve üzerinde denenmiş olan sinyal tepe noktaları yakalama algoritması açıklanmaktadır.

Uygulamada kullanılan algoritmanın temel yapısı, adaptif kestirim metoduna dayanmaktadır. Yani sistem önceden işlemekte olduğu sinyallere dayanarak yeni gelecek sinyali tahmin etmekte ve buna göre adaptif filtre katsayılarını güncellemektedir. Bu durumda çalışmanın ilgi alanına giren, büyük oranda rastlantısal, içinde kısmen periyodik bazı sinyallerin de olduğu tekerlek/yol gürültüsü gibi konularda, sözü geçen algoritmanın bir sakıncası ortaya çıkmaktadır. Bu da rastlantısal sinyallerin tahmin edilemezliğidir. Sistem her durumda önceki sinyale göre kendini adapte etmeye çalışır. Buna uygun yeni bir sinyal ürettiğinde, rastlantısal karakterden ötürü bir sonraki gelen sinyalin şekli bir öncekine uymamakta ve sonuçta hem gürültü kaynağından kaynaklanan normal gürültü sinyali, hem de sistemin çıktısı olan kontrol sinyali, uyumsuz bir şekilde üstüste gelmektedir. Sonuçta elde edilen, iki kaynaktan ayrı ayrı yayılan ve birbiriyle tamamen farklı karakterde iki gürültü sinyali. Yani bu durumda ANC ile mevcut gürültü, kontrol edilmek yerine artırılmaktadır.

Kurulan algoritmada, içinde periyodik sinyallerin de bulunduğu geniş bandlı rastlantısal sinyal ANC algoritmasına girmeden önce bir nevi filtreden geçirilmektedir. Tekerlek/yol gürültüsü karakteristiğinde olduğu gibi, tekerlek deseninden ya da bunun gibi tekrarlı başka faktörlerden kaynaklanan sinyal bileşenleri bu filtre tarafından tutulmaktadır. Filtre olarak isimlendirilen bu yapı aslında toplam sinyal içindeki tepe noktalarını yakalayan bir algoritmadır.

Geniş bandlı gürültü içindeki periyodik sinyaller, karakteristiği bilinen ve adaptif kestirim filtresinin işleyebileceği türden sinyallerdir. Yani geçmişteki ve gelecek sinyallerin özellikleri çok fazla değişmemektedir. Bu durumda eğer algoritma toplam

gürültü sinyalinin rastlantısal kısmı ile değil, periyodik sinyaller ile uğraşırsa, biraz önce sözü edilen iki farklı gürültünün üstüste gelmesi durumu ortadan kalkacaktır.

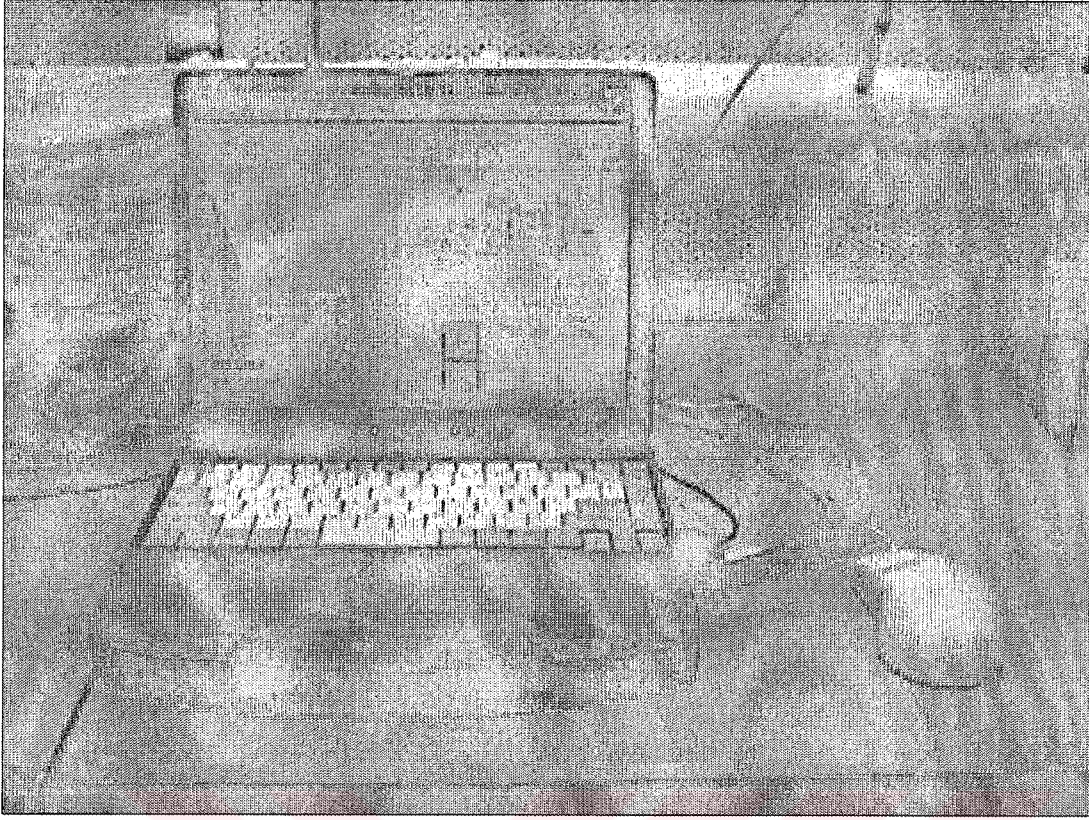
Genel görünüşü bu şekilde çizilen ANC yapısının oluşturulmasındaki temel adımlar ve kullanılan araçlar takibeden kısımlarda detaylı olarak incelenmektedir.

11.1 Aktif Gürültü Kontrol Sistemi - Donanım

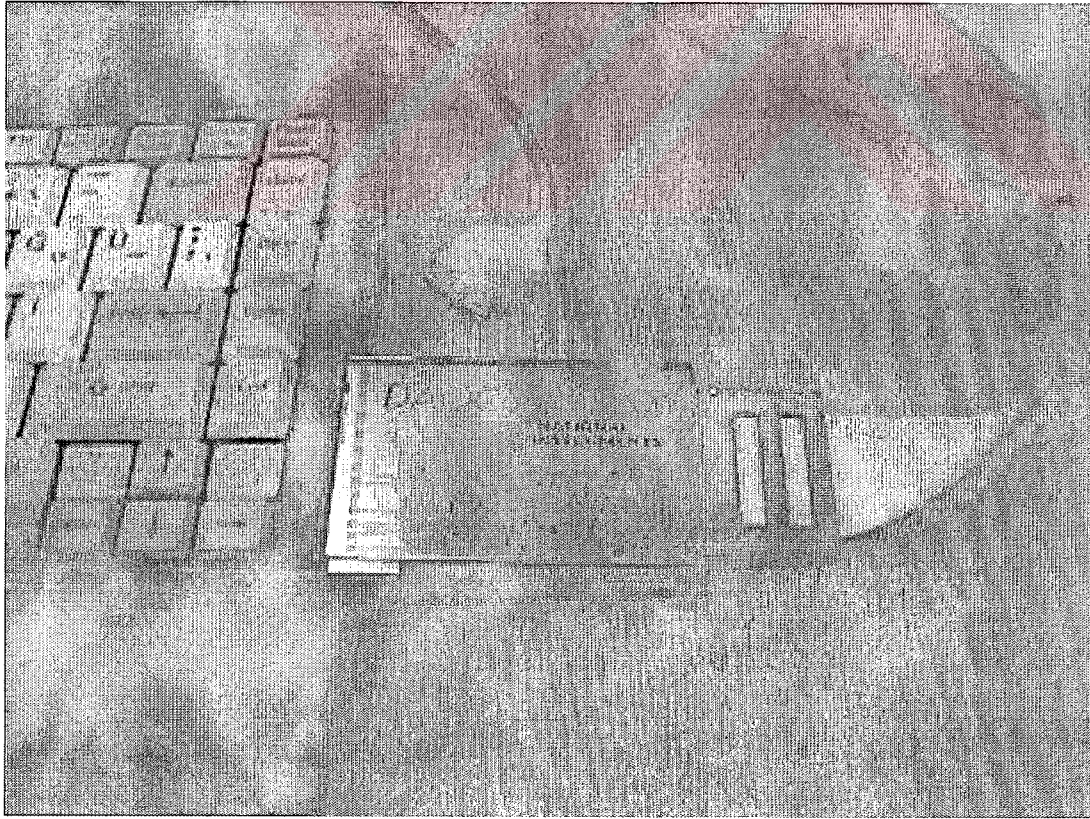
Sistemin toplu halde görünüşü Şekil 11.1’de verilmektedir. Kurulmuş olan ANC sistemi algoritması Şekil 11.2’de görülen, bir dizüstü bilgisayar üzerinde yapılandırılmıştır. Bunun başlıca sebebi çalışmaların mekandan bağımsız hale getirilmeye çalışılmasıdır. Bilgisayar 128 MB Ram kapasitelidir ve 366 MHz hıza sahip bir Pentium II işlemci kullanmaktadır.



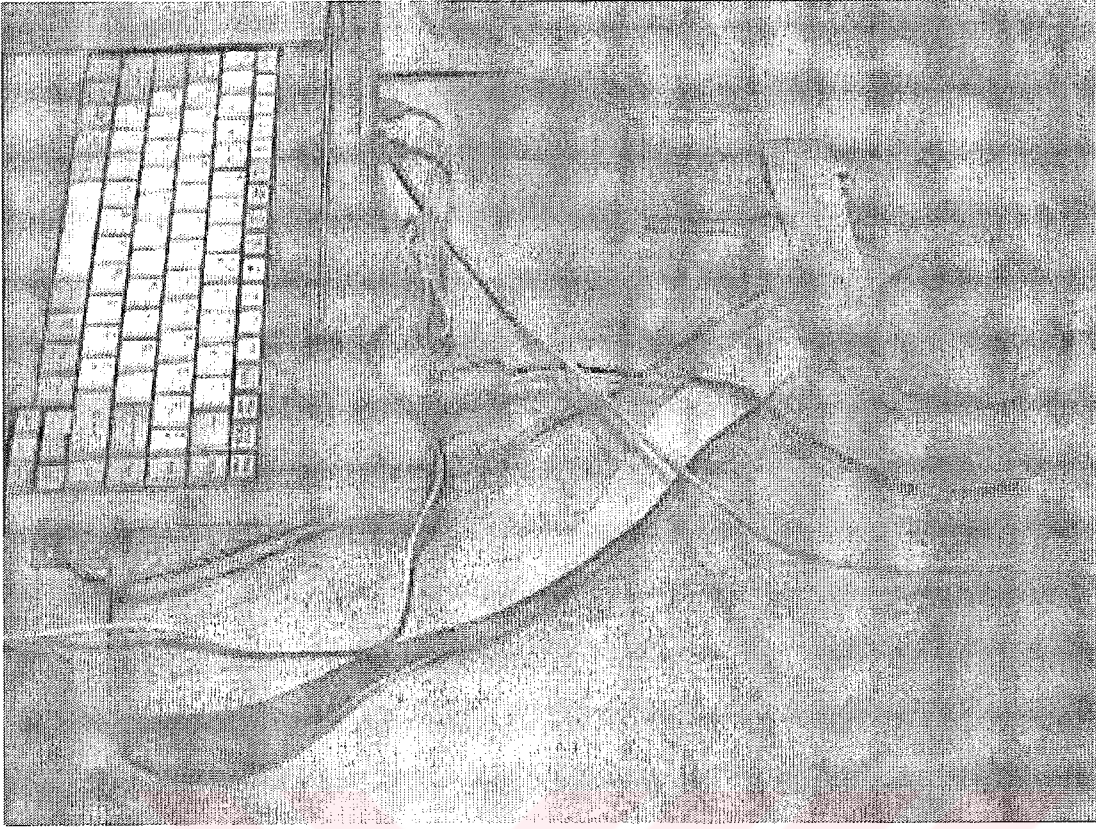
Şekil 11.1: Aktif gürültü kontrol sistemi deney düzeneği



Şekil 11.2: Sistemde kullanılan dizüstü bilgisayar.



Şekil 11.3: Dijital/Analog-Analog/Dijital sinyal dönüştürücü PCMCIA kart.

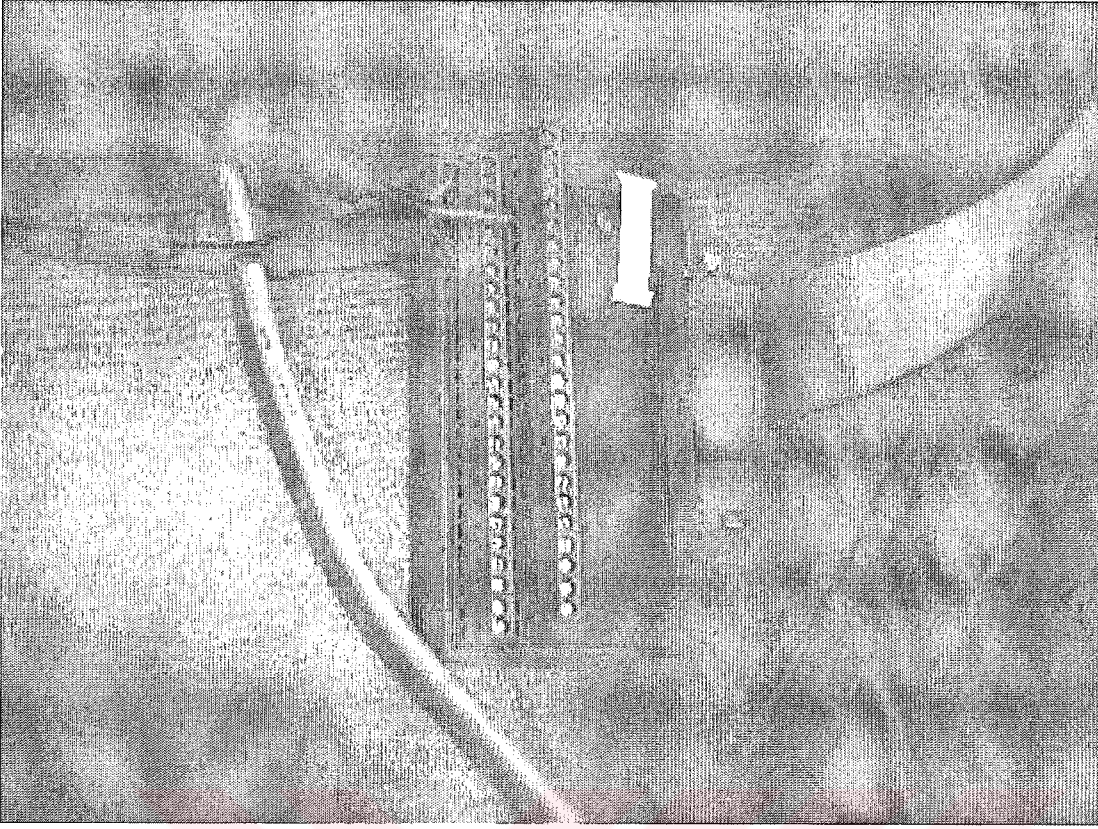


Şekil 11.4: Kart ile analog sinyal iletişimini sağlayan şerit kablo.

