

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**UYARLANABİLİR ANTEN TASARIMI VE
SİMÜLASYONU**

Elektrik-Elektronik Mühendisi Oğuzhan YAVUZ

**FBE Elektronik ve Haberleşme Anabilim Dalı Elektronik Programında
Hazırlanan**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı : Prof. Dr. Vedat TAVŞANOĞLU (YTÜ)

İSTANBUL, 2007

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ	iv
KISALTMA LİSTESİ	v
ŞEKİL LİSTESİ	vi
ÇİZELGE LİSTESİ	viii
ÖNSÖZ	ix
ÖZET	x
ABSTRACT	xi
1. GİRİŞ	1
1.1 Uyarlamalı Anten Sistemlerinin Kullanılma Nedenleri	2
1.2 Uyarlamalı Dizi Sistemlerinin Temel Elemanları	3
1.3 Uyarlamalı Dizi Tasarımında Karşılaşılan Problemler	4
2. UYARLAMALI DİZİ SİSTEMLERİNİN GENEL KONULARI	6
2.1 Genel Özellikleri	6
2.2 Uyarlamalı Antenlerin Farkları	10
2.3 Çoklu Erişim Teknikleri	10
2.3.1 Frekans Bölmeli Çoklu Erişim	11
2.3.2 Zaman Bölmeli Çoklu Erişim	11
2.3.3 Kod Bölmeli Çoklu Erişim	12
2.3.4 Konum Bölmeli Çoklu Erişim	13
2.4 Uyarlamalı Dizilerde Karşılaşılan Gürültü Tipleri	14
2.4.1 Çoklu Yol Sönümlemesi	14
2.4.2 Komşu Kanal Girişimi	15
2.4.3 Ortak Kanal Girişimi	15
2.5 Anten Dizileri	15
2.5.1 Doğrusal Anten Dizileri	17
2.5.2 Düzlemsel Anten Dizileri	17
2.6 Sayısal İşaret İşlemcisi (DSP)	18
3. UYARLANABİLİR ANTEN YAPISI	20
3.1 Genel Olarak Sistem Mimarisi ve Uygulaması	20
3.2 Basit Uyarlanabilir Anten Mimarisi	20
3.3 Geleneksel Mikrodalga Temelli Mimari	21
3.4 Modern Sayısal İşaret İşleyici Temelli Mimari	22
4. UYARLANABİLİR ANTEN TEORİSİ	25
4.1 Kablosuz Sistemler için Uzaysal İşleme	25

4.2	Gerekli Notasyonlar:.....	27
4.3	Vektör Kanalı Dürtü Yanıtı ve Uzaysal Etki.....	29
4.4	Sabit Anten Karakteristiği Biçimlendirmeli Ağlar.....	30
4.5	Anahtarlanmış Anten Karakteristiği Biçimlendirme Sistemleri.....	31
4.6	Uyarlanabilir Anten Sistemleri.....	32
5.	UYARLAMALI ALGORİTMALAR.....	35
5.1	Uyarlamalı Enine Süzgeçler.....	37
5.1.1	En Dik İniş Yöntemi (Steepest-Descent Metodu).....	37
5.1.2	En Küçük Ortalama Kare (LMS).....	39
5.1.2.1	LMS Algoritmasının Özeti.....	41
5.1.2.2	LMS Algoritmasının Matlab Simülasyonu.....	42
5.1.3	Özyinelemeli En Küçük Kare (RLS: Recursive Least Square) Algoritması.....	43
5.1.3.1	Başlangıç Koşulları.....	46
5.1.3.2	RLS Algoritmasının Özeti.....	47
5.1.3.3	RLS Algoritmasının Matlab Simülasyonu.....	48
5.2	Uyarlamalı Kör (Blind Adaptive) Algoritmalar.....	49
5.2.1	Bussgang Algoritmasının Özel Durumları.....	50
5.2.2	Sato Algoritması.....	51
5.2.2.1	Sato Algoritmasının Matlab Simülasyonu.....	52
5.2.3	Godard Algoritması.....	53
5.2.3.1	Godard Algoritmasının Matlab Simülasyonu.....	55
6.	ÖNERİLEN KÖR ALGORİTMA.....	57
6.1	Önerilen Algoritmanın Özeti.....	63
6.2	Önerilen Algoritmanın Matlab Simülasyonu.....	64
6.3	Önerilen Algoritma İle Uyarlanabilir Anten Simülasyonu ve LMS ile karşılaştırılması.....	67
6.3.1	Önerilen Algoritmanın LMS Göre Avantajları;.....	75
6.3.2	Önerilen Algoritmanın LMS Göre Dezavantajları;.....	76
7.	SONUÇLAR.....	79
	KAYNAKLAR.....	81
	ÖZGEÇMİŞ.....	82

SİMGE LİSTESİ

w	Uyarlanabilir süzgecin ağırlıklar matrisi
u	Uyarlanabilir süzgecin giriş vektörü
y	Uyarlanabilir süzgecin çıkışı
$d(n)$	İstenen İşaret
$d(n/U_n)$	İstenen işaret kestirimi
$e(n)$	Kestirim hatası
$s(t)$	Bilgi işareti
α_i	i 'yinci çoklu yolun karmaşık genliği
τ_i	Yol gecikmesi
σ_d^2	İstenen İşaretin varyansı
p	Giriş işareti ile istenen işaret arasındaki çapraz-ilişki matrisi
R	Giriş işaretinin ilişki matrisi
$J(n)$	Ortalama karesel hata
$J_{\min}$	Ortalama karesel hatanın en küçük değeri
$\nabla(n)$	Gradient vektörü
(θ_i, Φ_i)	Varış açısı
μ	Adım-boyu parametresi
$\Phi(n)$	İlişki matrisi
λ	Gerçel küçük bir katsayı
$\theta(n)$	Çapraz ilişki matrisi
$k(n)$	Kazanç vektörü
$\alpha(n)$	Öncül kestirim hatası
$g(.)$	Sıfır-bellek kestirimci
γ	Sabit bir sayı
R_p	Pozitif gerçel bir sayı
Δw	Ağırlık güncelleme miktarı

KISALTMA LİSTESİ

FDMA	Frequency Division Multiple Access (Frekans Bölmeli Çoklu Erişim)
TDMA	Time Division Multiple Access (Zaman Bölmeli Çoklu Erişim)
CDMA	Code Division Multiple Access (Kod Bölmeli Çoklu Erişim)
SDMA	Space Division Multiple Access (Konum Bölmeli Çoklu Erişim)
LMS	Least Mean Square (En Küçük Ortalama Kare)
RLS	Conic Section Function Neural Network (Konik Kesit Fonksiyonlu Sinir Ağları)
DOA	Direction of Arrival (Varış Açısı)
CMA	Constant Modulus Algorithms (Sabit Ölçekli Algoritmalar)
ISI	Inter Symbol Interference (Semboller Arası Girişim)
DSP	Digital Signal Processing (Sayısal İşaret İşleme)
WUF	Weight Update Function (Ağırlık Güncelleme Fonksiyonu)
BFF	Beam Forming Function (Anten Karakteristiği Biçimlendirme Fonksiyonu)
VCIR	Vector Channel Impulse Response (Vektör Kanal Dürtü Yanıtı)

ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 1.1 Uyarlamalı Anten Yapısı.....	3
Şekil.2.1 Kullanıcılara Göre Anten Karakteristiği Biçimlendirme	6
Şekil 2.2 3-Boyutlu Anten Karakteristiği Biçimlendirme	8
Şekil 2.3 Geliş Açısı kestirimi	9
Şekil 2.5 Zaman Bölmeli Çoklu Erişim	12
Şekil 2.8 Çoklu Yol Gürültüsü	14
Şekil 2.9 Uyarlanabilir Anten Sistemleri İçin Değişik Anten Geometrilere.....	16
Şekil 2.10 Doğrusal Anten Dizisi	17
Şekil 2.11 Düzlemsel Anten Dizileri.....	18
Şekil 3.1 Geleneksel Analog Temelli Uyarlanabilir Antenin Blok Şeması	22
Şekil 3.2 DSP Temelli Uyarlanabilir Antenin Blok Şeması.....	23
Şekil 4.1 Antende Düz Dalganın DOA'sını Belirlemek için Kullanılan Geometri	25
Şekil 4.2 Dalganın x Eksenine Boyunca Doğrusal Olarak Modellenmesi.....	26
Şekil 4.3 Referans Dizi Elemanına Göre Anten Karakteristiği Biçimleri.....	27
Şekil 4.4 Kullanılan Anten Karakteristiği Biçimlendirme Tekniğine Göre Kulakçık Yapıları.....	29
Şekil 4.5 Sabit Anten Karakteristikli Sistemler İçin Butler Matrisi	31
Şekil 4.6 Sabit Anten Karakteristiği Biçimleri.....	31
Şekil 4.7 Anahtarlama Anten Karakteristiği Biçimlendirmeli Anten	32
Şekil 4.8 Uyarlamalı Anten Yapısı.....	33
Şekil 5.1 Uyarlamalı Süzgeç Yapısı	36
Şekil 5.2 En Dik İniş Yöntemi Blok Şeması	39
Şekil 5.3 LMS Blok Şeması	41
Şekil 5.4 İstenen İşaret $d(n)$ ve Çıkış $y(n)$ Grafiği	42
Şekil 5.6 RLS Blok Şeması	46
Şekil 5.7 İstenen İşaret $d(n)$ ve Çıkış $y(n)$ Grafiği	48
Şekil 5.8 $e(n)$ Kestirim Hatası Grafiği.....	49
Şekil 5.9 Uyarlanabilir Kör Süzgeç Blok Şeması	50
Şekil 5.10 İstenen İşaret $d(n)$ ve Çıkış $y(n)$ Grafiği	52
Şekil 5.11 İstenen İşaret $d(n)$ ve Çıkış $y(n)$ Grafiği	55
Şekil 5.12 İstenen İşaret $d(n)$ ve Çıkış $y(n)$ Grafiği	56
Şekil 6.1 Giriş İşareti $u(n)$ ve Çıkış $y(n)$	59
Şekil 6.2 $e(n)$ Kestirim Hatası	60