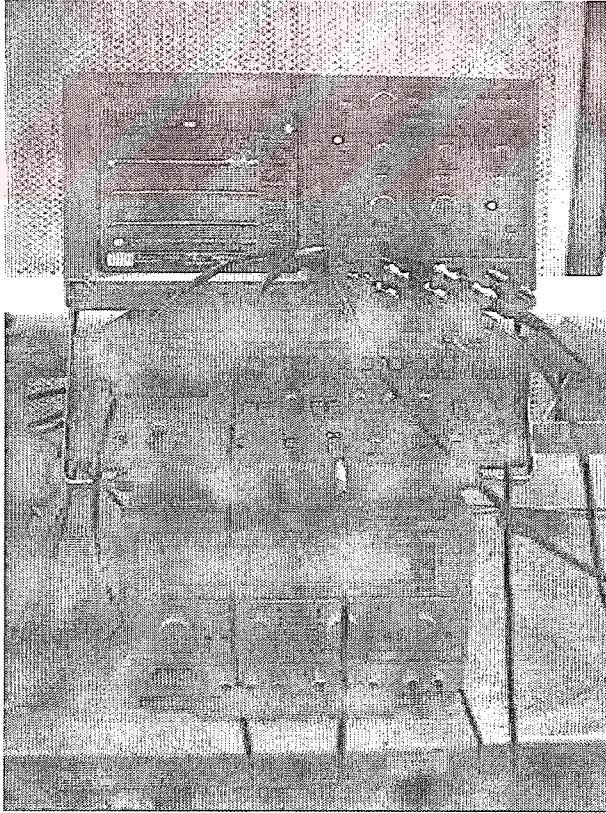
Sinyalleri Analog'dan Dijital'e ve Dijital'den Analog'a dönüştürücü olarak National Instrument firmasının Şekil 11.3'de görülen DAQCard 1200 isimli PCMCIA uyumlu kartı kullanılmaktadır. Bu kartın kullanılmasının en önemli sebebi Aynı zamanda analog giriş ve çıkış yapılabilen dizüstü uyumlu tek elektronik kart olmasıdır. Kart'ın ana özellikleri Bölüm 7'de verilmiştir. Bunlara ek olarak, kartın analog girişleri ± 5 V genlik aralığında voltaj sinyallerini işleyebilmektedir. Tek kanal kullanılması durumunda örnekleme oranı 100 kS/s'dır. Analog çıkışlar da aynı şekilde ± 5 V genliklerinde çalışabilmektedir. Algoritmanın tek kanal geri besleme şeklinde kurulmasının sebeplerinden biri de bu örnekleme oranlarını kanal sayısını artırarak bölüp küçültmemek ve sinyal işleme kapasitesini ve işlem hızını artırmaktır.

Kart ile veri iletişimini sağlayan yol Şekil 11.4'deki şerit kablodur. 50 hatlı bu kablo DAQCard1200 veri toplama kartını, Şekil 11.5'de görülen yine 50 hatlı bir giriş çıkış kapısına bağlamaktadır.

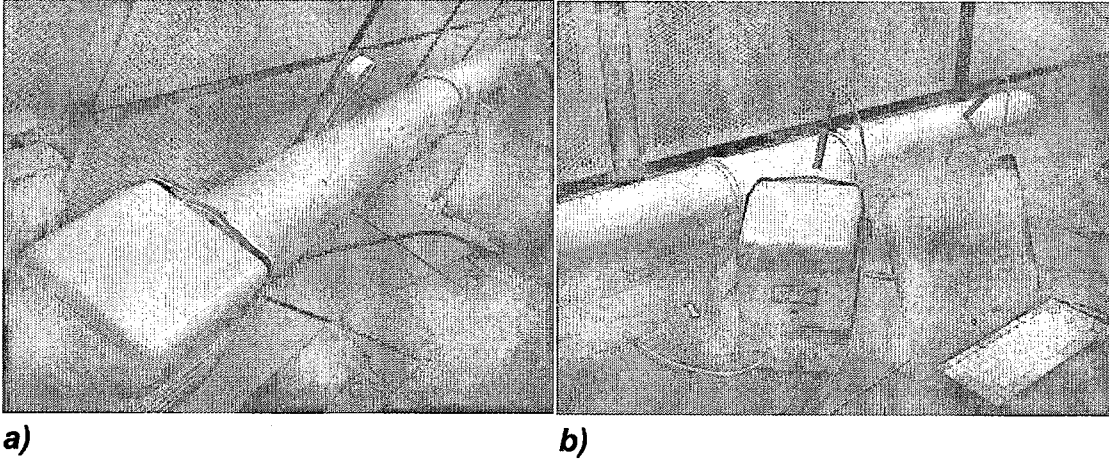
Sistemde gürültü kaynağı ve kalibrasyon sinyallerinin yaratılmasında Şekil 11.6'da görülen bir sinyal jeneratörü kullanılmıştır. Ayrıca tüm sinyal işlemlerinin izlenmesinde de yine bu şekilde görülmekte olan dört kanallı bir dijital osiloskop kullanılmıştır.



Şekil 11.5: Analog sinyal giriş – çıkış kapısı, bağlantı adaptörü.

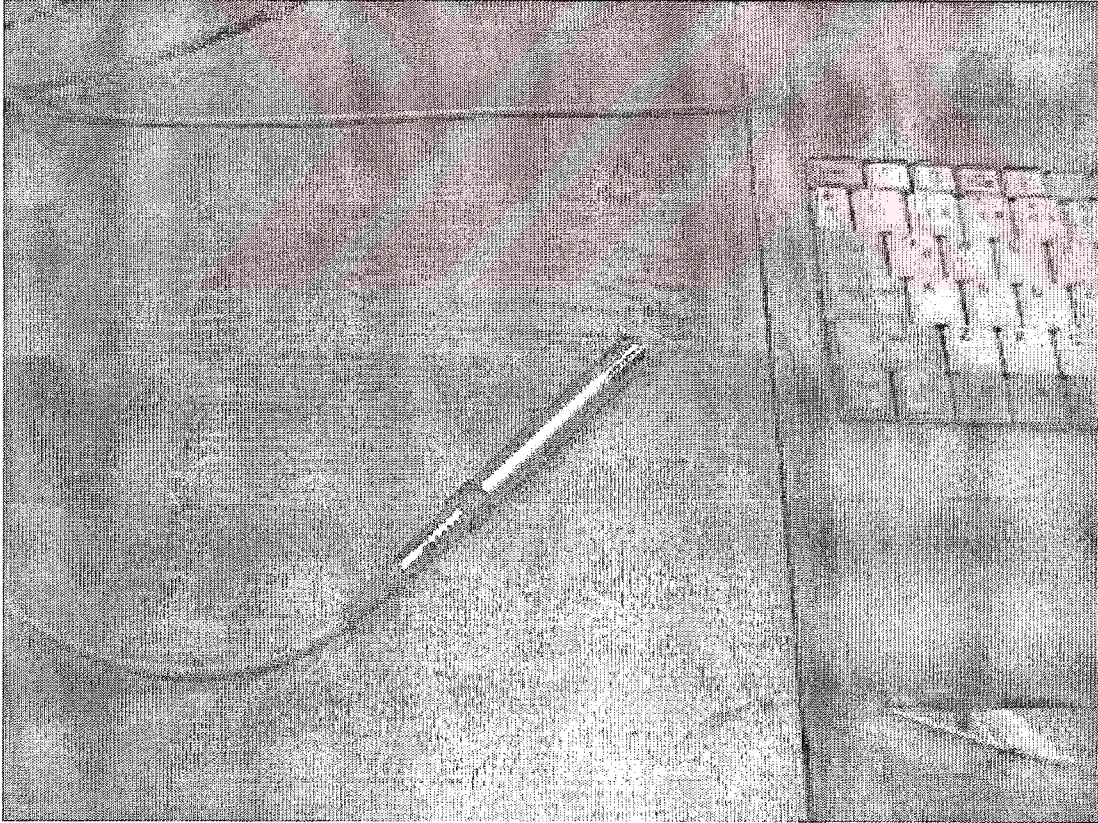


Şekil 11.6: Sinyal jeneratörü ve dijital osiloskop.



Şekil 11.7: Gürültü a) ve kontrol b) hoparlörleri.

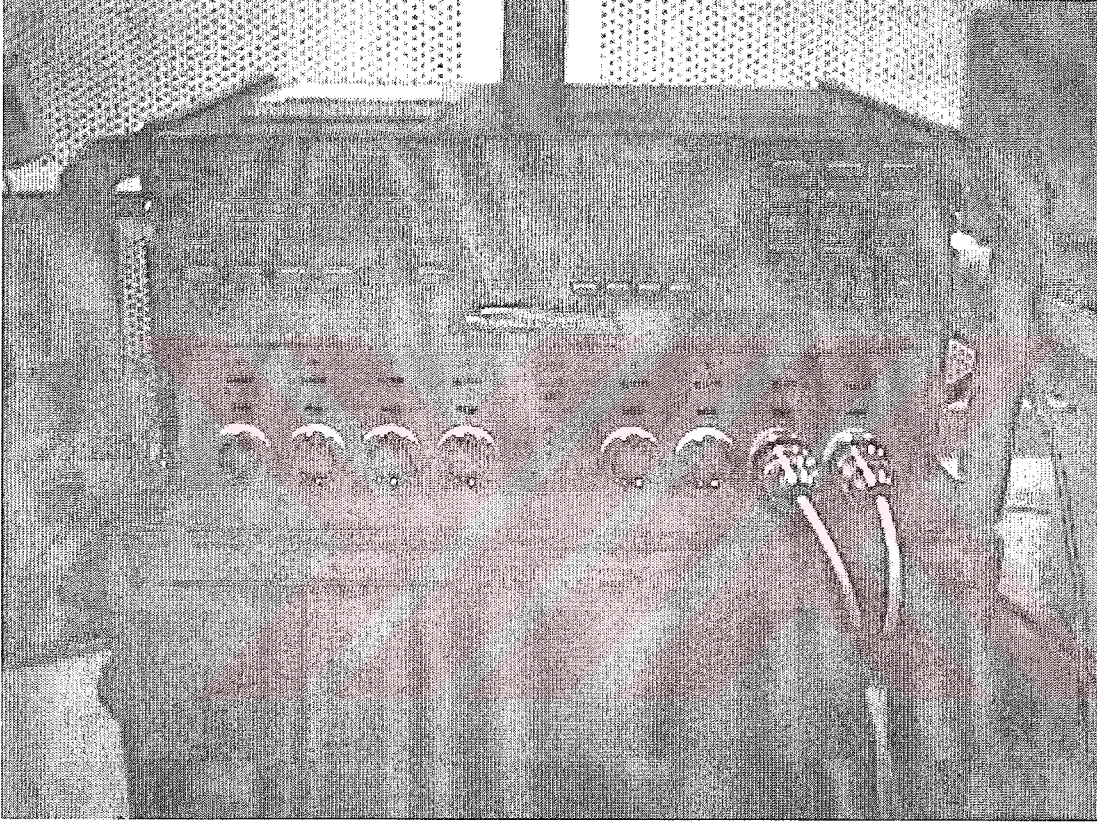
Sinyal jeneratörü tarafından ya da diğer yollarla yaratılan gürültü sinyali ve kontrol sisteminden verilen kontrol sinyalleri Şekil 11.7’de görülen hoparlörler vasıtasıyla duyulur hale getirilmekte ve sisteme verilmektedir. Roland MA-20 modeli bu hoparlörün 15 W gücünde dahili bir yükselticisi bulunmaktadır. 12 cm çapındaki diyaframı ile, yapılan uygulama için gerekli olan frekans aralıklarında problemsiz çalışabilmektedir.



Şekil 11.8: Kontrol sisteminde kullanılan mikrofon.

Sistemde kullanılan mikrofonlar B&K firmasının 4190 model yönden bağımsız mikrofonlarıdır. Bu mikrofonlar yine aynı marka 2669 model güçlendiriciler ile ön bir güçlendirmeye tabi tutulmaktadır. Mikrofon ve ön güçlendirici Şekil 11.8’de görülmektedir.

Mikrofon sinyalleri elektriksel gürültülerden temizlenmek ve güçlendirilmek üzere B&K marka Şekil 11.9’daki gibi bir giriş ünitesinden geçirilmektedir. Bu ünite aynı zamanda mikrofon çıkış fiziksel bağlantı noktalarını BNC uyumlu hale getirmektedir.



Şekil 11.9: Teyp (üstte) ve sinyal güçlendirici ünite (altta).

Sistemde tüm ses sinyallerinin kaydedilmesi ve yeniden üretilmesinde yine Şekil 11.9’da görülen Sony 208A modeli, 8 kanallı bir teyp kullanılmaktadır. 4 mm kaset üzerine yazılmış verileri okuyabilen bu teyp ile yolda kaydedilmiş gürültü sinyalleri sisteme verilebilmekte veya sistemin başka bir gürültü sinyali ile çalışması durumunda performans kayıtları alınabilmektedir.

Tüm kontrol sistemi, boyutsal özellikleri Bölüm 10’da verilmiş olan Şekil 11.1’deki gibi bir boru yapısı üzerinde çalıştırılmaktadır. Kontrollü bir hacim elde etmek amacıyla oluşturulan bu yapıda 125 mm çapında PVC sıhhi tesisat boruları kullanılmıştır.

11.2 Aktif Gürültü Kontrol Sistemi – Yazılım

Sistemin oluşturulmasında National Instrument firmasının yine aynı firmanın veri toplama kartı ile uyumlu çalışan LabView yazılımı kullanılmıştır. Bu yazılım veri toplama ve sinyal işleme işlemleri için kullanılan bir grafik programlama dilidir. Algoritmanın oluşturulup kartın çalıştırılmasında bir ara yüz olarak görev yapmakta, aynı zamanda işlem esnasında da kontrol arayüzü işlevini görmektedir. Yazılım içinde tanımlamalar blok diyagramları ile yapılmaktadır.