Şekil 6.3 $e(n)$ Kestirim Hatası	61
Şekil 6.4 Ağırlık Vektörü $w(n)$	62
Şimdi bu ağırlıklar sonucunda sistemden elde edilen çıkışı inceleyelim.	62
Şekil 6.6 Düzgün Değişen İşaret İçin Önerilen Algoritma Grafiği	64
Şekil 6.7 Önerilen Algoritma Gürültü Temizleme Uygulaması.....	65
Şekil 6.9 Rasgele Değişen İşaret İçin LMS Çıkışı ve İstenen İşaret	66
Şekil 6.10 Rasgele Değişen İşaret İçin Önerilen Algoritma Çıkışı ve İstenen İşaret Grafiği ..	67
Şekil 6.11 Uyarlanabilir Anten Yapısı	68
Şekil 6.12 Önerilen Algoritmanın Bir Giriş İçin Anten Karakteristiği Biçimlendirmesi.....	69
Şekil 6.13 Önerilen Algoritmanın Hata Grafiği	69
Şekil 6.14 Önerilen Algoritmanın Anten Karakteristiği Biçimlendirmesi	70
Şekil 6.15 Önerilen Algoritmanın Anten Karakteristiği Biçimlendirmesi	71
Şekil 6.16 LMS Kullanılan Uyarlanabilir Anten Simülasyonu Sonucu.....	72
Şekil 6.17 Sato Algoritması Kullanılan Uyarlanabilir Anten Simülasyonu Sonucu.....	73
Şekil 6.18 LMS İçin Üç Farklı İşaretli Uyarlanabilir Anten Simülasyonu Sonucu	74
Şekil 6.20 Önerilen Algoritmanın Yerel Minimuma Takılması Durumu	76
Şekil 6.21 Giriş ile Çıkış Arasındaki Gecikme Grafiği	77
Şekil 6.22 Çıkış İşaretinde Geçiş Noktalarındaki Bozulmalar	78

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 6.1 LMS, Sato algoritması ve önerilen algoritma için kestirim hata ifadeleri 72

ÖNSÖZ

Bu tezin hazırlanmasında gerek yönlendirme, gerekse kaynak temininde her türlü desteği ile bana yardımcı olan başta saygıdeğer hocam sayın Prof. Dr. Vedat TAVŞANOĞLU'na, her türlü desteği sağlayan hocam Yrd. Doç. Dr. Lale ÖZYILMAZ'a, yetişmemde emeği geçen tüm hocalarıma, her zaman her koşul altında daima yanımda olduklarını bildiğim tüm aileme, anneme, babama ve ağabeyime, hiç bir zaman desteğini benden esirgemeyen ve esirgemeyeceğini de bildiğim değerli arkadaşım Ferdi TEKÇE'ye, her tür ruh halime katlanan ve yardımlarını esirgemeyen çok sevgili iş arkadaşlarım S. Nergis TURAL ve Burcu ERKMEN ve Nihan Kahraman'a teşekkürlerimi sunarım.

ÖZET

Gezgin haberleşme sistemlerinde kullanılan frekans bantları sınırlıdır. Gün geçtikçe gezgin haberleşme sistemlerinin kullanımının artması, bu sınırlı kaynağın en etkin ve verimli şekilde kullanımını gerektirmektedir. Bu işlevi yerine getirmek uyarlanabilir antenler çözüm olarak önerilmiştir. Bu antenlerin amacı hücre içersinde kullanıcının yönünü bulmak ve sadece bu yönde anten karakteristiği biçimlendirmesi yapmaktır. Ayrıca uyarlanabilir antenler sistemi çeşitli gürültülerden arındırarak kapasiteyi artırmaktadır.

Uyarlanabilir anten tasarımı uyarlanabilir algoritmalar kullanılmaktadır. Günümüzdeki uyarlanabilir antenlerde LMS (Least Mean Square) algoritması kullanılmaktadır. Bunun nedeni LMS algoritmasının yüksek verimliliğe sahip olmasıdır. Literatürde eğitici verisi kullanan algoritmalar ve eğitici verisi olmadan gelen işaretten istenen işaret kestirimi yapan algoritmalar olmak üzere iki tür uyarlanabilir algoritma yapısı sunulmuştur. Bu tezde hedef verisi olmadan alınan işaretten istenen işaret kestirimi yapan yeni bir uyarlanabilir algoritma önerilmesi ve bu algoritma ile uyarlanabilir anten simülasyonu yapılması amaçlanmıştır.

Tezin birinci bölümünde konuya giriş yapılmış, ikinci bölümde ise uyarlamalı dizi sistemlerinin genel konularından bahsedilmiştir. Burada uyarlamalı anten teorisine girebilmek için gerekli temel bilgiler verilmiştir. Üçüncü bölümde uyarlanabilir anten yapısı ve uyarlanabilir anten türlerinden bahsedilmiştir. Dördüncü bölümde uyarlanabilir anten teorisini girilmiştir. Bu bölümde anten karakteristiği şekillendirme ve anten karakteristiği şekillendirme yöntemlerini anlatılmıştır. Beşinci bölümde eğitici verisi kullanan LMS ve RLS, eğitici verisi olmadan istenen işaret kestirimi yapan Sato ve Godard Algoritmaları Matlab simülasyonları ile birlikte açıklanmıştır. Altıncı bölümde önerilen eğitici veri olmadan istenen işaret kestirimi yapabilen uyarlanabilir algoritma açıklanmıştır. Bu algoritmanın Matlab simülasyonları yardımıyla başarımlı LMS algoritması ile karşılaştırılarak gösterilmiştir. Bu bölümün son kısmında önerilen algoritma ile uyarlanabilir anten simülasyonlarına yer verilmiştir. Önerilen algoritmanın, Sato ve LMS ile kıyaslaması yapılmıştır, LMS göre avantaj ve dezavantajları açıklanmıştır.

Anahtar kelimeler: Uyarlanabilir süzgeçler, uyarlanabilir algoritmalar, akıllı antenler, uyarlamalı antenler.

ABSTRACT

The frequency band widths in mobile communication systems is limited. Since the usage of mobile communication systems increases that involves using this limited band effectively. For this purpose, the adaptive antennas are suggested for the solution. Purpose of these antennas, is to find position of the user in the cell and radiate to only that direction. Also adaptive antenna system filters the noises of the signal and enlarges the capacity.

We use adaptive algorithms in adaptive antenna system design. Recently, LMS (Least Mean Square) algorithm is mostly used. Reason of this is the high efficiency of the LMS algorithm. In literature, two kinds of adaptive algorithm is presented. One is algorithms which use data of a supervisor and the other is the algorithms which expects the output signal without using data of any supervisor. In this thesis, our goal is to design an algorithm which makes an output signal expectation without a supervisor and to simulate the adaptive antenna system.

In the first chapter of the thesis we have made a brief introduction, in the second chapter we have discussed about the general topics of adaptive array systems. In this chapter we given the basis informations to begin adaptive antenna theory. In chapter three we have talked about adaptive antenna arrays and adaptive antenna types. In chapter four, we have discussed adaptive antenna systems. In this chapter we have introduced beamforming methods. In chapter five, we have explained the LMS and RLS algorithms which are working with a supervisor data, and we have explained the Sato and Godard algorithms which are working without a supervisor data and their simulations are presented in Matlab. In chapter six, unsupervised learning adaptive algorithm is introduced. We have presented the success of Matlab simulations comparing with the LMS algorithm. At the last part of this chapter we have discussed about adaptive antenna systems which are working with this adaptive algorithm. We have compared the adaptive algorithm with Sato and LMS, and explained the advantages and disadvantages.

Keywords: Adaptive Filters, Adaptive Algorithms, Smart Antenna, Adaptive Antenna

1. GİRİŞ

Günümüz kablosuz haberleşme sistemlerinde anten yapıları önem kazanmaktadır. Bu anten yapıları gün geçtikçe gelişerek, anten dizisi ve sayısal işaret işleyicilerden oluşan yapılardan elde edilmektedir. Bu yapılar sayesinde, gürültü eleme, anten karakteristiği biçimlendirme gibi uygulamalar yapılabilmektedir. Bu yapılar içerisinde sayısal işaret işleyicilerin kazandırdığı kapasite ile uyarlamalı algoritmalar kullanılabilmektedir. Bu tip antenlere uyarlanabilir anten ismi verilmektedir.

Bu çalışmada uyarlamalı antenlerde kullanılan algoritmalar incelenmiş ve bu tip antenler için yeni bir algoritma önerilmiştir. Varolan uyarlamalı algoritmalarından LMS (Least Mean Square), RLS (Recursive Least Square), Sato ve Godard algoritmaları incelenerek simülasyonları yapılmıştır. Daha sonra, hedef veri kullanmadan, istenen işaret $d(n)$ kestirimini başarılı şekilde yapacak yeni bir kör (blind) algoritma önerilmiştir. Bu algoritmanın simülasyonları yapılarak LMS ve Sato algoritmaları ile karşılaştırılmıştır.