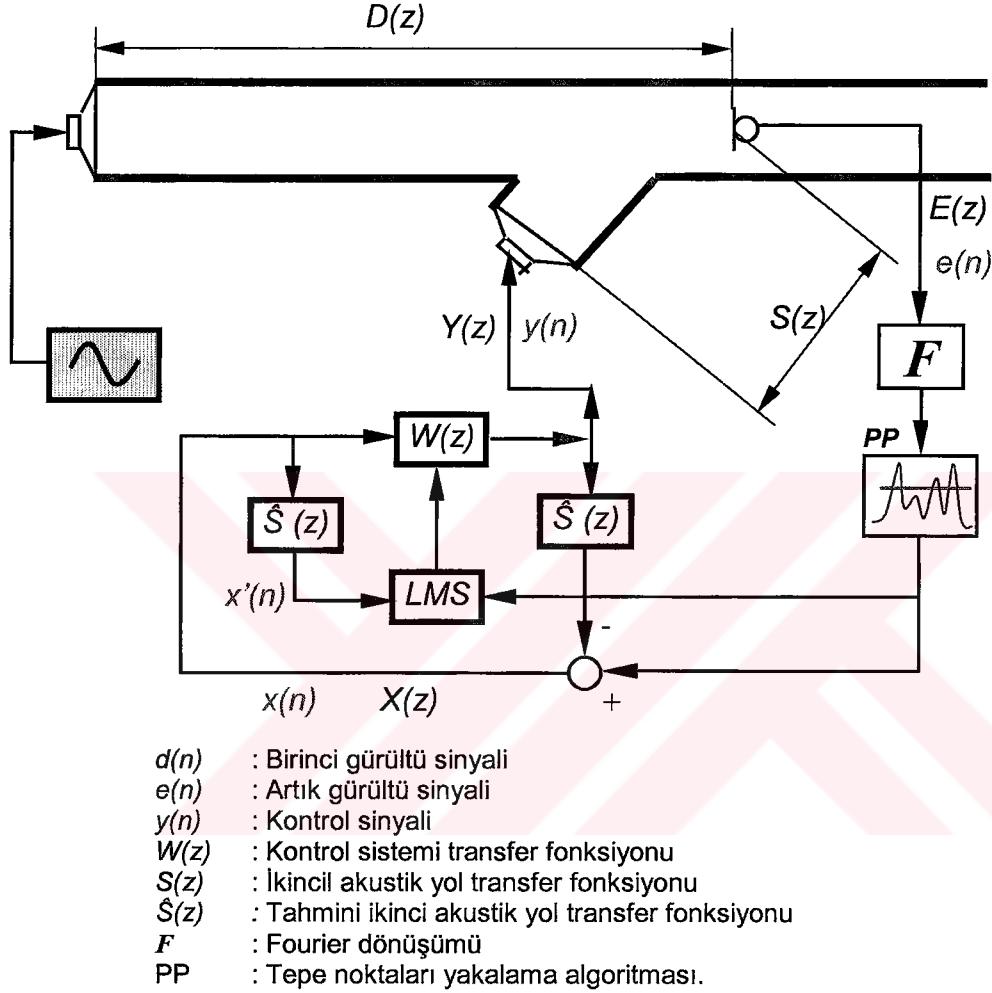
11.3 Aktif Gürültü Kontrol Sistemi – Algoritma

Geri besleme prensibine dayanan bir aktif gürültü sistemine ait en basit algoritmanın klasik blok diyagramı Şekil 11.10 a)'da görülmektedir. Bu algoritmanın Şekil 8.2'de verilenden farkı, ikinci akustik yol transfer fonksiyonunun olmamasıdır. Bu algoritmanın kullanılan yazılıma uyarlanmış şekli ise Şekil 11.10 b)'de verilmektedir. Burada sistem sadece tek katsayılı bir adaptif filtre olarak çalışmakta ve sinyal giriş çıkış işlemlerini gerçekleştirmektedir. Detaylı olarak incelendiğinde çalışma prensibi aşağıdaki şekilde açıklanabilir:

“1” numaralı bölge algoritmaya sinyallerin giriş yaptığı bölgedir. Burada tanımlanan örnekleme oranına göre sinyaller kartta işlenmek üzere alınır. Kullanılan tampon bellek'in sıfır olması, gerçek zamanda sinyal işleme işlemi yapıldığı anlamına gelmektedir. Alınan sinyal iki koldan işleme sokulur. Bunlardan biri bölüm 7.7.3'de ele alınan LMS algoritmasında kullanılacak olan anlık değer için kullanılır. Bu kol içindeki küçük çevrimlerin üstte olanında görülmektedir. Diğer kol ise bir sonraki adımda kullanılmak üzere çevrimin dışına yollanır. Bu sırada alacağı değer “6” numaralı bölgede “ $x_{(n-1)}$ ” olarak görülmektedir.

Algoritma blok diyagramında görülen dikdörtgen çerçeveler çevrimleri temsil etmektedir [58, 59, 149]. İşleyişe geri dönülürse, işlenmek üzere alınan bir sinyal örneği büyük çevrim içine katılır ve yine bir çevrim olan ve “2” numara ile gösterilen işlem içine sokulur. Bu çevrim içinde bir çarpım ve bir toplama işlemi gerçekleştirilmektedir. Çarpım elemanları, sinyalin kendisi, “3” numaralı bölge ile gösterilen “ μ ” katsayısı, “4” numaralı bölge ile gösterilen “2” sabiti ve “6” numaralı bölgeden gelen hata sinyalidir. Bu sinyale programın ilk koşulması anında başlangıç değeri olarak “0” (sıfır) atanmıştır. Küçük çevrim içindeki bu çarpım işleminin sonucu yine bir sonraki işlemde kullanılmak üzere başlangıç değeri “1” olan bir değişkene atanır. Bu filtre ağırlık katsayılarını oluşturan “2” ve “7” çevrimler ile çarpılan sinyal bileşenleri daha sonra toplanarak filtrenin toplam sinyal çıktısını

verilmektedir. Sistemin çalışma prensibi Şekil 8.5’de verilen algoritma ile temelde aynı olmakla birlikte burada tepe noktalarını yakalama işlemleri de sisteme dahil edilmiştir. Hata sinyalinin önce Fourier dönüşümü yapıldıktan sonra tepe noktalarını yakalama işlemi olan “PP” işlemlerine tabi tutulur. Bu temel algoritma, uygulamada kontrol sistemine Şekil 11.12 ve 11.13’de olduğu gibi uyarlanır.

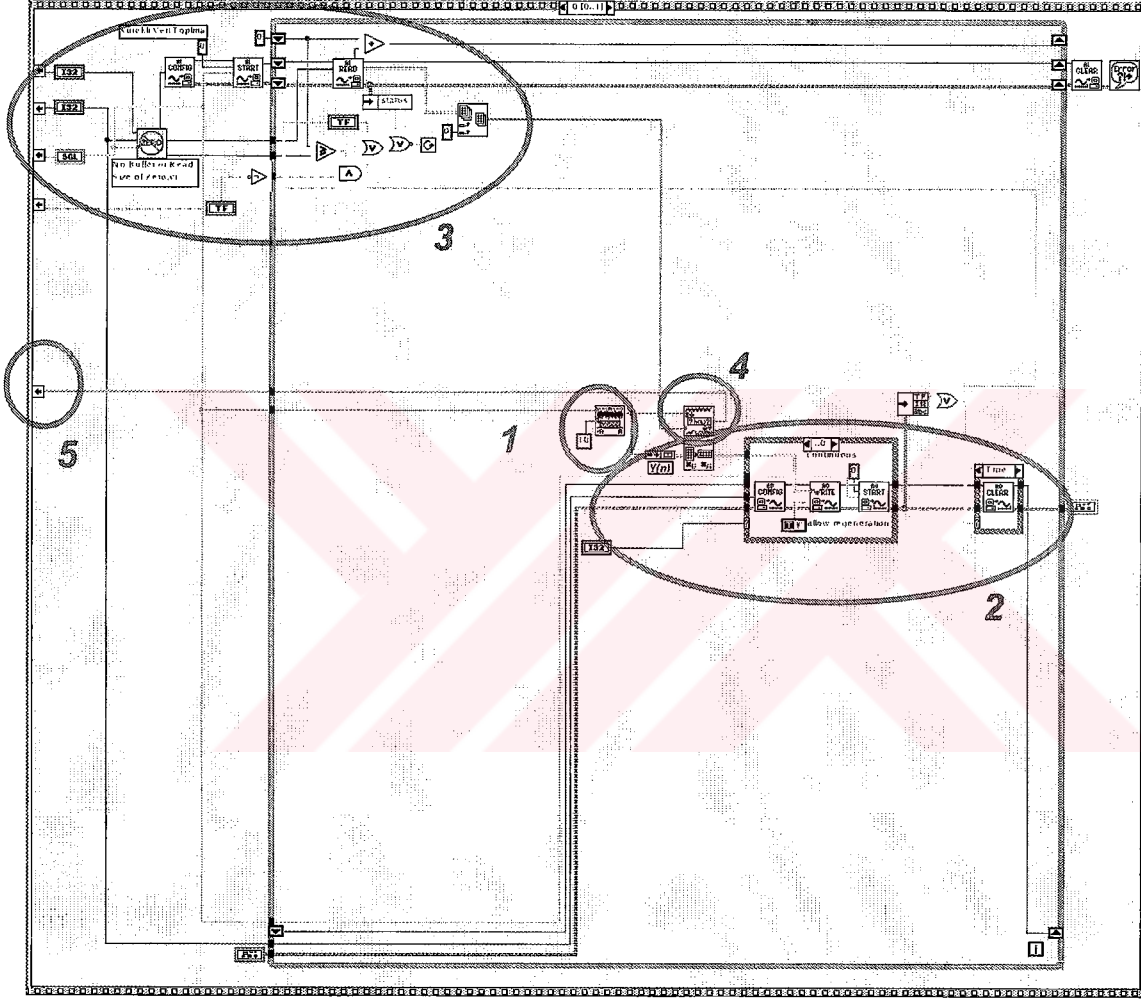


Şekil 11.11: Basit tek kanal geri beslemeli ve tepe noktalarını yakalama algoritması olan bir adaptif algoritma.

Görüleceği gibi sistem iki kısımdan oluşmaktadır. Şekil 11.12, ilk kısmı gösterir. Bu bölümde dört ana alan vardır. “1” numaralı alanda mikrofon ile kontrol hoparlörü arasındaki akustik yolun transfer fonksiyonunu bulmak için gerekli olan beyaz gürültü sinyali yaratılır. “2” numaralı alan yaratılan beyaz gürültü sinyalinin ortama verildiği çıktı kısmıdır.

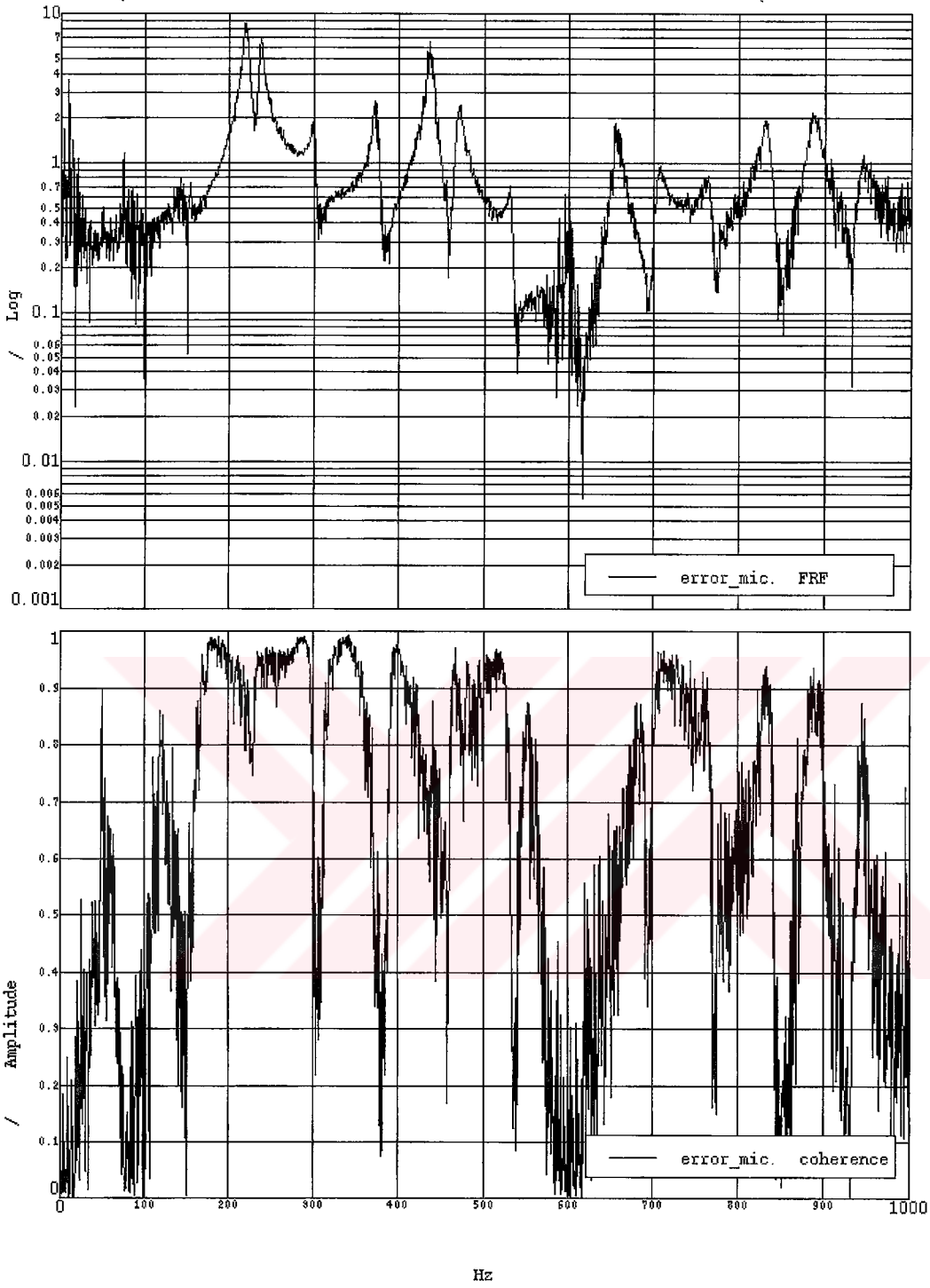
Kontrol hoparlöründen yayımlanmaya başlayan beyaz gürültü sinyali aynı zamanda mikrofon tarafından da algılanmak zorundadır. Bu durum ikisi arasındaki yolun

transfer fonksiyonunu bulmak için zorunludur. Bu sebeple bu bölümde beyaz gürültünün yaratılıp ortama gönderildiği kısımdan başka bir de sinyallerin alındığı ve “3” numara ile gösterilen kısım vardır. Buradan alınan sinyaller “4” numaralı alanda gösterilen modül yardımıyla işleme sokulur ve anlık ortama gönderilen sinyaller ile algılanan sinyaller arasındaki transfer fonksiyonu bulunur. Bu transfer fonksiyonu bilgisinin bir sonraki adım olan adaptif kontrol kısmına çıkışı “5” numaralı bölgede gösterilen kapı vasıtasıyla gerçekleştirilir.



Şekil 11.12: Aktif gürültü kontrolü, transfer fonksiyonu bulma kısmı.

Bu yöntem, bölüm 7.10’da tarif edilmiş olan yöntemdir. Transfer fonksiyonu, programın her çalıştırılmasında yeniden bulunur. Yani zamanla hoparlörün yaşlanması, ortam sıcaklık, nem vb. koşullarının değişmesi gibi, sistemin çalışma şartlarını etkileyebilecek çevre koşulları buradaki durumda programın çalışması esnasında gerçek zaman olarak hesaplanmaz.



Şekil 11.14: Deney düzeneğine ait, hata mikrofonu ile kontrol hoparlörü arasındaki transfer fonksiyonu ve koherens fonksiyonu.

Programın bir önceki fazında bulunan ve “2” numaralı kapıdan bu faza giriş yapan transfer fonksiyonu bilgisi ve girdi sinyali “3” numaralı alanda gösterilen vektörel çarpım operatörü ile filtreleme işlemine tabi tutulur.

İşlenecek olan sinyaller algoritmaya bir önceki fazda olduğu gibi “4” numaralı alanda gösterilen işlemler dizisi ile dahil edilmektedir. Buradan alınan sinyaller içlerindeki belli karakteristikte bileşenlerin ayrıştırılabilmesi amacıyla Fourier dönüşümüne tabi tutulmalıdır. Bu işlem “5” numara ile gösterilen alanda gerçekleştirilmektedir. Fourier dönüşümü ile gürültü sinyalinin frekans spektrumu elde edilebilmekte ve toplam sinyal içinde hangi frekans ve genlikte sinüs formunda sinyallerin olduğu görülebilmektedir [108, 146].

Algoritmaya giren gürültü sinyalinin frekans spektrumu elde edildikten sonra bu programa has bir özellik olan tepe noktalarını yakalama algoritması devreye girmektedir. Bu işlem “6” numaralı alanda gerçekleştirilmektedir.

Sinyal tepe noktalarını yakalama işlemi aşağıdaki basamaklarda gerçekleşmektedir [99]:

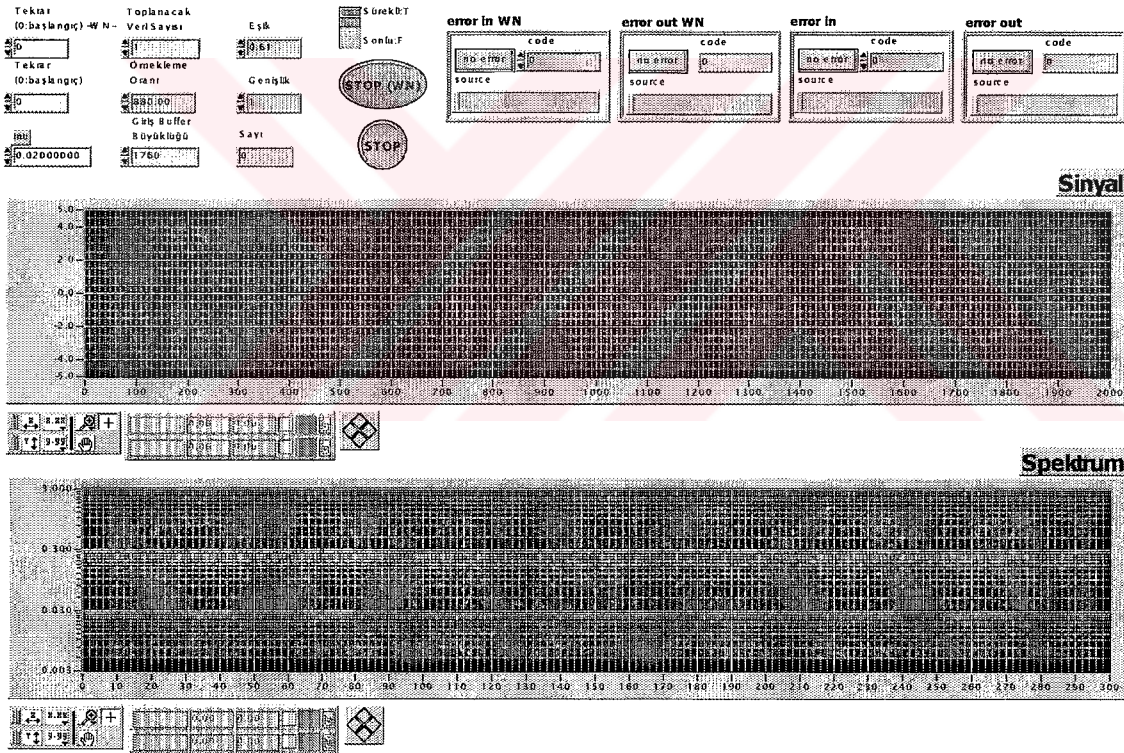
- Veri dizisi taranır ve ardışık noktalar arasındaki fark hesaplanarak ortalaması alınır. Buna “*Gürültü Değeri*” denilebilir.
- Veri dizisi bir kere daha taranır ve farkı, gürültü değerinden fazla olan ve pozitif değere sahip veri noktaları ortaya çıkartılır. Bunlar tepenin başlangıcıdır.
- Yerel maksimumu bulmak için taramaya devam edilir. Fark değerleri yaratan bölgeler daima bir noktanın solunda ve sağındadır. Burası tepe olarak tespit edilir. Bu üç noktadan oluşan alanın ağırlık merkezi bulunarak doğru tepe noktası pozisyonu elde edilir.
- Noktalar arasındaki mutlak farkın gürültü değerinden az olduğu ana kadar taramaya devam edilir. Burası tepenin sonudur.
- İşlem kendini tekrar ederek sürer.

Anlatılan şekilde tepe noktalarını yakalama işlemine tabi tutulan sinyal frekans spektrumundan elde edilen bilgiler ile artık yeni sinüs sinyalleri yaratılabilecek durumdadır. Bu sinyaller, anlatılan şekilde yakalanan ve toplam sinyal içinde belli karakteristikte baskın olarak duyulabilen ve frekans spektrumunda görülebilen sinyallerdir. Bu yakalama işleminden sonra yeniden yaratılan sinüs bileşenlerinin

sayısı kullanılan donanının kapasitesine bağlıdır. Burada yani “7” numaralı bölgede dört adede kadar sinüs sinyalleri yaratılabilmektedir.

Görüleceği gibi bu algoritmada gürültü sinyalinin tamamı adaptif filtreleme işlemine tabi tutulmamakta, sadece sinüs bileşenleri yani algoritmanın tabiatına uygun olan ve önceden tahmin edilebilen sinyaller işleme girmektedir. Dolayısıyla rastlantısal gürültülerin program tarafından bir defa daha yaratılması durumu ortadan kalkmaktadır. Bu yeni yaratılan sinüs bileşenlerinin toplamı artık yeni gürültü sinyali olarak işlem görecektir. Bu işlemler “3” numaralı alandaki vektörel çarpımdan devam eder.

Burada önceden bahsedildiği gibi filtrelenen girdi sinyali adaptif filtre katsayıları ile de birleştirildikten sonra yine Şekil 11.10’da olduğu gibi bir taraftan “8” numaralı alandaki işlemler dizisi ile ortama kontrol sinyali olarak verilirken diğer taraftan hata sinyali oluşturularak algoritmada “9” numaralı bölgeye gönderir.



Şekil 11.15: Aktif gürültü kontrol programı kullanıcı arayüzü.

Programın kullanıcı arayüzü Şekil 11.15’de görülmektedir.

Programın hem ilk hem de ikinci fazında sinyaller veri grubu olarak alınıp algoritmaya dahil edilmektedir. Bu durum kullanılan tampon bellek işlemlerinden anlaşılabilir. Bunun sebebi, yapılmakta olan Fourier dönüşümünün belli sayıda

sıfırlardan oluşan bir dizi veri gurubu oluşturulmaktadır. Sinyal değerleri geldikçe bunlar sırasıyla bu veri dizisinde yerlerini almaya başlarlar. Dizinin örnek sayısı dolduğunda da en önce giren değer en sona varmış olduğundan dışarı atılmaya başlanır. Bu işlem gören verilerin tutulması olayı programda “*kayar bellek*” olarak isimlendirilen ve “2” numaralı bölgede gösterilen operatörler ile gerçekleştirilmektedir. Görüldüğü gibi her kayar bellek’den gelen veriyi tek tek alıp diğerleri ile de birlikte yeni bir dizi oluşturacak şekilde toparlamak gerekmektedir. Bu durumda örnekleme sayısı kadar kayar bellek gerekir. 64 örnekleme için ve “3” numaralı bölge vasıtasıyla sadece bir sinüs sinyali yaratılan bir durum yine bu şekilde görülmektedir.



12. SANAL VE GERÇEK ORTAMDA UYGULAMA SONUÇLARININ İRDELENMESİ

Bu bölümde, kurulan aktif gürültü kontrolü sistemi ile yapılmış olan uygulamalar ve sonuçları ele alınmaktadır.

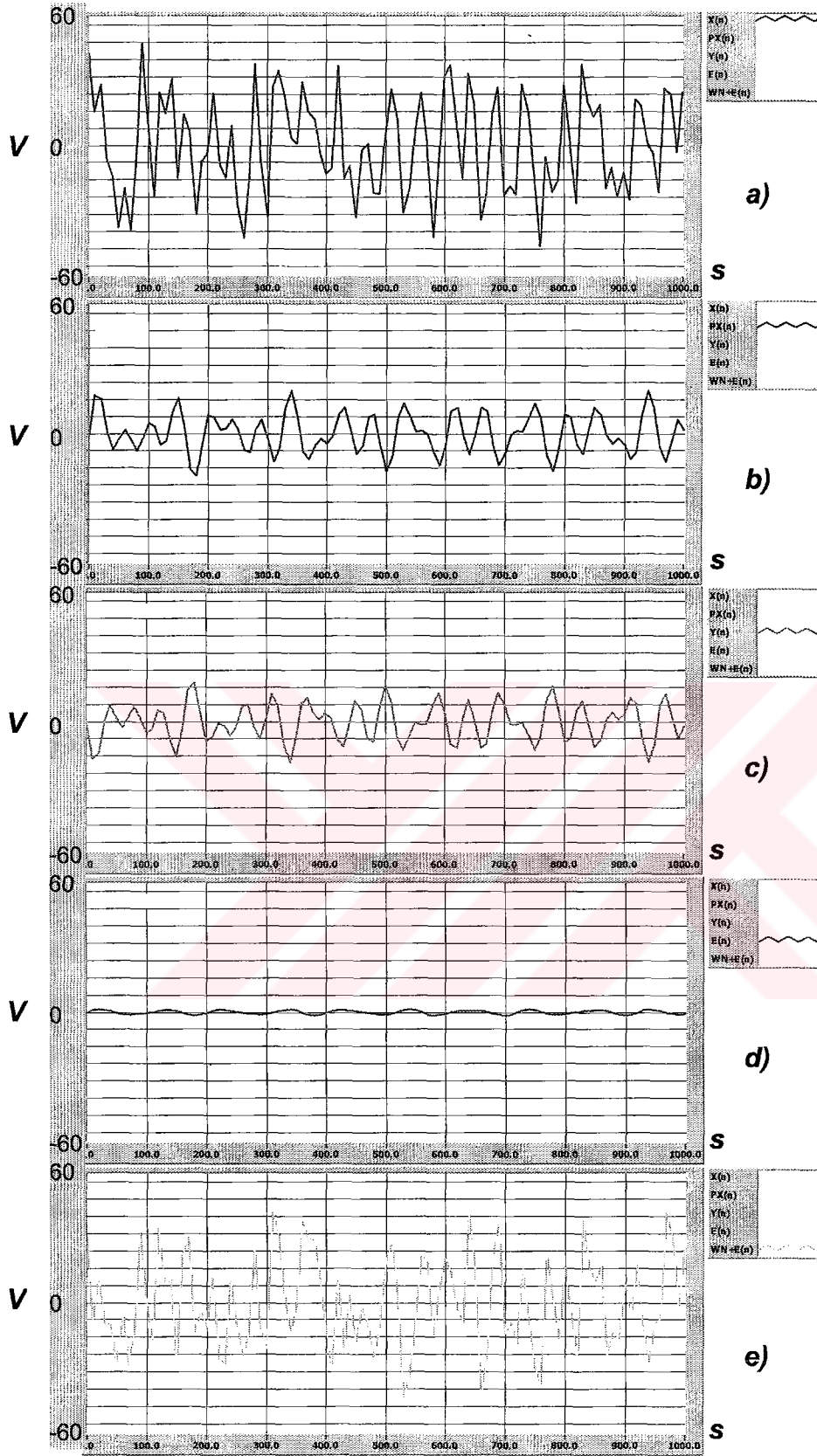
İlk olarak programın birebir benzeri dış dünyadan alınan sinyaller ile değil, bilgisayar ortamında yaratılan sanal sinyaller ile çalıştırılmıştır. Daha sonra da sistem fiziksel olarak bir gürültü sinyali ile uyarılmış ve sonuçları gözlenmeye çalışılmıştır.

12.1 Sinyal Tepe Noktaları Yakalama Algoritması ile Sanal ortamda Aktif Gürültü Kontrolü

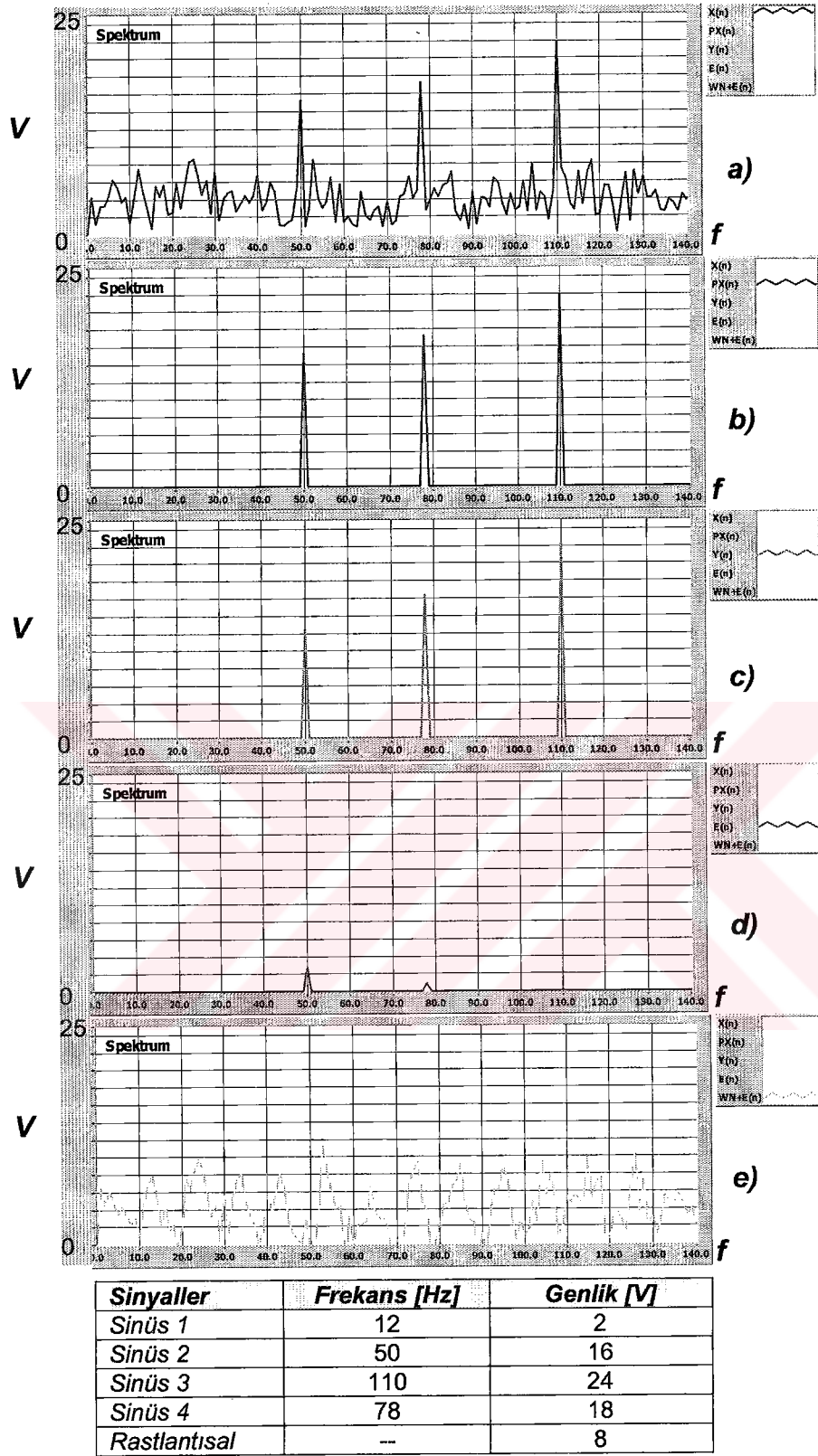
Uygulamanın bu kısmında dört adet sinüs sinyali ve bir adet rastlantısal sinyalin toplamından oluşan bir girdi sinyali algoritmaya sokularak tepe noktalarını yakalama ve adaptif filtreleme işlemine tabi tutulmuştur.