Literatürde birçok hedef verisi kullanılarak uyarlama işlemi yapan algoritma sunulmasına rağmen, hedef verisi kullanmadan, alınan işaretten uyarlama işlemi yapan kör (blind) algoritmalar üzerinde fazla çalışmaya rastlanmamıştır. Bundan dolayı bu tezde kör algoritmalar üzerinde detaylı şekilde durularak verimli çalışacak yeni bir algoritma geliştirilmesine çalışılmıştır.

İkinci bölümde uyarlamalı anten genel konuları anlatılmıştır. Uyarlamalı antenin, klasik anten yapılarına göre avantajlarından bahsedilmiştir. Ayrıca gezgin haberleşme sistemlerinde kullanılan çoklu erişim teknikleri (FDMA, TDMA, CDMA) kısaca açıklanmıştır. Bununla birlikte bu tip sistemlerde karşılaşılan gürültü ve girişim tipleri değinilmiştir.

Üçüncü bölümde, uyarlamalı anten mimarisinde bahsedilmiştir. Bu bölümde analog mimariler ile sayısal mimariler anlatılarak bu mimariler arasındaki farklılara yer verilmiştir.

Dördüncü bölümde uyarlamalı anten teorisi açıklanmıştır. Bu bölümde anten teorisini açıklamak için gerekli bilgiler verilmiştir. Ayrıca anten karakteristiği biçimlendirme yöntemlerinden bahsedilmiştir.

Beşinci bölümde, literatürde önerilmiş belli başlı uyarlamalı algoritmalar açıklanmıştır. Hedef veri kullanarak uyarlama yapan LMS ve RLS algoritmaları, hedef veri kullanmadan uyarlama yapan Sato ve Godard algoritmaları açıklanmıştır. Ayrıca bu algoritmaların simülasyon yapılmıştır. Bu bölüm bu tezde önerilen algoritmaya temel oluşturmuştur.

Altıncı bölümde önerilen yeni uyarlamalı algoritma geniş bir biçimde açıklanmıştır. Bu algoritmanın matematiksel ispatı yapılmıştır. Ayrıca algoritmanın Matlab simülasyonları yapılarak istenen işaret kestirimindeki başarımı gösterilmiştir. Simülasyonlarda sisteme rasgele değişen işaret ve kösinüs işareti uygulanmıştır. Algoritmadan her iki işaret içinde yüksek başarımlar sağlandığı ifade edilmiştir. Bir sonraki adımda bu algoritma kullanılarak uyarlamalı anten tasarımı yapılmış; sonuçlar, LMS ve Sato algoritmaları ile karşılaştırılmıştır.

1.1 Uyarlamalı Anten Sistemlerinin Kullanılma Nedenleri

Sinyal toplama sistemleri; anten karakteristiğinin ana ve yan demetleri tarafından sisteme sokulan sinyal ortamının gürültüsünün sebep olacağı sinyal gürültü oranındaki azalmaya karşı çok hassastırlar. Özellikle radar ve haberleşme trafiği yoğunlaştıkça sinyal ortamının gürültüsünün bastırılması daha da zorunlu hale gelmeye başlamıştır. Gürültü, ortamdaki bir takım kaynaklarından veya civardaki bir takım cisimlerden saçılarak geri dönen sinyallerden, diğer sinyallerle oluşan etkileşimler gibi birçok nedenden ileri gelebilmektedir.

Uyarlamalı anten sistemlerinin geniş bir araştırmaya ve ilgiye kaynak oluşturmasının sebebi ise; bu sistemlerin gürültü sinyallerini otomatik olarak sezmesi ve istenilen sinyalin elde edilme performansını artırırken, aynı zamanda gürültü sinyallerini elimine etme özelliğine sahip olmasıdır.

Uyarlamalı antenler, klasik antenler ile karşılaştırıldığında klasik antenlere göre daha esnek ve güvenilirlerdir. Klasik bir antende elemanlardan birinin fonksiyonunu kaybetmesi durumunda antenin anten karakteristiği bozulur. Başka bir deyişle, bu durum yan demet seviyelerinin yükselmesine ve sonuç olarak anten hassasiyetinin bozulmasına sebep olur. Uyarlamalı anten sistemlerinde ise, antenin duyarlılık diyagramı ağırlıklar aracılığıyla otomatik ayarlanmaktadır. Ağırlıkların otomatik ayarlanması ile anten karakteristik diyagramının yan demetleri kabul edilebilir seviyelere düşüncüye kadar sistem kendini otomatik olarak ayarlar. Sonuçta anten elemanlarından birinin fonksiyonu kaybetmesi durumunda, uyarlamalı anten sisteminin anten karakteristik diyagramındaki bozulma, normal anten sistemlerindeki bozulmaya göre daha azdır.

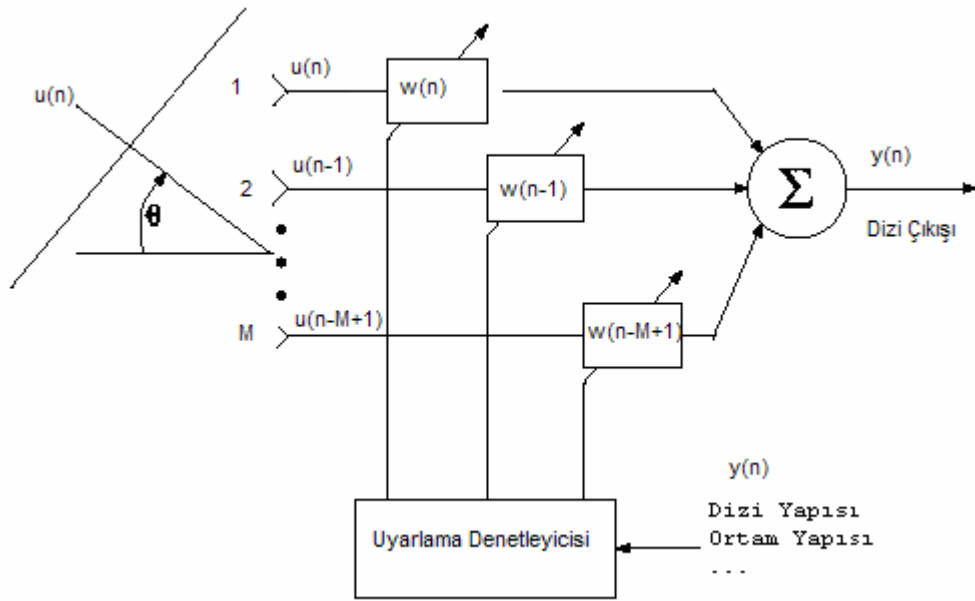
Bir antenin anten karakteristiği diyagramı, onun boşluktaki anten karakteristiği diyagramından ziyade onun yakın olan saçılmaları belirler. Mesela bir uçak üzerine yerleştirilen çok düşük yan demet seviyeli bir antenin anten karakteristiği alanı diyagramı, uçağın kanatları ve kuyruğu tarafından bozulur. Anten duyarlılık diyagramının, yakın olan

saçılmalar etkisiyle ciddi bir şekilde bozulduğu durumlarda dahi, uyarlamalı dizi sistemleri genellikle başarılı olarak çalışmasını sürdürebilir.

Uyarlamalı antenler alıcı üzerine kendine odaklama ve belli bir yönde verici olmak gibi bazı özelliklere sahip olabilirler. Bu türden olanlar verici antenlerdir. Uyarlamalı sistemler bu çalışmanın konusunu oluşturacaktır.

1.2 Uyarlamalı Dizi Sistemlerinin Temel Elemanları

Bir uyarlanabilir anten sistemini oluşturan temel elemanlar Şekil 1 de gösterilmektedir. Bunlar: Anten dizisi, anten karakteristik diyagramı oluşturma devresi ve uyarlanabilir işlemci veya uyarlanabilir anten karakteristiği diyagramı kontrol ünitesidir. Uyarlanabilir anten karakteristiği diyagramı kontrol ünitesi, işaret işleme ve uyarlanabilir kontrol algoritması olarak ikiye ayrılabilir.



Şekil 1.1 Uyarlamalı Anten Yapısı

Sistemin her bir kısmının oluşturulması, dizinin kullanılacağı iletişim ortamına, kullanılan frekans bandına ve kullanıcının çalışacak olduğu ortam bilgisiyle ilişkilidir.

Anten dizisi belli sayıda anteni bir araya getirilerek elde edilir. Diziyi oluşturmak için kullanılan antenlerin kendi yapılarına ve dizi içindeki fiziksel konumlarına göre dizi belli bir

anten karakteristiği diyagramı oluşturacaktır. Sistemin ihtiyacı olan belli bir uzaysal bölgeyi kapsayacak şekilde dizinin anten karakteristiği diyagramı oluşturabilmesi için, dizi elemanlarının uygun anten karakteristiği diyagramına sahip olması ve dizi içindeki konumlarının iyi bir şekilde belirlenmesi gerekmektedir. Diziyi oluşturan antenlerin çıkışı, ağırlıklarla çarpılarak toplanır. Bu şekilde dizinin çıkışı elde edilmiş olur. Uyarlanabilir anten sisteminin anten karakteristiği diyagramının duyarlılığı, anten karakteristiği diyagramı oluşturma devresinin ağırlıkları, diziyi oluşturan antenlerin fiziksel konumları ve dizi elemanlarının kendi özellikleri tarafından belirlenir.