Şekil 12.1 a’da dört adet sinüs sinyali ve bir adet rastlantısal sinyalden oluşan bir toplam sinyal olan $X(n)$, zaman domeninde gösterilmektedir. Şekil 12.1 b’de toplam sinyal içinden tepe noktalarını yakalama algoritması ile seçilerek çıkartılmış ana sinyal bileşenleri ($PX(n)$) gösterilmektedir. Bu sinyal, adaptif filtreleme işlemine tabi tutulduğunda Şekil 12.1 c’de görülen $Y(n)$ durum elde edilir. Eş frekanslara bakıldığında b ve c grafiklerindeki sinyal formlarının birbirlerinin tam zıttı olduğu yani aralarında 180 derecelik bir faz farkı olduğu görülür. Bu iki sinyalin toplamından oluşan $E(n)$ hata sinyali ise Şekil 12.1 d’de görülmektedir. Bu sinyal saf hata sinyali. Dolayısıyla sistem çalıştığında duyulacak olan sinyal bu değildir. Duyulması gereken sinyal beyaz gürültü ile bu hata sinyalinin toplamı olan ve Şekil 12.1 e’de görülen “ $WN+E(n)$ ” sinyalidir.

Toplam sinyale ait Fourier dönüşümü Şekil 12.2 a’da görülmektedir. Grafikte dört ana sinyal, tepe noktaları yardımıyla seçilebilmektedir. Bu dört ana sinyalden ancak genliği en küçük olan yani $2 V$ genliğe ve $12 Hz$ ’lik frekansa sahip olan sinyal belirgin olarak görülemez. Bunun sebebi, programın bu çalışma durumunda tepe noktalarını seçmek için belirlenmiş olan eşik değerin $14 V$ olmasıdır.



Şekil 12.1: Sinyallerin zaman domeninde gösterilişi. a)Toplam sinyal, b)Tepe noktaları yakalanarak oluşturulmuş sinyal, c) Adaptif filtre çıktı sinyali, d) hata sinyali, e) Rastlantısal sinyal ve hata sinyalinden oluşan nihai gürültü sinyali.

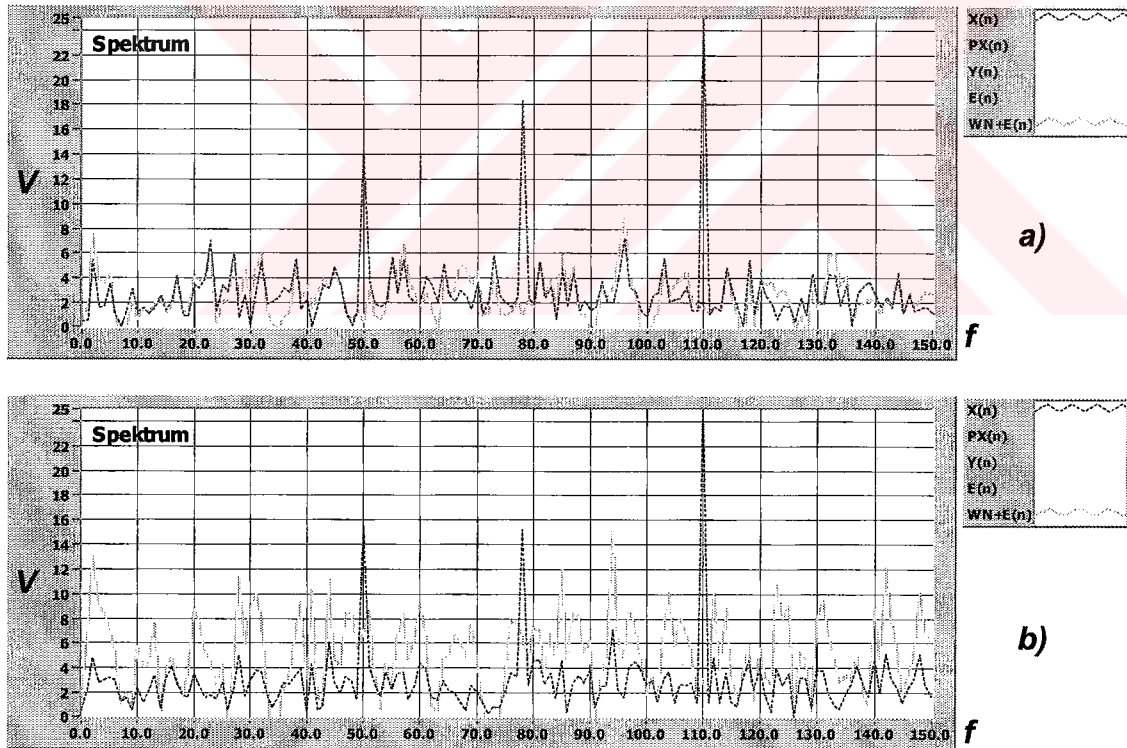


Şekil 12.2: Sinyallerin frekans domeninde gösterilişi. a) Toplam sinyal, b) Tepe noktaları yakalanarak oluşturulmuş sinyal, c) Adaptif filtre çıktı sinyali, d) Hata sinyali, e) Rastlantısal sinyal ve hata sinyalinden oluşan nihai gürültü sinyali.

Şekil 12.2 b'deki durum, tepe noktalarını yakalama algoritması ile oluşturulmuş $PX(n)$ sinyalinin frekans spektrumunu göstermektedir. Adaptif filtrenin bu sinyali işleyerek yarattığı $Y(n)$ sinyalinin frekans spektrumu ise Şekil 12.2 c'deki gibidir. Bu $PX(n)$ ve $Y(n)$ sinyallerinin toplamından oluşan saf hata sinyaline ait frekans spektrumu da Şekil 12.2 d'de görülmektedir.

Şekil 12.2 e, saf hata sinyali ile zaten sistemde varolan rastlantısal gürültü sinyalinin toplamı olan " $WN+E(n)$ " sinyalinin frekans spektrumunu göstermektedir. Burada açıkça görüleceği gibi Şekil 12.2 a'da göze çarpmakta olan üç adet tepe noktası yokolmaktadır. Bu durum, kurulan algoritmanın sağlıklı olarak çalıştığının işaretiçisidir.

Sistemin çalıştırılması durumunda fiziksel ortamda duyulması beklenen gürültü sinyali ile sistem devre dışı bırakıldığında duyulması beklenen gürültü sinyalinin frekans spektrumlarının karşılaştırması -tepe noktaları yakalama algoritması için ve klasik aktif gürültü kontrolü algoritması için- tepe noktalarının yokoluşunun daha rahat görülmesi açısından Şekil 12.3'de verilmiştir.



Şekil 12.3: Ortamda başlangıçta bulunan $X(n)$ gürültü sinyali ile sistem çalıştırıldığında duyulması beklenen " $WN+E(n)$ " gürültü sinyallerinin frekans spektrumlarının karşılaştırılması. a) Sinyal tepe noktaları yakalama algoritması ile, b) Klasik aktif gürültü kontrolü algoritması ile.

Şekil 12.3’de görülen bu grafiklerde iki durum için sonuçlar gözlenmektedir. İlk durumda (Şekil 12.3 a)) sinyal tepe noktalarını yakalama algoritması ile oluşturulmuş olan aktif gürültü kontrolü sistemi çalışmaktadır. Kesik çizgi ana gürültü sinyaline aittir. Sürekli çizgi ise hata sinyalini göstermektedir. Sistem çalıştırılmaya başlandığında ortaya çıkan sürekli çizgiden görüleceği gibi sinyalin üç ana sinüs bileşeni ortadan kalkmakta, rastlantısal bileşene ait olan kısım ise aşağı yukarı olduğu gibi kalmaktadır.

Şekil 12.3 b)’de ise klasik adaptif kestirimli aktif gürültü kontrolü ile elde edilmiş olan sonuçlar görülmektedir. Burada göze çarpan nokta, sinyalin ana bileşenlerine ait olan kısımların yok olması fakat bununla birlikte rastlantısal kısmın genlik değerinin yaklaşık iki kat artmasıdır. Bunun sebebi, sistem çalışmaya başladıktan sonraki nihai gürültünün içinde hem asıl rastlantısal sinyalin hem de adaptif filtrenin yarattığı sinyalin üstüste gelmesidir. Yani sistemde mevcut olan rastlantısal gürültünün üzerine bir de adaptif filtrenin yarattığı rastlantısal gürültü binmektedir.

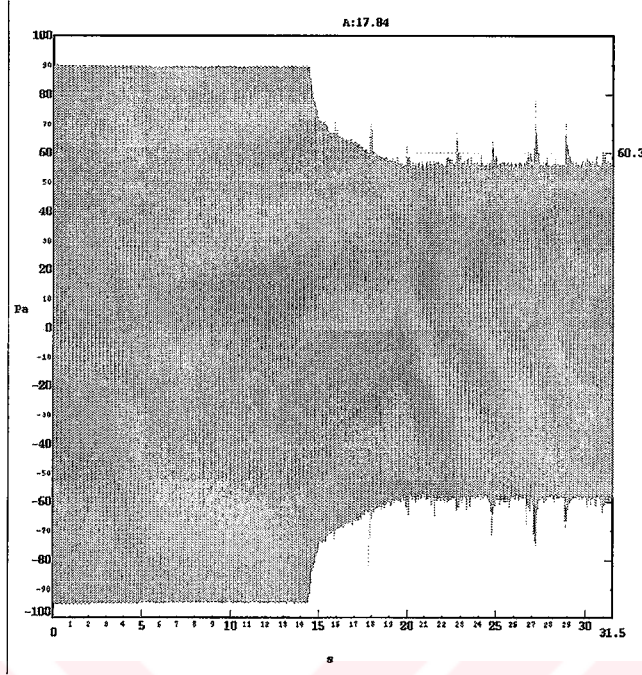
12.2 Sinyal Tepe Noktaları Yakalama Algoritması ile Gerçek Ortamda Aktif Gürültü Kontrolü

Kurulan deney düzeneğinde öncelikle, tepe noktalarını yakalama amacı güdülmeksizin sadece Sinüs sinyalleri ile çalışılacaktır. Bunu yapmanın amacı kurulan adaptif filtreleme algoritmasının gerçek sinyaller ile de doğru çalışıp çalışmadığını görmektir. Ayrıca bir tepe noktası yakalama işlemi yapılmayacağı için Fourier dönüşümüne de gerek kalmamaktadır. Dolayısıyla gürültü sinyalleri, noktalar şeklinde, herhangi bir tampon bellek işlemine gerek kalmadan anlık olarak işlenebilmektedir.

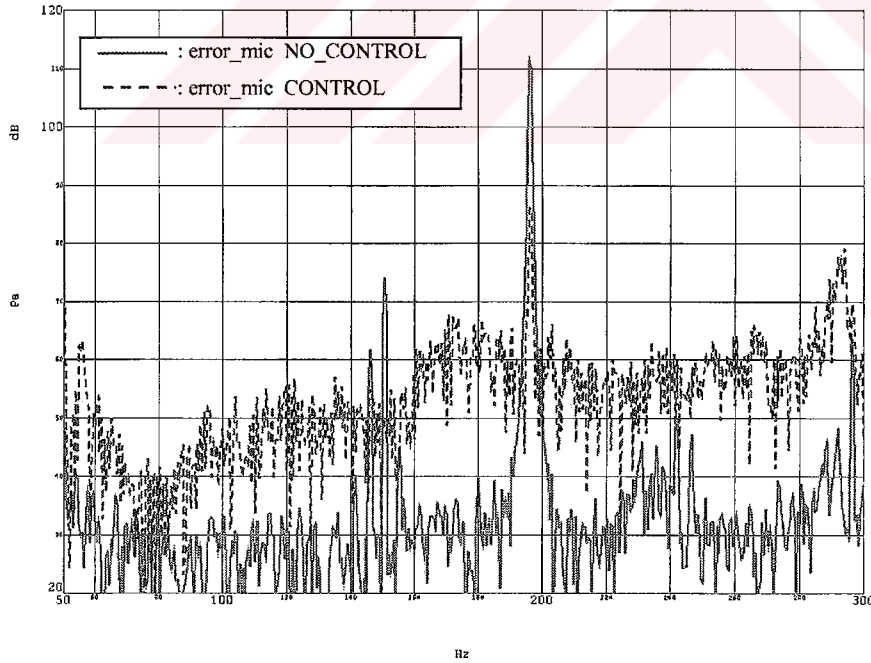
Gürültü hoparlöründen verilen sinyaller Şekil 12.4’ de verilen saf sinüs karakterinde sinyallerdir. Sinyal genliğinin düştüğü yer aktif gürültü kontrol algoritmasının çalıştırılmaya başlandığı noktadır. Bu durumda elde edilen sonuçların frekans spektrumu da Şekil 12.5’de görülmektedir. Grafikten de görüleceği gibi algoritma çalışmaya başladığı anda, kontrol edilen frekans bölgesinde toplam gürültü değerinde yaklaşık 25 dB düşme gözlenmektedir. Burada düz çizgi ile gösterilen eğri kontrol algoritması çalışmadan önceki durumu, kesik çizgi ise algoritma çalıştıktan sonraki durumu gösterir.

Uygulamanın ikinci adımı gerçek şartlarda otomobil içinde alınmış tekerlek gürültü sinyallerini kullanmak ve algoritmada tepe noktalarını yakalama işlemini devreye

sokmaktır. Bu aşamada, blok diyagramı Bölüm 11.3, Şekil 11.16’da verilen program çalıştırılacaktır.



Şekil 12.4: Saf sinüs sinyalleri ile gerçek şartlarda elde edilen sonuçların zaman domeninde görünüşü.