Uyarlamalı işlemci ünitesinin kesin yapısı, sistemin kullanılacağı ortam hakkındaki verilere bağlıdır. Eğer gelen işaretin yönü ve yapısı biliniyorsa uyarlamalı işlemci ünitesinin yapısı çok basit olacaktır. Bu kadar detaylı bilgiyi elde etmek pratikte pek olanaklı değildir. Sinyal ortamının genel özelliklerini bilinmesi tasarım için yarar sağlayacaktır.

1.3 Uyarlamalı Dizi Tasarımında Karşılaşılan Problemler

Bir uyarlanabilir anten tasarımında karşılaşılan temel problemlerinden biri, elde edilmesi istenilen sinyallerin toplanmasını sağlarken, sisteme girmesi istenmeyen, sistem çıkışındaki sinyal-gürültü oranını düşüren gürültü sinyallerinin çok iyi şekilde yok edilmesini sağlamaktır. Sadece istenilen sinyali güçlendirmek için yapılacak bir tasarım gürültü sinyallerini de güçlendireceğinden başarılı olamayacağı ortadadır. Bunun tersi bir tasarım yani sadece gürültü sinyallerini yok etmeyi amaçlayan bir tasarım istenilen sinyali zayıflatacağından pek pratik değildir. Sonuç olarak istenilen sinyalin güçlendirilmesi ve gürültünün zayıflatılmasını amaçlayan sinyal-gürültü oranını maksimum yapacak tasarım yapılmalıdır.

Pasif sinyal toplama sistemlerinin en önemli sorunu, gürültülü bir haberleşme ortamında istenilen sinyalin tespit edilmesidir. Bu tür bir karar çıkıştaki sinyal-gürültü oranını maksimum yapmak şeklinde gerçekleştirilemez.

Sistem elemanlarının seçiminde, elemanların amaçlanan performansı verecek şekilde ve mümkün oldukça ucuz olmasına dikkat edilmelidir. Sistemin performansı iki ana süreçte belirlenebilir. Bunlar; sistemin geçiş cevabı ve sürekli durum cevabıdır. Geçiş durum süreci sistemin başlangıçtan sürekli durum şartlarına erişinceye kadar geçen süreçtir. Sürekli durum cevabı ise; sistemin yönlendiricilik diyagramının şekli, sinyal-gürültü oranını gibi pek çok performans parametresi içerir. Sistemin cevap hızı, seçilen algoritmaya, haberleşme ortamına

ve anten dizisinin yapısına bağlıdır. Haberleşme ortamındaki değişim ne kadar yavaş olursa sistemin performansı iyi olacaktır. Tasarım yapılırken uyarlama süreci kadar uyarlamamanın doğruluğu da önemlidir. Uyarlama hızı ve doğruluğu arasındaki ilişki optimum olmalıdır.

Uyarlamalı sistemdeki ağırlıklar farklı algoritmalar ile kontrol edilebilir. Bu algoritmalar analog veya sayısal olabilir. En iyi algoritmanın seçimi sinyal yapısına, işlemciye, teknolojik sınırlamalar, maliyet gibi birçok faktöre bağlıdır.

Anten dizisine gelen bir sinyal herhangi bir elemanına farklı zamanda ulaşır. Bu zaman farkı sinyalin geliş yönü ve dizi elemanların arasındaki uzaklığa bağlıdır. Birçok uygulamada alınan sinyaller modülasyonlu işaretlerdir. İşareti $s(t)$ ile gösterebiliriz.

N-elemanlı bir dizinin her bir elemanının çıkışı sinyal ve gürültü toplamı olarak gösterilebilir.

$$u_k(t) = s_k(t) + n_k(t) \quad (1.1)$$

Dizinin tamamını çıkışı aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$y(t) = \sum_{k=1}^N w_k u_k(t) \quad (1.2)$$

Ağırlıkları ve elemanlardan alınan sinyalleri vektörel biçimde yazabiliriz.

$$\underline{w}^T = [w_1 \quad w_2 \quad \dots \quad w_M] \quad (1.3)$$

$$\underline{u}^T = [u_1 \quad u_2 \quad \dots \quad u_M] \quad (1.4)$$

Çıkış eşitliği aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$y(t) = \underline{w}^T \underline{u} = \underline{u}^T \underline{w} \quad (1.5)$$

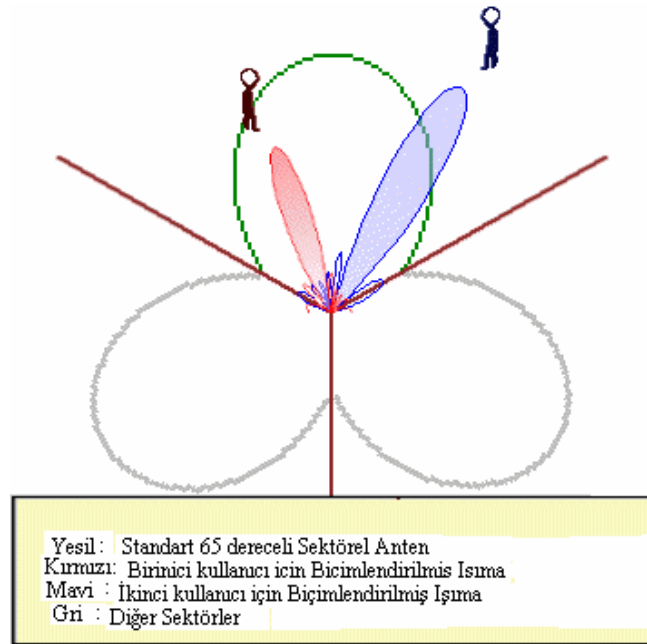
2. UYARLAMALI DİZİ SİSTEMLERİNİN GENEL KONULARI

Bir uyarlanabilir anten sisteminden istenilen işareti kestirmesi beklenirken istenmeyen gürültüleri sezmesi ve elemesi de beklenir. Dizi elemanlarının fiziksel yapısı ve özellikleri, uyarlanabilir anten sisteminin performansını direkt olarak etkilemektedir.

Bir uyarlanabilir anten tasarımında, dizinin fiziksel yapısından ve sistemde kullanılan elemanların özelliklerinden kaynaklanan sınırlamalar, iyi belirlenmesi gerekmektedir. Sistemin performansını elemanların belirleyeceği göz ardı edilmemelidir. Bu yüzden gürültü ve dizi sistemlerinin özellikleri doğru belirlenmelidir.

2.1 Genel Özellikleri

Uyarlanabilir anten veya Akıllı antenler, yazılımsal antenler olarak da adlandırılabilirler, çünkü antende istenen anten karakteristiği biçimi yazılımla istendiği gibi kontrol edilebilir. Uyarlanabilir antenin en genel yapısı, anten karakteristiğini gelen işaretlere göre ayarlayabilen anten dizilerinden ve ışımaların hangi kullanıcılara doğrultulacağını karar veren bir denetleyiciden oluşmaktadır. En belirgin örneği yazılımsal radyo (Software Defined Radio, SDR)'dur. Uyarlamalı Anten Dizileri, uzay ve zaman etki alanında uyarlamalı süzgeçlerle gerçekleştirilebilirler.



Şekil.2.1 Kullanıcılara Göre Anten Karakteristiği Bıçimlendirme

Bu antenlerin özelliği, kullanıcı işaretlerinin geliş yönünü belirlemesi ve buna göre kendini ayarlamasıdır. Uyarlanabilir antenler ilk olarak dizi elemanlarında gelen işaretleri inceleyerek geliş açılarını tahmin etmeye çalışır. Bu işlem sırasında geliş açısı tahmin algoritmaları devreye girer ve bu algoritmalar sistem performansını en çok etkileyen işlem olarak karşımıza çıkar. Daha sonra ise tahmin edilen açılara göre anten karakteristiği şekillendirilir. Geliş açısı tahmin hızı ve hassasiyeti arttıkça sistem kapasitesi de aynı ölçüde artacaktır.

Anten dizilerinin anten karakteristiğini ayarlanabilmesi, antenlerin her birine gelen faz ve genlik bilgilerinin ayarlanmasıyla mümkün olmaktadır.

Varış açısını (Direction Of Arrival, DOA) belirleyebilmek için zamansal ve konumsal yöntemler mevcuttur. Zamansal yöntemler, belli bir uyarlama süreci sonucunda geliş açısını belirler. Bu işlem sırasında kullanıcıdan kısıtlı bir süre için alıcı ve vericiden bilinen bir deneme işareti gelir. Algoritma işareti en iyi hale getirmeye çalışır, daha sonra bu işlem sırasında oluşturulan anten karakteristiği normal iletişim süreci içinde kullanılır. Konumsal algoritmalar da ise, gelen işaret işlenerek geliş açısı kestirimi yapılır. Bu işlem için çeşitli algoritmalar geliştirilmiştir ve halen bu algoritmalar üstünde çalışmalar devam etmektedir. Zamansal algoritmalarla göre en önemli avantajı, geliş açısını tahmin etmek için ek bir aşamaya ihtiyaç duymaması, kullanıcı tarafında gönderilen işaretten kestirim yapmasıdır. Bu zaten değerli olan ve performansı etkileyen zamanı boşa harcamamak demektir. Bir başka avantajı ise anten karakteristiğinin sürekli bir uyarlama halinde olabilmesidir. Dinamik bir ortam düşünülürse bu önemli bir parametredir.