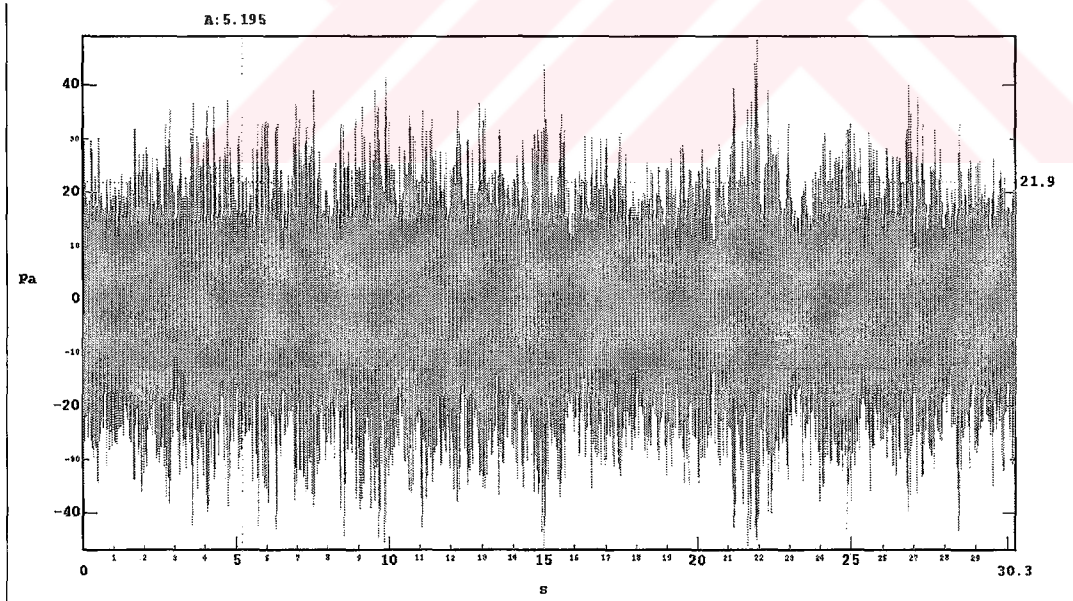


Şekil 12.5: Saf sinüs sinyalleri ile gerçekleştirilen kontrol işlemine ait frekans spektrumu.

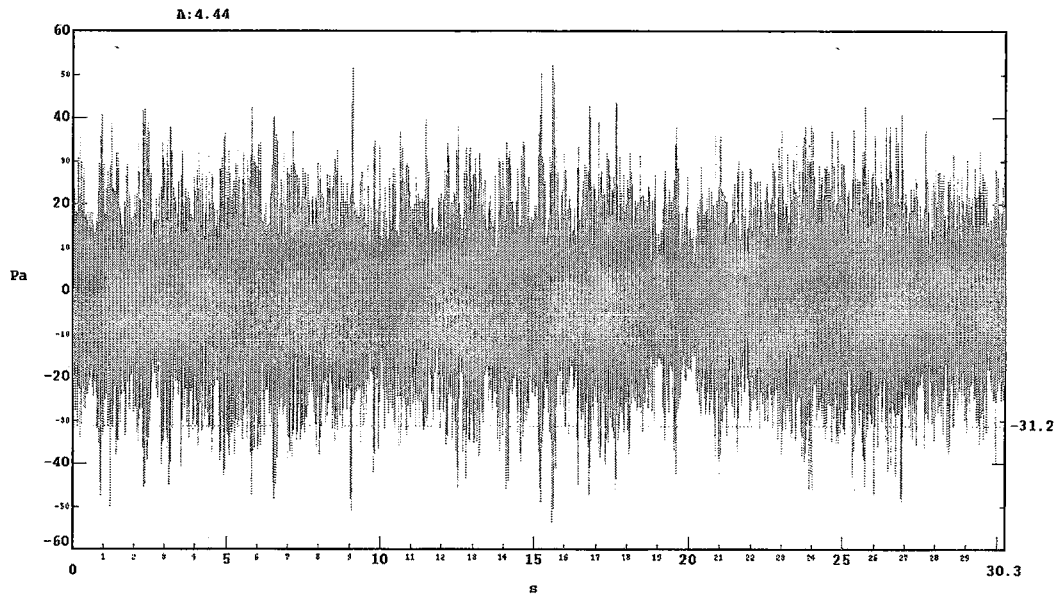
90 km/h sabit hızda bir otomobil içinde, sürücü sağ kulak hizasında kaydedilen gürültü sinyallerine ait zaman domenindeki grafik Şekil 12.6'da görülmektedir. Algoritmanın bu verileri işledikten sonra cevap sinyali olarak yaratılan durum ise Şekil 12.7'de verilmektedir. Bu iki sinyale ait frekans spektrumu ise Şekil 12.8'de görüldüğü gibidir. Bu şekilde düz çizgi kontrol öncesi durumu, kesik çizgi ise kontrol algoritmasının çalışması anındaki durumu göstermektedir.

Programın blok diyagramı oluşturulurken 64 örneğe kadar sinyal bilgisi tutacak şekilde kayar bellekler oluşturulmuştur. 64 Örnek olmasının birinci sebebi, Fourier dönüşümü için mümkün olan en iyi yakınsamayı sağlamak, ikinci sebebi ise yer kısıtlamasından dolayı daha fazla örnek sayısının ekranda işlenememesidir. Fakat bu durumda programın çalışması esnasında her bir veri noktasının bir kayar bellek'de tutulması ve her çevrimde buradan işleme dahil edilmesinden dolayı program aşırı yavaş çalışmaktadır. Tüm bunlara karşın oluşturulan algoritma koşturulduğunda Şekil 12.7'de ve 12.8'de görülen sonuçlar elde edilmektedir.

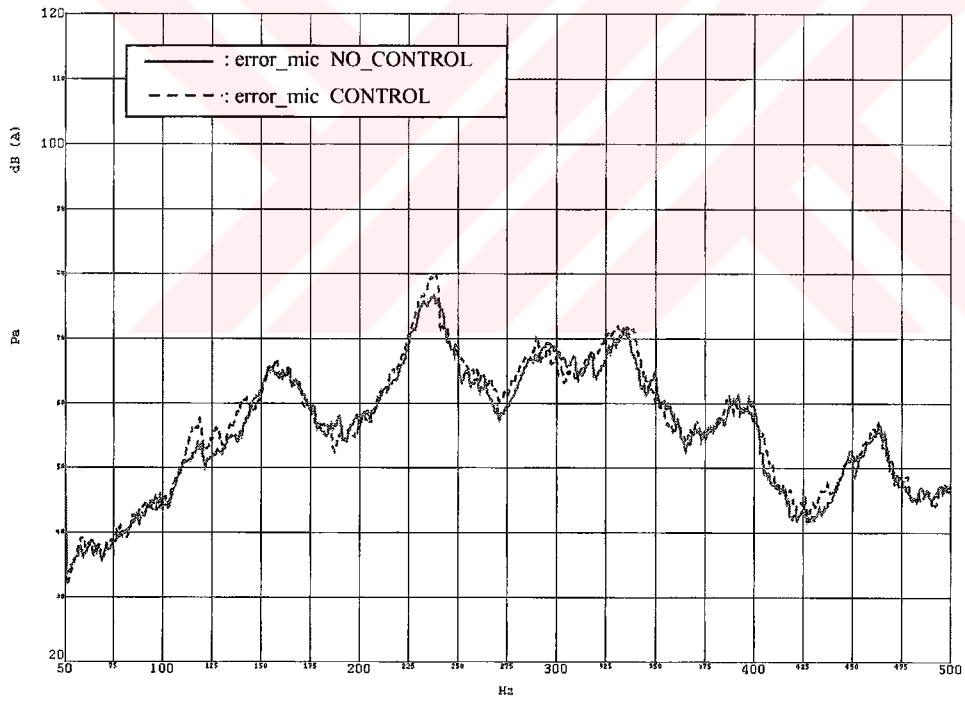
Hem zaman domeninde hem de frekans domeninde grafiklere bakıldığında gürültü kontrolünün gerçekleşmemiş olduğu görülmektedir. bunun başlıca sebebi, sistemin bu 64 örnek sayısı ile bile çok yavaş çalışmasıdır.



Şekil 12.6: Yol gürültü sinyalinin zaman domeninde gösterilişi.



Şekil 12.7: Aktif gürültü kontrol algoritmasından çıkan yol gürültü sinyalinin zaman domeninde gösterilişi.



Şekil 12.8: Kontrol sistemi çalışmadan önce ve çalıştıktan sonraki durumlar için yol gürültü sinyallerine ait frekans spektrumları.

12.3 Sonuç

Çalışmanın çıkış noktası, otomobil tekerlek/yol gürültüsünün aktif gürültü kontrol yöntemi ile yokedilmesidir. Bu konunun seçilmesinin sebebi, aktif gürültü kontrol uygulamalarının havalandırma kanalları, içten yanmalı motorlar vb yaygın olarak belli bir karakteristikte gürültü sinyallerinin bulunduğu ortamlarda kullanılıyor olması fakat tekerlek/yol gürültüsü gibi bünyesinde hem rastlantısal, hem de periyodik karakterde sinyalleri barındıran bir gürültüde, uygulamaların diğerlerine göre henüz daha az olgunlukta olmasıdır. Varılmak istenen nokta, halen varolan aktif gürültü kontrol sistemlerinin daha verimli çalışmasına katkı sağlayabileceği düşünülen bir algoritmanın sistem içine sokulmasıdır.

Burada sözü edilen algoritma, sinyal tepe noktaları yakalama algoritmasıdır. Rastlantısal sinyallerden ve karakteri belli olan periyodik sinyallerden oluşan bir grup sinyal içinden, genliği toplam sinyal ortalama genliğinden daha yüksek seviyede görülen periyodik sinyallerin çekilmesi işlemi bu algoritma ile yapılır.

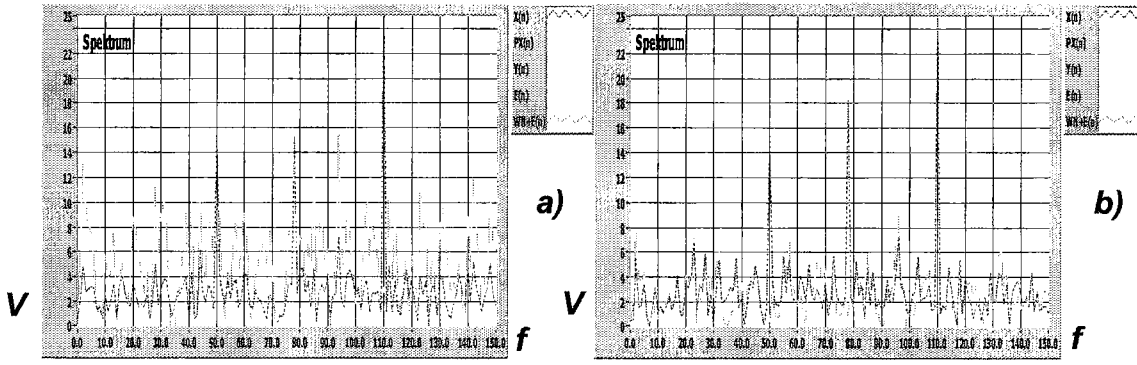
Sistemin omurgası diyebileceğimiz esas algoritma, bir adaptif kestirim algoritmasıdır. Adaptif kestirim olarak anılmasının sebebi, sistemden çıkan sinyal bilgilerinin bir önceki adımlarda sisteme giren sinyal bilgileri kullanılarak oluşturulmasıdır.

Burada, otomobil tekerlek/yol gürültü sinyalleri gerçek bir otomobilde çalışma şartlarında kaydedilmiş olmasına rağmen uygulamalarda kontrollü bir hacim ve tek boyutlu dalga hareketleri ile çalışmak amacıyla boru şeklinde bir sistem kullanılmıştır.

Öncelikle kurulmuş olan algoritma, sanal ortamda denenmiş, daha sonra gerçek şartlarda alınmış gürültü sinyalleri ile çalıştırılmıştır.

Sanal ortamda yapılan deney sonuçlarından, kurulan algoritmanın sağlıklı olarak çalıştığı görülmektedir. Bu durum Şekil 12.9'da bir kere daha gösterilmektedir. Şekil 12.9 a)'da klasik adaptif kestirimli aktif gürültü kontrol algoritması periyodik sinyallerin genliğini düşürmekle birlikte rastlantısal kısmın genliğini artırmaktadır. Oysa Şekil 12.9 b)'deki tepe noktaları yakalama işlemi ile çalıştırılan algoritma gürültü sinyalinin sadece periyodik ve yüksek genlikli olan kısımları için işlem yapmakta, dolayısıyla rastlantısal kısımlar olduğu gibi kalmaktadır.

Burada en büyük avantaj, bir sinyal giriş çıkış işleminin olmamasıdır. Gerçek ortamda ise fiziksel şartların ortaya çıkardığı birtakım zorluklar, algoritma görevini yapsa bile programın çalışmasını aksatmaktadır.



Şekil 12.9: a) Klasik adaptif kestirimli aktif gürültü kontrolü ile elde edilen sonuç, b) Tepe noktaları yakalama algoritması ile elde edilen sonuç. Kesik çizgi ile gösterilen eğri esas gürültü sinyalini yani sistem çalışmadan önceki hali, düz çizgi sistem çalıştıktan sonraki durumu göstermektedir.

Yapılan denemelerde uygulama değeri olmamakla birlikte sistemin denenmesi açısından, az örnekleme yaparak programın yükünü azaltmak amacıyla 64 Hz örnekleme frekansı ve 64 örnek sayısına kadar inilmiştir. 64 Hz örnekleme frekansı ile işlenebilecek en yüksek frekanslı sinyal 32 Hz olup, insan kulağı duyma alt frekans sınırına çok yakındır. Dolayısıyla duyulması çok zordur. Aynı zamanda kullanılan hoparlörlerin çalışma frekans aralığının alt sınırlarına tekabül etmektedir. Bu durumda hoparlörde oluşan diyafram hareketleri düzgün sinüs sinyalleri yaratabilecek durumda olmamaktadır. Yani temiz ve saf sinüs bileşenlerinden oluşan sesler duyulamamaktadır. Bunun etkisi, algoritmaya giren ek gürültü sinyalleri ve kontrol hoparlörüne gönderilen sinyale, hoparlör tarafından eklenen ek gürültü sinyalleridir ve kontrolü imkansız kılar.

Bu konuda etkili olan bir başka parametre de kullanılan boru sisteminin akustik modlarıdır. Burada kullanıldığı gibi bir ucu hoparlör tarafından kapalı, diğer ucu açık, yaklaşık 2.5 m boyunda dairesel kesitli bir boru sisteminin akustik modları 34 Hz, 102 Hz ve 170 Hz frekanslarıdır. Bu frekansların dalga boyları da sırasıyla 10 m, 3.33 m, ve 2 m'dir. Yani pratik olarak bu sistem üzerinde 2 m mesafeye konulan bir kontrol hoparlörü ile 170 Hz civarındaki frekanslar başarılı olarak kontrol edilebilmektedir. Bunun sonucu daha önce yapılan uygulamalarda Şekil 12.4 ve 12.5'de görülmüştür. Düşük frekanslarda ise kontrol hoparlörünün 10 –12 m gibi çok uzak mesafelere yerleştirilmesi gerekmektedir. Bu da burada pratikte imkansızdır

Buraya kadar bahsedilen olumsuzlukların tümünün çıkış noktası kullanılan yazılımda kayar bellekler vasıtası ile oluşturulan veri dizinlerinin çok yavaş işleme sokulabilmesidir. Bunun çözümü, bu uygulama şekli yerine burada bahsedilen sıralı giriş çıkış işlemlerini yapabilecek, bilgisayar ve kart işlemcisine daha az görev

yükleyen ve hızlı çalışabilen bir modül bulunmasıdır. Bundan başka, kullanılan veri toplama kartı daha önce de belirtildiği gibi saniyede en fazla 1000 örnek çıktı verisi işleyebilme kapasitesine sahip ve daha çok sıcaklık, ağırlık vb. daha az sıklıkta okumayı gerektiren alanlarda kullanmaya yatkın bir karttır. Bunun yerine akustik alanında kullanıma uygun daha yüksek örnekleme kapasitesine sahip bir kartın kullanılması yapılan işlemleri hızlandıracak ve sistemin verimini artıracaktır.