Uyarlanabilir antenlerin başarımını etkileyen en önemli faktör, işlemler sırasında harcadığı zaman ve ayarlanabilir antenin çözünürlüğüdür. Antenin işlem süresi, geliş açısı kestiriminde ve anten karakteristiğini ayarlama harcadığı zaman ile ilişkilidir. Çözünürlük ise antenin dizi yapısı ve algoritmalar ile ilgili bir durumdur. Makul sayıda antenle birçok kullanıcının yerini ayırmak mümkündür. Yine çok kaynaklı sistemlerde sistem çözünürlüğü anten sayısı ile doğrudan ilişkilidir. Kaynaklar arasında algılanması istenilen açı azaldıkça daha fazla antene ihtiyaç duyulmaktadır. Bu açı eğer 1 derece ise yaklaşık 150 anten gerekmektedir. Fakat pratikte bu kadar yüksek çözünürlüğe ihtiyaç duyulmamaktadır.

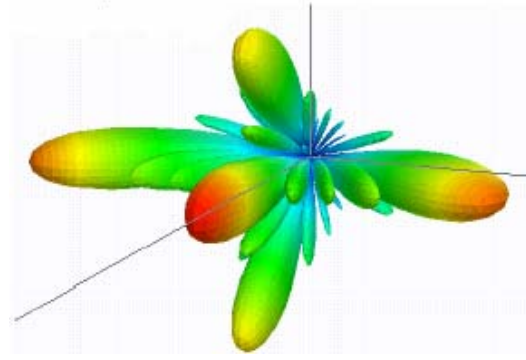
Uyarlanabilir antenlerin gezgin haberleşme sistemlerinde kullanılması ile çoklu yol sönmemesine (multi-path fading) karşı önemli gelişmeler kazanılmıştır.

Kablosuz haberleşme sistemlerinin en önemli sorunu işaret bozulmasıdır. Bu bozulmalar şöyle sınıflandırılabilirler : Çok yollu kanallar (multipath channel) yoluyla gelen işaret

gecikmelerinden kaynaklı simgeler arası girişim (Inter Symbol Interference, ISI) ve çoklu erişim yüzünden (multiple access) eş kanal girişimi (Co-Channel Interference) gibi bozulmalardır.

Şehir ortamlarında, kullanıcılar tarafından iletilen işaretler, çevredeki binalardan ve coğrafik engellerden yansır. Bu yüzden iletilen işaretin değişik gecikme ve zayıflamalara sahip pek çok kopyası meydana gelebilir. Bu etkiye çok yollu sönümlenmesi (multipath fading) denir.

Uyarlanabilir antenler kullanıcılardan gelen işaretleri inceleyerek aynı kanalı kullanan kullanıcıların birbirlerinin iletişim kalitesini etkilemeyecek şekilde anten karakteristikleri oluşturur. Şekil 2.2 de değişik kullanıcılar için uyarlanabilir anten tarafından oluşturulmuş değişik anten karakteristikleri gösterilmiştir.

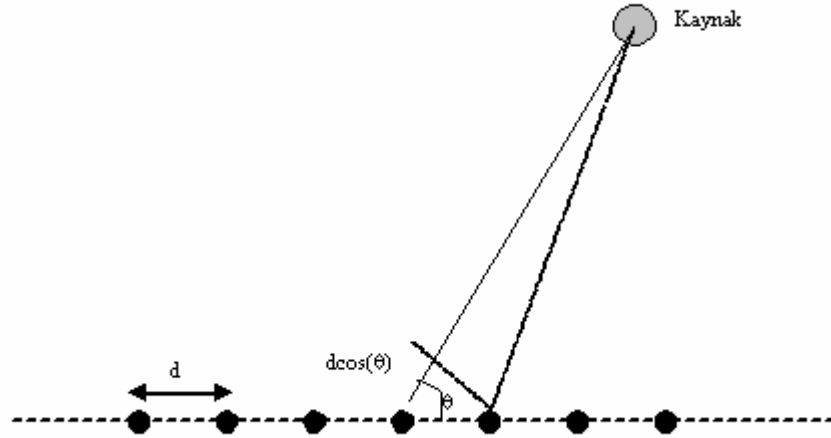


Şekil 2.2 3-Boyutlu Anten Karakteristiği Biçimlendirme

Dar-ışıklı uyarlanabilir antenlerle istenen gezgin kullanıcı yönünde yüksek kazançlı ve/veya istenmeyen gezgin kullanıcı yönünde ise düşük kazançlı anten karakteristiği oluşturulabilmektedir. Baz istasyonunda kullanılan uyarlanabilir antenler, aynı kanalı kullanan sadece bir kullanıcı ile haberleşir, böylece anten karakteristiği ilgili kullanıcıya yönlendirip işaretin diğer kullanıcılarla karışmasını (interference) engeller. Uyarlanabilir antenler kullanıcılardan gelen işaretleri inceleyerek aynı kanalı kullanan kullanıcıların birbirlerinin iletişim kalitesini etkilemeyecek şekilde anten karakteristiğini oluşturur.

Bir anten dizisi, uzaysal olarak dağıtılmış antenler grubu gibi tanımlanır. Anten dizisinin çıkışı, her anten çıkışının uygun şekilde birleştirilmesiyle bulunur. Bu işlemle, tüm frekans bantları işaretlerce işgal edilmiş olsa bile, tüm alınmış işaretlerden istenen işareti elde etmek mümkündür. Anten dizisi, gelme açısı (Angle Of Arrive, AOA) veya varış yönlerine (Direction Of Arrival, DOA) bağlı karışmaları da azaltır. Anten dizisiyle geleneksel bir

dengeleyici (equalizer) birleştirilmesi sonucu oluşan yapılardan yüksek başarımlar elde edilebilmektedir.



Şekil 2.3 Geliş Açısı kestirimi

Anten dizisine şekil 2.3 de görüldüğü gibi tek bir kullanıcıdan işaret gelmesi durumunda, dizi elemanları arasında oluşan faz farkını belirleyerek, işaretin geliş açısını bulabiliriz. Bu durumda antenler, işaretin $d \cos \theta$ kadar mesafeyi aldığı süre kadar zaman farkıyla işareti algılayacaktır. Bu sürenin çalışma frekansında yaratacağı faz farkı bizim geliş açısını hesaplamamızı sağlar.

Fakat birden fazla kullanıcının antenler üzerinde değişik fazlarda oluşturduğu toplam işaret, tek kullanıcıdaki gibi elemanlar arasında düzenli bir faz farkı yaratmayacaktır. Bu nedenle geliş açısı kestirimi algoritmaları kullanılmaktadır. Geliş açısı kestirim algoritmaları, anten dizisi yönlendirme vektörü $a(\phi)$, ortam bilgisi ve dizi elemanlarının ışıma bilgisini kullanarak anten dizisine gelen işaretleri işler ve işaretlerin geliş açılarını tahmin eder.

Ayrıca kullanıcı kapasitelerinin artması mümkündür. Örneğin bir baz istasyonunun mevcut kullanıcılarının sayısı zaman uzayında değil ayrıca açısal uzay alanında da paylaştırılarak kapasite artırımı sağlanabilir. Bu yüzden uzaysal ve geçici (iki boyutlu) işaret işlemeye bağlı anten dizilerinin kullanımı kablosuz gezgin haberleşmede, özellikle 3. nesil baz istasyonlarında önemli bir teknik olacaktır. Bu teknik bu güne kadar radarlarda zaten kullanılmış ve başarı sağlamıştır.

Zaman uzayında antenlerin en iyi yayılım genişliklerini üretmek için uyarlamalı algoritmalar kullanılmaktadır. Bu algoritmalar : En küçük Karesel Ortalama (Least

Maen Square, LMS), Özyinelemeli En Küçük Kareler (Recursive Least Square, RLS) ve sabit ölçekli algoritmalar (Constant Modulus Algorithms, CMA) gibi yöntemlerdir. Bu uyarlamalı yöntemler sayısal süzgeçlere (FIR, IIR...) uygulanarak çözümler elde edilmiştir. Diğer yönden varış açısı kestirimi (DOA, direction of arrival) yöntemini temel alan, Ayırık Fourier Dönüşümü (diiscrete fourier transform, DFT), en yüksek dağınım yöntemi (maximum entropy method, MEM), Çoklu işaret sınıflandırması (MUltiple Signal Classification, MUSIC) ve Dönel Değişmezlik tekniği yoluyla işaret parametrelerinin kestirimi (estimate of signal parameters via rotational invariance technique, ESPRIT) gibi yöntemlerde vardır. En iyi ışın genişliği bulunması için bu iki gruptan da yararlanılmaktadır.

2.2 Uyarlamalı Antenlerin Farkları

Genel olarak uyarlanabilir antenler, anten dizileri ve birkaç sayısal işaret işlemcisinden (DSP, Digital Signal Processor) oluşmaktadır.

Uyarlanabilir antenlerin diğer antenlere göre farkı, uyarlanabilir antenler her yöne sabit olarak anten karakteristiği biçimlendirmesi yapmak yerine uyarlamalı olarak belirli yönlerde belirli kullanıcılara anten karakteristiği biçimlendirme yapması ve sadece belirli frekansları işlemesidir

Uyarlanabilir antenler gezgin haberleşme cihazlarının yaydığı RF dalgalarından sadece kullandığı işaretleri yayarak RF dalgalarının zararlı etkilerini hafifletmektedir.