KAYNAKLAR

- [1] **Active Cab Interiors An Off-Road Vehicle Application**, 1995-1996 *Digisonix, Inc.*, Middleton, WI U.S.A.,
http://www.mailbag.com/users/dgsnx_mr/RESULTS2.HTM.
- [2] **Adaptive Filtering Applications**, <http://www.spd.eee.strath.ac.uk>
- [3] **Adaptive FIR Filter Application, Noise Canceller Example**,
http://www.itr.unisa.edu.au/cbt/dsp/can_dem.html
- [4] **Adaptive Signal Processing, System View Users Guide**,
<http://www.entegra.co.uk>
- [5] **Akiho, M.**, 1995. Virtual Reference Signals for Active Road Noise Cancellation in a Vehicle Cabin, *SAE Paper*, 951325.
- [6] **Annaswamy, A. M. and Ghoniem A. F.**, 1995. Active Control in Combustion Systems, *IEEE Control Systems*, U.S.A.
- [7] **Bao, C., Sas, P. and Van Brussel, H.**, 1993. Adaptive Active Control of Noise in 3-D Reverberant Enclosures, *Journal of Sound and Vibration*, **161**, 501-514.
- [8] **Barth, D. G. and Kashani, A. R.**, 1995. Engine Noise Reduction Using Narrowband Feedback Control, *SAE Paper*, 951300.
- [9] **Bélanger, P. R.**, 1995. Control Engineering A Modern Approach, Saunders College Publishing, U.S.A.
- [10] **Boonen, R. and Sas, P.**, 1999. Development of an Active Exhaust Silencer for Internal Combustion Engines using Feedback Control, *SAE Paper*, 1999-01-1844.
- [11] **Boroujeny, B. F.**, 1998. Adaptive Filters Theory and Applications, John Wiley & Sons, U.S.A.
- [12] **Boucher, S., Bouchard, M. L'esperance, A. and Paillard, B.**, 1997. Implementing a Single Channel Active Adaptive Noise Canceller with the TMS320C50 DSP Starter Kit, *Texas Instruments Application Report SPRA285*, Quebec.

- [13] **Bourennane, S. and Friel, M.**, Constrained Optimization of Active Noise Control Systems.
- [14] **Brackney, L., Shoureshi, R., Bright, M. and Lorenzo, C.**, 1992. A Comparison of Adaptive Control Techniques Applied to Active Noise Cancellation, *ASME Active Control of Noise and Vibration*, **38**, 121-126.
- [15] **Bradley, J.**, 1997. TMS320 Hardware Applications, *Texas Instruments Application Report SPRA119*, U.S.A.
- [16] **Brayn, M. E.**, 1976. A Tentative Criterion for Acceptable Noise Levels in Passenger Vehicles, *Journal of Sound and Vibration* , **48**, 525-535.
- [17] **Bremigan, C. D., Hoppe, M. H., Cheng, C. R. and Riggs, S. T.**, 1995. New Opportunities for Vehicle NVH Refinement Using Active Control, *SAE Paper*, 951323.
- [18] **Brennan, M. J.**, 1994. Active Control of Waves on One-Dimensional Structures, *PhD Thesis, University of Southampton*, UK.
- [19] **Bullmore, A. J., Nelson, P. A., Curtis, A. R. D. and Elliot, S. J.**, 1987. The Active Minimization of Harmonic Enclosed Sound Field, Part II: A Computer Simulation, *Journal of Sound and Vibration*, **117**, 15-33.
- [20] **Burdisso, A. R., Thomas, R. H., Fuller, C. R. and O'brien, W. F.**, 1993. Active Control of Radiated Inlet Noise from Turbofan Engines, *SAE Paper*, 931285.
- [21] **Chirayil, R.**, 1994. The PCMCIA DSP Card: An All-in-One Communications System, *Texas Instruments Application Report SPRA145*, U.S.A.
- [22] **Clark, R. L. and Saunders, W. R.**, 1993. An Intelligent Systems Approach to Active Structural Acoustic Control, *SAE Paper*, 931282.
- [23] **Coomes, T. and Seshan, N.**, 1997. The TMS320C30 Applications Board Functional Description, *Texas Instruments Application Report SPRA403*, U.S.A.
- [24] **Costin, M. H. and Elzinga, D. R.**, 1989. Active Reduction of Low-Frequency Tire Impact Noise Using Digital Feedback Control, *IEEE Control Systems Magazine*, August 1989, 3-6.

- [25] **Couche, J. C.**, 1998. Active Control of Automobile Cabin Noise with Advanced Speakers, *136th ASA Meeting*, Norfolk, VA, October 13.
- [26] **Crawford, D.**, 1996. Adaptive Filters,
http://www.spd.eee.strath.ac.uk/~david/Adapt_filt/adapt_filt.html
- [27] **Crawford, D.**, 1996. Principles of Active Noise Control,
http://www.spd.eee.strath.ac.uk/~david/anc_intro/anc_intro.html
- [28] **Curtis, A. R. D.**, A Methodology For The Design of Feedback Control Systems For The Active Control of Sound and Vibration, *BBN Systems and Technologies*, U.S.A.
- [29] **Dahl, M., Nordholm, S., Claesson, I. and Grbic, N.**, 1999. Adaptive Microphone Array System for Speech Enhancement, *University of Karlskrona/Ronneby*, Sweden.
- [30] **Dally, J. W., Riley, W. F. and McConnell, K. G.**, 1993. Instrumentation for Engineering Measurements, Second Edition, John Wiley & Sons Inc., U.S.A.
- [31] **Data Acquisition (DAQ) Fundamentals**, 1996. *National Instrument Application Note 007*, U.S.A.
- [32] **Davidek, V., Sika, J. and Stusak, J.**, 1996. Implementing a Noise Cancellation System with the TMS320C31, *Texas Instruments Application Report SPR4335*, Paris.
- [33] **Dehandschutter, W., Cauter, V. R. and Sas, P.**, 1995. Active Control of Simulated Structure Borne Road Noise Using Force Actuators, *SAE Paper*, 951324.
- [34] **Dehandschutter, W., Sas, P. and Banfo, G. L.**, 1996. Active Control of Rolling Noise in Passenger Car Through Structural and Acoustic Control, *Proceeding ISMA21 – Noise and Vibration Engineering*, Leuven, September 18-20, Vol. 1, pp. 401-412.
- [35] **Design of FIR Filters by Windowing**, 1996. Biological Signal and Image Processing, HST-582J/6.555J/16.356J,
<http://web.mit.edu/6.555/www/fir.html>

- [36] **Doppenberg, E. J. J. and Koers, P. H. J.**, 1992. Active Noise Control of Quasi-Periodic Noise In An Enclosure Using On-Line Identification, *ASME Active Control of Noise and Vibration*, The Netherlands, 1992, -Vol. 38, pp. 1-5.
- [37] **Dyne, S., And Collis, B.**, 1997. Signal Processing in Vibration and Acoustics, *Course Notes*, İstanbul, April 13-14.
- [38] **Effective Machinery Measurements using Dynamic Signal Analyzers**, 1994. *HP Application Note 243-1*, U.S.A.
- [39] **Eghtesadi, Kh. and Leventhall, H. G.**, 1983. A Study of n-Source Active Attenuator Arrays for Noise in Ducts, *Journal of Sound and Vibration*, **91** (1), 11-19.
- [40] **Elliot, S. J.**, 1994. Active Control of Structure-Borne Noise, *Journal of Sound Vibration*, **177**, 651-673.
- [41] **Elliot, S. J., Curtis, A. R. D., Bullmore, A. J. and Nelson, P. A.**, 1987. The Active Minimization of Harmonic Enclosed Sound Fields, Part III: Experimental Verification, *Journal of Sound and Vibration*, **117**, 35-58.
- [42] **Eriksson, L. J.**, 1996. Active Sound and Vibration Control: A Technology in Transition, *Noise Control Eng. J.* **44**, (1), 1-9.
- [43] **Freudenberger, R.**, 1994. Electronic Mufflers, *Auto & Truck International*, July/August 1994, Vol. 71, No. 4, pp. 25-33.
- [44] **Fujii, K., Yamaguchi, A., Furuya, H. and Ohga, J.**, An Adaptive Algorithm for Active Noise Control System By A Fixed Point Processing Type DSP.
- [45] **Fuller, C. R. and Flotow A. H.**, 1995. Active Control of Sound and Vibration, *IEEE Control Systems*.
- [46] **Gennessieux, P.**, 1993. Research for New Vibration Isolation Techniques: From Hydro-Mounts to Active Mounts, *SAE Paper*, 931324.
- [47] **Gonzalez, A., Elliott, S. J., Cervantes, E. and Albiol, A.**, Minimisation of The maximum Error Signal in An Active Control System: A Practical Approach.

- [48] **Grbic, N., Dahl, M. and Claesson, I.**, 1999. Acoustic Echo Cancelling and Noise Suppression with Microphone Arrays, *Research Report 4/99*, University of Karlskrona/Ronneby, Sweden.
- [49] **Grbic, N., Dahl, M. and Claesson, I.**, 1999. Neural Network Based Adaptive Microphone Array System for Speech Enhancement, *University of Karlskrona/Ronneby*, Sweden.
- [50] **Gupta, U., Bychowsky, M. and Kuo, S. M.**, 1997. Integrated Automotive Signal Processing and Audio System Using the TMS320C3X, *Texas Instruments Application Report SPRA095*, Illinois.
- [51] **Hardouin, L., Tartarin, J. and Laumonier, J.**, 1992. An Analytical Model of An Active Anti-Pulsatory Device, *ASME Active Control of Noise and Vibration*, **38**, 15-22.
- [52] **Harvey, A. F. and Cerna M.**, 1993. The Fundamentals of FFT-Based Signal Analysis and Measurement in LabVIEW and LabWindows, *National Instrument Application Note 041*, U.S.A.
- [53] **Hassall, J. R. and Zaveri, K.**, 1988. Acoustic Noise Measurements, Brüel & Kjær, Denmark.
- [54] **Heatwole, C. M. and Bernhard, R. J.**, 1996. Reference Transducer Selection for Active Control of Structure-Borne Road Noise in Automobile Interiors, *Noise Control Eng. J.*, **44** (1), 35-43.
- [55] **Jamal, R., Cerna, M. and Hanks, J.**, 1998. Designing Filters Using the Digital Filter Design Tools in the Signal Processing Toolset, *National Instrument Application Note 097*, U.S.A.
- [56] **Jamal, R. and Pichlik, H.**, 1999. LabVIEW Applications and Solutions, Prentice Hall PTR, U.S.A.
- [57] **Jiříček, O. and Koníček, P.**, Basic Study of ANC in AN Acoustic Wave-Guide.
- [58] **Johnson, G. W.**, 1997. LabVIEW Graphical Programming Practical Applications in Instrumentation and Control, McGraw-Hill, U.S.A.
- [59] **Johnson, G. W.**, 1998. LabVIEW Power Programming, McGraw-Hill, U.S.A.

- [60] **Kazakia, J. Y.**, 1986. A Study of Active Attenuation of Broadband Noise, *Journal of Sound and Vibration*, **110** (3), 495-509.
- [61] **Kewley, D. L., Abe, G. A., Dignan, M., Hanna, D. S., Schudel, G. and Sutterlin, M. W.**, 1995. An Active Noise and Vibration Control Development Platform: Overview and Applications, *SAE Paper*, 951320.
- [62] **Kim, J. K. and Ih, J. G.**, Active Noise Control in A Duct By Using The Wave Decomposition Technique.
- [63] **Koenig, D.**, 1995. Digital Signal Processing Fundamentals, *National Instrument Application Note 023*, U.S.A.
- [64] **Kuo, S. and Chen C.**, 1997. An Implementation of Adaptive Filters with the TMS320C25 or the TMS320C30. *Texas Instruments Application Report SPRA116*, U.S.A.
- [65] **Kuo, S. M. and Morgan, D. R.**, 1996. Active Noise Control Systems Algorithms and DSP Implementations, Wiley Series in Telecommunications and Signal Processing, Canada.
- [66] **Kuo, S. M., Panahi, I., Chung, K.M., Horner, T., Nadeski, M. and Chyan, J.**, 1996. Design of Active Noise Control Systems With the TMS320 Family, *Texas Instruments Application Report SPRA042*, U.S.A.
- [67] **Ladret, P., Latombe, B. and Granada, F.**, 1999. Active Contour Algorithm: An Attractive Tool for Snow Avalanche Analysis, *Signal Processing*, **79**, 197-204.
- [68] **La Fontaine, R. F. and Shepherd, I. C.**, 1983. An Experimental Study of A Broadband Active Attenuator for Cancellation of Random Noise in Ducts, *Journal of Sound and Vibration*, **91**, (3), 351-362.
- [69] **Lalor, N., Flindell, I. H. and Smith, M. C.**, 1996. Low Noise Product Design, *Course Notes*, İstanbul, March 19-21.
- [70] **Lee, B. H. and Kuo, S. M.**, 1990. Sub-Band Adaptive IIR Noise Cancellation, *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*.
- [71] **Lee, W. G., Park, S. K. and Suh, M. W.**, 1994. A Study on Active Noise Control Using the Half Scaled Compartment Cavity Model, *SAE*

Paper, 940606. *International Congress & Exposition*, Michigan, February 28-March 3, 1994.