Uyarlanabilir antenler, her kullanıcıya en yakın antenle haberleşmesine izin vermektedir. Aynı frekansları kullanan hücreler bu sayede daha yakın aralıklarla yerleştirilebilir. Sonuç olarak kablosuz haberleşmenin en büyük problemi olan bant sıkıntısı oldukça azaltmakta ve sistemin kullanıcı kapasite artmaktadır.

Ayrıca her anten yalnızca kendi bandında ve doğrultusunda yayılım yaptığından simgeler arası karışmalar (interference) nispeten azaltılmaktadır.

Uyarlanabilir anten yapısının güç gereksinimi diğer antenlere göre daha azdır, çünkü her anten, sadece kendi doğrultusundaki işaretleri yayar ve bu işaretler için güç harcar.

Karışmalar ve bozulmalar azaldığından bit hata oranı yükselmektedir.

2.3 Çoklu Erişim Teknikleri

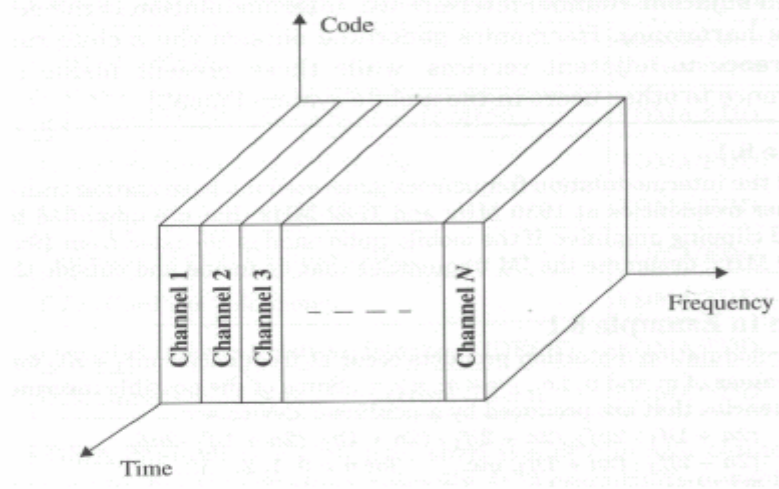
Çoklu erişim teknikleri bir miktar kullanıcının sonlu sayıda radyo spektrumunu paylaşmasını

sağlamak için kullanılır. Bu dağılım, yüksek kalitedeki haberleşme sisteminin performansında

ciddi bir azaltma olmadan yapılmak zorundadır.

Dört temel çoklu erişim tekniği vardır: Frekans Bölmeli Çoklu Erişim(FDMA), Zaman Bölmeli Çoklu Erişim(TDMA), Kod Bölmeli Çoklu Erişim(CDMA) ve Konum Bölmeli Çoklu Erişim(SDMA).

2.3.1 Frekans Bölmeli Çoklu Erişim



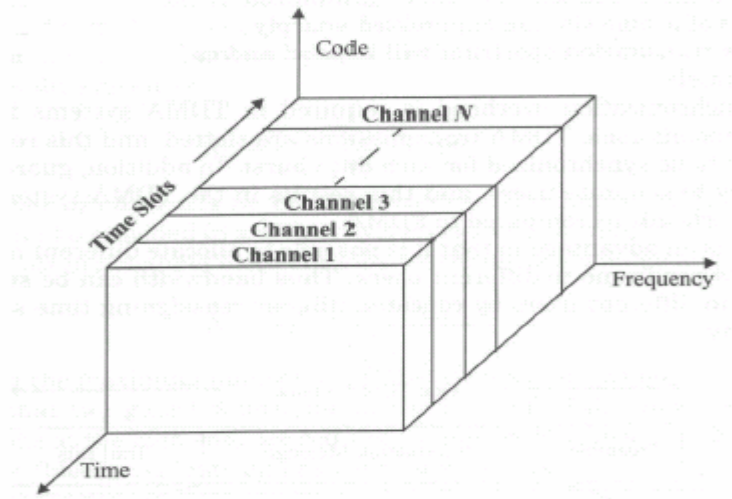
Şekil 2.4 Frekans Bölmeli Çoklu Erişim

FDMA özel frekans kanallarını kullanıcılara ayırır. Şekil 2.4 te görüldüğü gibi her bir kullanıcıya ayrı bir frekans bandı ya da kanal tahsis edilmiştir. Kanallar, servis isteyen kullanıcıların taleplerine göre ayrılır. Kullanıcı sadece belirtilen frekans bandını kullanabilir. Bu nedenle diğer kullanıcılara ayrılan işaretler dikeydir. Ancak pratikte, bant dışı spektral bileşenler, işareti tam olarak dikey bir şekilde terk etmediklerinden tam olarak bastırılmazlar. Bunun dışında, komşu kanal girişimini azaltmak için frekans bantları arasında koruyucu bantların kullanılması gerekmektedir. (Rappaport T.S.,(2002))

2.3.2 Zaman Bölmeli Çoklu Erişim

TDMA sistemleri, radyo spektrumunu, her birinin sadece bir kullanıcıya ayrıldığı zaman aralıklarına ayırır. Her bir aralık ,farklı bir kullanıcıya ayrılır ve ayırma çerçeveler serisi boyunca devam eder. Bu demektir ki bir özel kullanıcıya bir özel aralık boyunca her bir

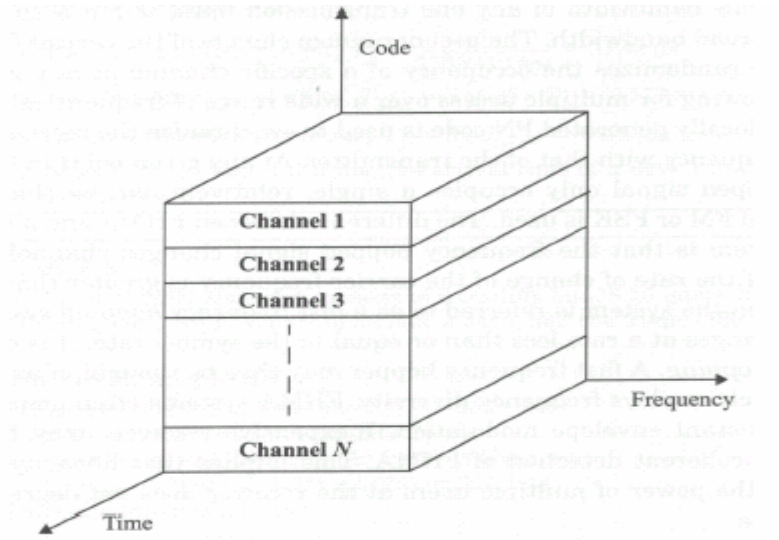
çerçevede iletim yapılır. TDMA ile bir hücre içindeki kullanıcılar kendi zaman aralıkları ile ayrılırlar, farklı hücreler farklı frekans kanallarını kullanır. (Rappaport T.S.,(2002))



Şekil 2.5 Zaman Bölmeli Çoklu Erişim

2.3.3 Kod Bölmeli Çoklu Erişim

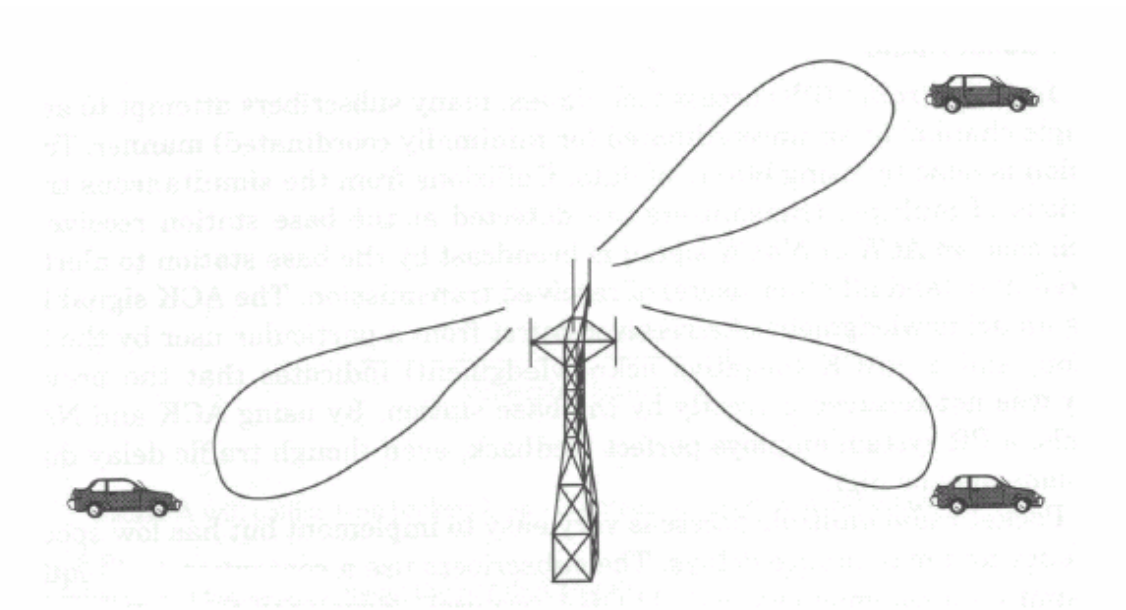
CDMA sistemindeki tüm kullanıcılar aynı taşıyıcı frekansı kullanır ve aynı zamanda haberleşebilirler. Kanallar, her bir kullanıcı için yaklaşık olarak diğer kullanıcıların pseudo-noise dik olan farklı bir pseudo-noise(PN) kod serisi kullanarak dikey hale getirilir. Zaman ilişkili bir operasyon istenen PN serisinin tespiti alıcıda yerine getirilir. İlişkisizlik sebebiyle diğer tüm PN serileri gürültü olarak ortaya çıkarlar, bu nedenle alıcı, verici tarafından kullanılan PN serisini bilmeye ihtiyaç duyar. Her kullanıcı diğerlerininkini bilmeden bağımsız olarak kullanır. (Rappaport T.S.,(2002))



Şekil 2.6 Kod Bölmeli Çoklu Erişim

2.3.4 Konum Bölmeli Çoklu Erişim

SDMA sistemlerinde, birçok kullanıcının işaretlerini konumsal olarak birbirinden ayıran anten dizileri kullanılır. Aynı frekans ya da zaman aralığını, aynı hücre içinde kullanılmasını sağlayan bu teknik, yukarıda bahsedilmiş çoklu erişim tekniklerinden biri ile birlikte kullanılır. Böylece, anten dizisi tarafından kapsanan farklı alanlar, TDMA sistemindeki aynı zaman aralıkları, FDMA sistemindeki frekans ya da CDMA sistemindeki PN kodu kullanılarak sağlanabilir. (Rappaport T.S.,(2002))



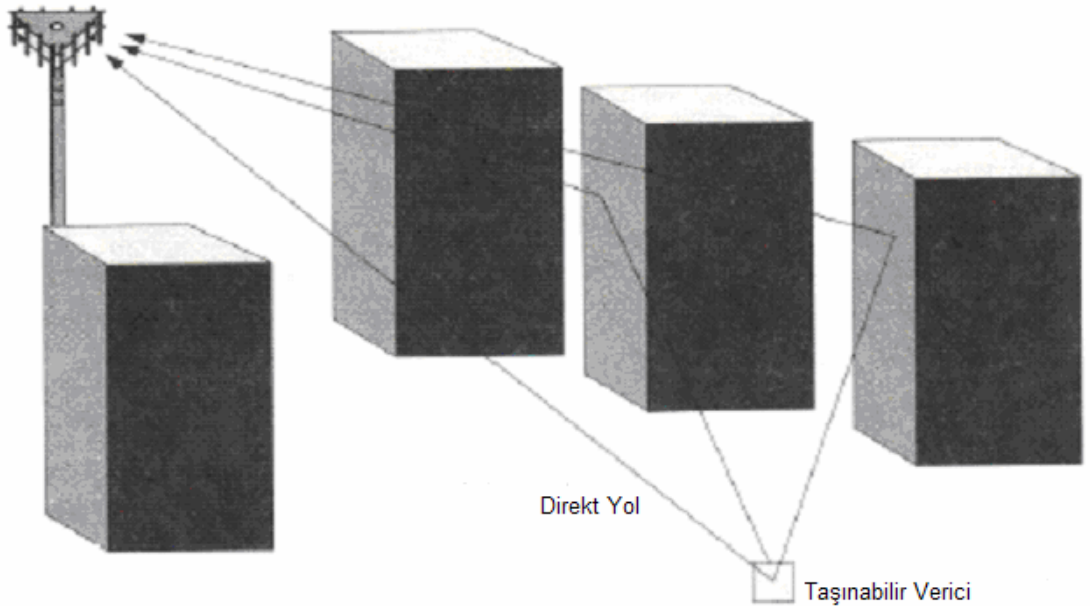
Şekil 2.7 Konum Bölmeli Çoklu Erişim

Sektörlere ayrılmış antenler SDMA'nın ilkel bir formu olarak düşünülebilir. Şekil 2.7 de gösterildiği gibi uyarlanabilir antenler, anten karakteristiklerini bir kerede bir kullanıcıya doğrultmada kullanır. Baz istasyon mimarları tarafından, TDMA ve CDMA SDMA ile kullanılabilecek en uygunu teknikler olarak önerilmektedir.

2.4 Uyarlanabilir Dizilerde Karşılaşılan Gürültü Tipleri

2.4.1 Çoklu Yol Sönümlemesi

Radyo kanalında çoklu yol sönümlemesi küçük oranlı sönümlemelere sebep olur. Sönümleme yüksek inşa alanlarından(yüksek binaların olduğu alanlardan) dolayı oluşur. Çünkü gezgin haberleşme antenlerin yükseklikleri, çevreleyen binalarınkinden hayli düşüktür. Bunun anlamı baz istasyonuna direkt yolunun her zaman olmadığıdır. Direkt yol var olduğunda bile çoklu yol yine yer yüzeyinden veya çevreleyen nesnelerden dolayı meydana gelir. (Rappaport T.S.,(2002))



Şekil 2.8 Çoklu Yol Gürültüsü

Şekil 2.8 deki çoklu yol dalgaları, alıcıya farklı yönlerden farklı genlik, faz ve zaman gecikmeleriyle vardıkları gösterilmiştir. Bu çoklu yol bileşenleri vektörel olarak alıcıda

birleşir, sönümlemeye ve zaman dağılımına sebep olurlar. Daha uzun yollardan alıcıya gelen işaretler, gecikmiş durumlara sebep olur. Zaman gecikme yayılması olarak da bilinen gecikmelerdeki farkın fazla olması, simgelerin birbirleri içinde yayılmasına neden olur. Bu da alıcıda simgeler arası girişime (ISI) sebep olur. Bu olay zayıf işaret alımına sebep olacaktır.

2.4.2 Komşu Kanal Girişimi

Komşu kanal girişimi, haberleşmenin yapıldığı frekansın komşu olan frekanslar ile karışmasından kaynaklanan girişimdir. Komşu kanal girişimi, frekansların geçiş bandındaki istenen mesafeden dışarı çıkmalarına izin veren ideal olmayan alıcı filtrelerden kaynaklanmaktadır. Dikkatli filtreleme ve kanal tahsisatı ile komşu kanal girişimini minimize edebilir. Komşu kanalları farklı hücelere tahsis ederek yapılan daha akıllı tahsis komşu kanal girişimini epey azaltabilir. (Rappaport T.S.,(2002))

2.4.3 Ortak Kanal Girişimi

Ortak kanal hücreleri önceden açıklanmış olan frekansı tekrar kullanarak aynı kanal grubunu paylaşırlar. Ortak kanal girişimi ortak kanal hücrelerinden oluşan girişimdir. İşaretin gürültüye olan oranını (SNR) arttırmak ortak kanal girişimini azaltmaz. Bir baz istasyonunun verici gücünü arttırmak aslında ortak kanal hücrelerinde olan girişimi artırır. Çözüm ortak kanalı kullanan hücreler arasındaki mesafenin arttırılmasıdır. (Rappaport T.S.,(2002))

2.5 Anten Dizileri

Uyarlanabilir antenler, birbirine birleşik ağlarla bağlı, düşük kazançlı anten dizisi elemanlarını kullanır. Alıcı eleman olarak tek bir antenin kullanılması, özellikle istenilen işaretin elde edilmesinin zor olduğu, gürültülü ortamlarda arzu edilen anten karakteristik genişliğini sağlamak için yeterli olmamaktadır. Bu durumda, gürültülü ortam içerisinde istenilen anten karakteristik genişliğine ulaşmak için (tek bir antenin yol açacağı bir takım sınırlandırmaları ortadan kaldırmak amacıyla) anten dizileri kullanmak daha faydalı olmaktadır. Bunun sonucu olarak, değişken işaret ortamlarına uyum sağlayabilen, daha güvenilir, esnek ve işaret algılama performansı daha yüksek yeni dizi sistemleri oluşturulmuştur.

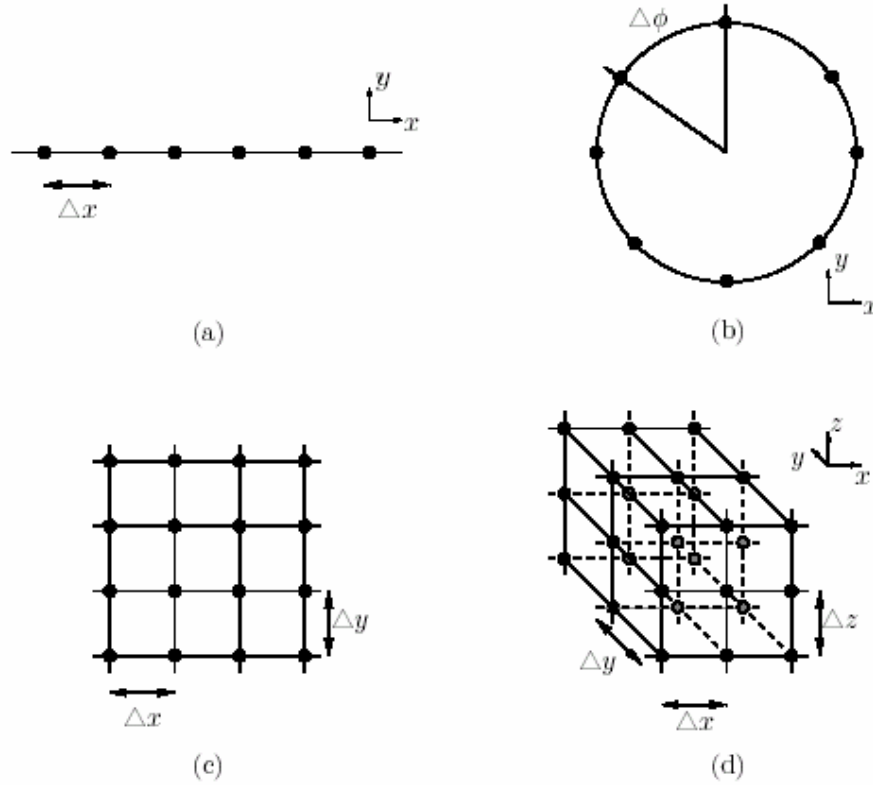
Anten dizilerindeki incelemelerde bazı varsayımlar yapılmaktadır.