- [72] **Lieh, J.**, 1992. Semi-Active Damping Control of Vehicle Ride, *ASME Active Control of Noise and Vibration*, Ohio, 1992, DSC-Vol. 38, pp. 345-351.
- [73] **Lin, J. S. and Kanellakopoulos, I.**, 1997. Modular Adaptive Design for Active Suspensions, *Proceedings of the 36th IEEE Conference on Decision and Control*, San Diego, CA, December 1997, pp. 3626-3631.
- [74] **Lin, J. S. and Kanellakopoulos, I.**, 1995. Nonlinear Design of Active Suspensions, *Proceedings of the 34th IEEE Conference on Decision and Control*, New Orleans, LA, December 1995, pp. 3567-3569.
- [75] **Lin, J. S. and Kanellakopoulos, I.**, 1995. Nonlinear Design of Active Suspensions, *IEEE Control Systems Magazine*, Vol. 17, pp. 45-49.
- [76] **Lin, J. S. and Kanellakopoulos, I.**, 1997. Road-Adaptive Nonlinear Design of Active Suspensions, *Proceedings of the 1997 American Control Conference*, Albuquerque, NM, June 1997, pp. 714-718.
- [77] **Lin, K. S., Frantz, G. A. and Simar, R.**, 1997. The TMS320 Family of Digital Signal Processors, *Texas Instruments Application Report SPRA396*, U.S.A.
- [78] **Malliopoulos, C., Bakamidis, S. and Carayannis, G.**, 1999. Order Determination and Optimum Harmonic Reconstruction of Quasi-Periodic Signals in Noise, *Signal Processing*, **79**, 161-173.
- [79] **Martin, V., Vignassa, P. and Peseux, B.**, 1994. Numerical Vibro-Acoustic Modelling of Aircraft for The Active Acoustic Control of Interior Noise, *Journal of Sound and Vibration*, **176**, 307-332.
- [80] **Mcdonald, M. A., Quinn, D. C., Saunders, T. J., Elliott, S. J., Nelson, P. A. and Stothers, I. M.**, 1998. Adaptive Noise Control of Automobile Interior Noise, *Proceeding of Second International Conference on Methodology and Innovations in Automotive Experimentation*, Firenze, Italy, Novembre 22-25, Vol. 2, pp. 1327-1346.

- [81] **Mehta, P., Zheng, Y., Chait, Y. and Holot, C. V.,** Active Noise Control in Ducts: Feedforward/Feedback Design By Blending H_∞ and QFT Methods.
- [82] **Mehta, P., Zheng, Y., Chait, Y. and Holot, C. V.,** A “New” Approach To Active Noise Control in Ducts.
- [83] **Meirovitch, L. and Thangjitham, S.,** 1990. Active Control of Sound Radiation Pressure, *ASME Journal of Vibration and Acoustics*, **112**, 237-244.
- [84] **Migeot, J. L.,** 1993. Active Noise Control of Car Interior, SYSNOISE Application Note 26, October 1993.
- [85] **Moy, C.,** Active Noise Reduction Headphone Systems, *HeadWize Technical Papers*, http://www.headwize.com/tech/anr_tech.htm
- [86] **Munjal, M. L.,** 1987. Acoustics of Ducts and Mufflers, John Wiley & Sons, Canada.
- [87] **Naghshineh, K. and Koopmann, G. H.,** 1992. An Active Control Strategy for Achieving Weak Radiator Structures: Single Frequency and Erghodic Random Excitations, *ASME Active Control of Noise and Vibration*, **38**, 23-31.
- [88] **Nelson, P. A.,** 1994. Active Control of Acoustic Fields and The Reproduction of Sound, *Journal of Sound and Vibration*, **177**, 447-477.
- [89] **Nelson, P. A., Curtis, A. R. D., Elliott, S. J. and Bullmore, A. J.,** 1987. The Active Minimization of Harmonic Enclosed Sound Fields, Part I: Theory, *Journal of Sound and Vibration*, **117**, 1-13.
- [90] **Nelson, P. A. & Elliott, S. J.,** 1992. Active Control of Sound, Academic Press Limited, London.
- [91] **Olivares, A. M. And Lopez, M. R.,** 1996. Development of an Active Noise Controller in the DSP Starter Kit, *Texas Instruments Application Report SPRA336*, Paris.
- [92] **Otesteanu, M.,** 1996. Teaching the TMS320C3X DSP as Individual Projects, *Texas Instruments Application Report SPRA343*, Paris.

- [93] **Oueslati, F. and Sankar, S.**, 1992. A Comparative Study of Active Suspension Performance With Full and Limited State Feedback Controls Based on An In-Plane Vehicle Ride Model, *ASME Active Control of Noise and Vibration*, Canada, 1992, DSC-Vol. 38, pp. 353-362.
- [94] **Oueslati, F. and Sankar, S.**, 1994. A Class of Semi-Active Suspension Schemes For Vehicle Vibration Control, *Journal of Sound Vibration*, **172**, 391-411.
- [95] **Özdaş, M., Dinibütün, A. T. ve Kuzucu, A.** 1995. Otomatik Kontrol Temelleri, Birsen Yayınevi Ltd. Şti., İstanbul.
- [96] **Park, D. S., Ladd, D. M. and Hendricks, E.**, 1992. Feedback Control of Karman Vortex Shedding, *ASME Active Control of Noise and Vibration*, **38**, 59-64.
- [97] **Parker, Jr. B. E. and Poor, H. V.**, 1992. Adaptive Nonlinear Polynomial Neural Networks for Control of Boundary Layer/Structural Interaction, *ASME Active Control of Noise and Vibration*, **38**, 33-46.
- [98] **Paurobally, R. and Pan, J.**, Feedback Control of The First Two Resonances In a Cavity, Department of Mechanical and Materials Engineering *University of Western Australia*, Perth, W. A. 6907.
- [99] **Peak Picking**, 2000. Galactic Industries Corporation,
http://www.galactic.com/Algorithms/peak_picking.htm
- [100] **Pic, V., Sovka, P. and Basta, I.**, 1999. The Study of Algorithms for Active Ear Defender,
<http://radio.feld.cvut.cz/asc/personal/pic/Grant/RADIOEL/RADIOEL99cl.html>
- [101] **Posey, R. D.**, 1997. The Succesful Use of Active Noise Control On The Rotary Positive Displacement Blower, *Powder Bulk Solids Conference*, Chicago, May 1996.
- [102] **Potter, D.**, 1993. Signal Conditioning Fundamentals for PC-Based Data Acquisition Systems, *National Instrument Application Note 048*, U.S.A.

- [103] **Potter, D.**, 1995. Programmable Lowpass Filters for PC-Based Data Acquisition (DAQ) Boards, *National Instrument Application Note 058*, U.S.A.
- [104] **Preumont, A., De Man, P., Carme, Ch. and Derrien, D.**, 1996. Hybrid Feedback-Feedforward Control for Noise and Vibration Suppression, *Proceedings ISMA 21*, Leuven, September 18-20, 1, pp. 412-426.
- [105] **Questions to Ask Before Choosing a DAQ Board**, 1997. *National Instrument Note*, U.S.A.
- [106] **Radcliffe, C. J. and Gogate S. D.**, 1992. Identification and Modeling of Speaker Dynamics for Acoustic Control Applications, *ASME Active Control of Noise and Vibration*, **38**, 295-300.
- [107] **Ramanathan, S., Visvanathan, V. and Nandy, S. K.**, 1999. A Computational Engine for Multirate FIR Digital Filtering, *Signal Processing*, **79**, 213-222.
- [108] **Randall, R. B.**, 1987. Frequency Analysis, Brüel & Kjær, Denmark.
- [109] **Rauf, F. and Ahmed H. M.**, 1997. New Nonlinear Adaptive Filters With Applications To Chaos, *International Journal of Bifurcation and Chaos*, Vol. 7, No. 8, 1791-1809.
- [110] **Riley, B., Bodie, M., Hoying, J., Majeed, K. and Tevani, S.**, 1995. Active Vibration and Noise Cancellation Control of Four Cylinder Engines- An Application, *SAE Paper*, 951299.
- [111] **Ross, C. F.**, 1982. An Algorithm for Designing A Broadband Active Sound Control System, *Journal of Sound and Vibration*, **80**, (3), 373-380.
- [112] **Roure, A.**, 1985. Self-Adaptive Broadband Active Sound Control System, *Journal of Sound and Vibration*, **101**, (3), 429-441.
- [113] **Ruckman, C. E. and Fuller C. R.**, 1995. Optimizing Actuator Locations in Active Noise Control Systems Using Subset Selection, *Journal of Sound and Vibration*, **186**, (3), 395-406.
- [114] **Ryckebusch, J.**, Build These Noise-Canceling Headphones, *HeadWize Projects*, http://www.headwize.com/projects/noise_prj.htm

- [115] **Sano, H. and Adachi, S.**, Two Degree of Freedom Active Control of Road Noise Inside Automobiles.
- [116] **Saß, T. and Buller, G.**, 1995. Implementing a Signal Processing Subsystem to Detect Stimulated Otoacoustic Emissions Using the TMS320C31 DSP, *Texas Instruments Application Report SPRA303*, France.
- [117] **Sawicki, J.**, Adaptive Algorithm for Canceling of Impulsive Noise.
- [118] **Scheuren, J., Widmann, U. and Winkler, J.**, 1999. Active Noise Control and Sound Quality Design in Motor Vehicles, *SAE Paper*, 1999-01-1846.
- [119] **Shah, S. J.**, 1992. Field Wiring and Noise Considerations for Analog Signals, *National Instrument Application Note 025*, U.S.A.
- [120] **Shepherd, I. C., Cabelli, A. and LaFontaine R. F.**, 1986. Characteristics of Loudspeakers Operating in An Active Noise Attenuator, *Journal of Sound and Vibration*, **110**, (3), 471-481.
- [121] **Shoureshi, R., Kubota, N. and Batta, G.**, 1992. A Modern Control Approach To Active Noise Control.
- [122] **Signal Processing**, <http://www.bores.com>
- [123] **Silcox, R. J., Lester, H. C. and Coats, T. J.**, 1993. An Analytical Study of Intensity Flow for Active Structural Acoustic Control in Cylinders, *SAE Paper*, 931284.
- [124] **Simar, R. and Lovrich A.**, 1989. Implementation of FIR/IIR Filters with the TMS32010/TMS32020, *Texas Instruments Application Report SPRA0034*, U.S.A.
- [125] **Sivasegaram, S. and Whitelaw, J. H.**, 1992. Active Control of Oscillations in Combustors With Several Frequency Modes, *ASME Active Control of Noise and Vibration*, **38**, 69-74.
- [126] **Smith, D. G., Eghtesadi, K. and Ziegler, Jr. E. W.**, 1992 Attenuation of DC Motor Slot Noise Using Active Techniques, *ASME Active Control of Noise and Vibration*, **38**, 47-58.
- [127] **Snyder, S. D. and Hansen, C. H.**, 1994. The Design of System To Control Actively Periodic Sound Transmission Into Enclosed Spaces, Part I:

Analytical Models – Part II: Mechanisms and Trends, *Journal of Sound and Vibration*, **170**, 433-472.

- [128] **Stearns, S. D. and David, R. A.**, 1988. Signal processing Algorithms, Prentice-Hall, New Jersey.
- [129] **Stell, J. D. and Bernhard, R. J.**, 1992. Active Control of High Order Acoustical Modes in A Semi-Infinite Waveguide.
- [130] **Stell, J. D. and Bernhard, R. J.**, 1994. Active Control of Sound in Acoustic Waveguides, Part I: Theory, *Journal of Sound and Vibration*, **173**, (2), 179-196.
- [131] **Stell, J. D. and Bernhard, R. J.**, 1994. Active Control of Sound in Acoustic Waveguides, Part II: Considerations for Implementation in Ducts, *Journal of Sound and Vibration*, **173**, (2), 197-215.
- [132] **Sutton, T. J.**, 1996. Principles of Active Sound Control, *Workshop and Seminar Notes*, İstanbul, June 19-21.
- [133] **Swinbanks, M. A.**, 1973. The Active Control of Sound Propagation in Long Ducts, *Journal of Sound and Vibration*, **27**, (3), 411-436.
- [134] **The Fundamentals of Signal Analysis**, 1994. *HP Application Note 243*, U.S.A.
- [135] **The Measurement and Automation Catalog 2000**, 2000. *National Instrument*, U.S.A.
- [136] **Tierno, J. E. and Doyle, J. C.**, 1992. Multi Mode Active Stabilization of A Rijke Tube, *ASME Active Control of Noise and Vibration*, **38**, 65-68.
- [137] **Trinder, M. C. J. and Nelson, P. A.**, 1983. Active Noise Control in Finite Length Ducts, *Journal of Sound and Vibration*, **89**, (1), 95-105.
- [138] **Tse, B., Wang, A. K. and Ren W.**, 1997. Adaptive Active Noise Control for Headphones Using the TMS320C30 DSP, *Texas Instruments Application Report SPRA160*, California.
- [139] **Uchida, H., Nakao, N. and Butsuen, T.**, 1994. High Performance Active Noise Control System for Engine Noise in a Car Cabin, *SAE Paper*,

940608. *International Congress & Exposition*, Michigan, February 28-March 3, 1994

- [140] **Van Niekerk, J. L., Tongue, B. H. and Packard, A. K.**, 1995. Active Control of A Circular Plate To Reduce Transient Noise Transmission, *Journal of Sound and Vibration*, **183**, (4), 643-662.
- [141] **Venkatraman, K. and Narayanan, S.**, 1993. Active Control of Flow-Induced Vibration, *Journal of Sound and Vibration*, **162**, (1), 43-55.
- [142] **Widrow, W. and Stearns, S.D.**, 1985. Adaptive Signal Processing, Prentice-Hall Signal Processing Series, New Jersey.
- [143] **Wilmschurst, T. H.**, 1990. Signal Recovery From Noise in Electronic Instrumentation, Adam Hilger, Bristol.
- [144] **Wilson, K. J., Gutmark, E. and Schadow, K. C.**, 1992. Flame-Kernel Pulse Actuator for Active Combustion Control, *ASME Active Control of Noise and Vibration*, **38**, 75-81.
- [145] **Wirnitzer, B.**, 1997. Adaptive Filters, *Matlab Help, Ver. 0.1*.
- [146] **Witte, W.**, Fourier Theory & Practice, *HP Product Note 54600-4, HP Web Site*.
- [147] **Yang, X. H., Niekerk, J., Parwani, K. S., Hedrick, K., Packard, A. and Tongue, B.**, 1992. Acoustical Response Tailoring in Reverberant Enclosures Using Feedback Control, *ASME Active Control of Noise and Vibration*, California, 1992, DSC-Vol. 38, pp. 7-14.
- [148] **Youn, I. and Hać, A.**, 1995. Semi-Active Suspension With Adaptive Capability, *Journal of Sound Vibration*, **180**, 475-492.
- [149] **Zecchi, A.**, 1999. Controllo ed Elaborazione Numerica dei Segnali con LabVIEW, Tecniche Nuove, Milano.

ÖZGEÇMİŞ

Süleyman GÖKOĞLU 1969 yılında Burdur’da doğmuştur. İlk ve orta öğrenimini aynı yerde yapmıştır. Dokuz Eylül Üniversitesi Denizli Mühendislik Fakültesi Makina Mühendisliği Bölümü’nü 1992 yılında birincilikle tamamlamıştır. Aynı yıl İstanbul Teknik Üniversitesi Makina Fakültesi Otomotiv Anabilim Dalı’nda yüksek lisansa başlamıştır. “Bir dizel motor pistonunun katı modelleme ve simülasyonu” konulu yüksek lisans tezini 1995 yılında tamamladıktan sonra aynı bölümde doktora çalışmalarına başlamıştır. 1995 yılından bu yana aynı zamanda TOFAŞ Ürün Müh. ve AR&GE – Taşıt Geliştirme Bölümü’nde titreşim ve akustik konusunda çalışmaktadır. Araç titreşim ve akustiği konusunda üç, katı modelleme ve simülasyon konusunda iki ve araç emniyeti konusunda bir olmak üzere yayımlanmış altı adet makalesi mevcuttur.