- Dizi elemanları arasındaki mesafe yeteri kadar küçüktür ve farklı elemanlara düşen dalgalar arasında genlik farkı yoktur.
- Elemanlar arasında karşılıklı eşleşme yoktur.
- Sonlu sayıda işaret gelmektedir.

- Diziye gelen işaretlerin bant genişliği taşıyıcı frekansına göre çok küçüktür.

Bu diziler çeşitli sayıda anten elemanlarından oluşur. Burada işaretler hem genlik hem fazda bölünür veya birleşir. Genel olarak anten elemanların çeşitli kombinasyonları kullanılarak, eşit elemanlı ve düzenli geometriye sahip anten dizileri oluşturulur.

Diziler, ihtiyaca göre bir, iki veya üç boyutlu olabilir.



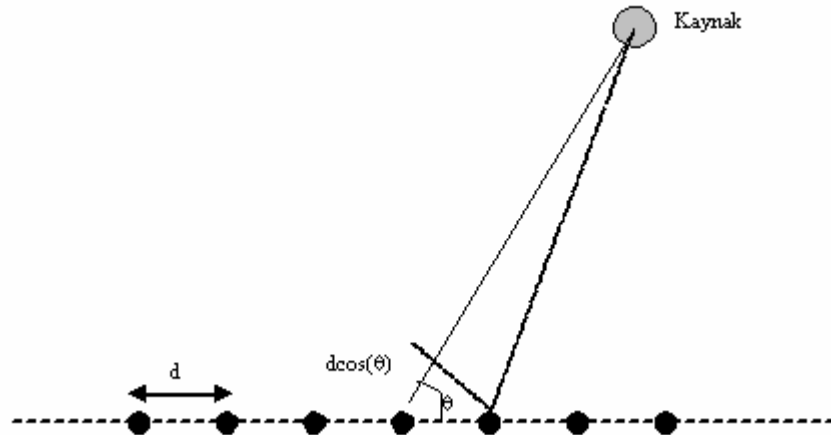
Şekil 2.9 Uyarlanabilir Anten Sistemleri İçin Değişik Anten Geometrileri

Düzenli geometriler, dizinin analiz ve sentezinden kolaylık sağlamaktır. Şekil 2.9'da dört değişik dizi geometrisini gösterilmektedir. İlk iki yapı sadece yatay düzlemde anten karakteristiği şekillendirme için kullanılmaktadır. Normalde bina dışı çevrelerde ve büyük hücrelerde bu geometriler yeterlidir. Diğer iki yapı ise iki boyutlu anten karakteristiği şekillendirme için kullanılır. Bu yapılar bina içinde ve yoğun kent ortamları için kullanılabilir.

İlk örnekteki (a) bir boyutlu doğrusal dizi, eşit aralıklarla düzgün olarak elemanların yerleştirilmesiyle oluşturulmuştur. Karmaşıklığın az olmasından dolayı literatürde en çok kullanılan yapıdır.

2.5.1 Doğrusal Anten Dizileri

Doğrusal anten dizileri, doğrusal bir hat üzerine yerleştirilmiş antenlerden oluşan dizilerdir. En yaygın kullanılan yapı, düzgün doğrusal anten dizisidir. Düzgün, dizi elemanları eşit aralıklarla dağıtıldığı anlamında kullanılmaktadır.



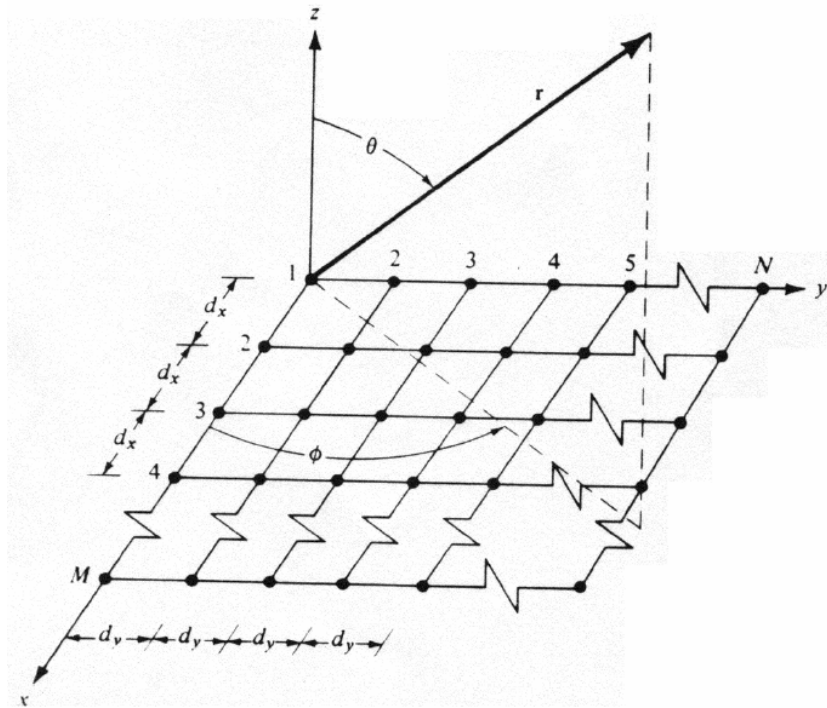
Şekil 2.10 Doğrusal Anten Dizisi

Bununla beraber, uygulamaya ve ortam şartlarına göre dizi elemanları çeşitli aralıklarla yerleştirilerek anten karakteristiği diyagramının çeşitli açılarda tepki vermesi sağlanabilir. Dizi elemanlarının dağıtım şekli anten yönlendirme vektörünü belirler. Bu da dizi eleman ağırlıklarının oluştururken denetleyici tarafından başvuru bir bilgidir.

2.5.2 Düzlemsel Anten Dizileri

Düzlemsel anten dizileri adından da anlaşılacağı üzere, antenlerin iki boyutlu bir düzlem üzerine yerleştirilmesiyle oluşturulur. Şekil 2.11’de bir düzlemsel anten dizisi görülmektedir. Düzlemsel anten dizilerinin, doğrusal dizilere göre avantajı anten karakteristiği diyagramının küresel koordinat sisteminde iki boyutu temsil eden θ ve Φ açısal eksenleri ile tanımlanabilmesidir. Yani doğrusal dizilerde anten karakteristiği diyagramı sadece dizi ekseninin bulunduğu düzlemde tek bir boyut olurken, düzlemsel diziler de iki boyut birden olabilmektedir. Bu şekilde sadece yatayda değil dikey eksen de kullanıcıların konumlarına

göre anten karakteristiği şekillendirebilme olanağı elde edilmektedir. Fakat anten sayısının artışı işlemsel yoğunluğu da artırmakta ve zaman kaybına neden olabilmektedir. Bu yüzden doğrusal dizilere eklenecek bir kaç anten ile dikeyde anten karakteristiği şekillendirme yapılmaya çalışılmaktadır.



Şekil 2.11 Düzlemsel Anten Dizileri

Hücrel haberleşme sistemlerinde işaretlerin geliş açıları yatay ekseniden çok dikey eksene göre daha fazla dağılırlar. Bu nedenle düzlemsel diziler yerine dikeyde daha az eleman içeren dizi yapıları tercih edilmektedir.

2.6 Sayısal İşaret İşlemcisi (DSP)

Uyarlanabilir antenin denetleyici kısmı kullanıcıların yerini, kullanıcılardan antenlere gelen işaretleri işleyerek algılayan, sonra da hücre ve komşu hücrelerdeki kullanıcı trafiğine bakarak anten karakteristiği biçimlendiren bir sayısal işaret işlemciden (DSP) oluşmaktadır. Uyarılama

denetleyicisi, antenden gelen işaretleri işleyerek gelen işaretinin geliş açısını (GA, DOA) kestirir.

Bir uyarlanabilir anten denetleyicisinin asıl hedefi, diğer kullanıcıları anten dizisinin sıfırlarına yerleştirerek, asıl iletişimi hedeflenen kullanıcı ile diğer kullanıcıların karışmasını engellemektir. Böylece kullanıcılar aynı frekans ve zaman diliminde olsa bile işaret karışması olmayacağı için iletişim kesintisiz sürdürülecektir.

Denetleyici, anten karakteristiğini, iletişim kurulan kullanıcıyı en iyi algılayabilecek şekilde ayarlamaya çalışır. İşlemin bu aşaması anten karakteristiği biçimlendirme (beamforming) olarak adlandırılır. Anten karakteristiği biçimlendirme antenlere giden (ya da antenden gelen) işaretlerin genlik ve fazlarının ayarlanması yolu ile yapılmaktadır. İşlemin bu aşaması oldukça zaman alıcı bir bölümdür. Bu nedenle işaret işlemede hızlı ve aktif algoritmalar ile işlemciler kullanılmalıdır. Genelde hız problemi paralel işlemcilerle çözülebilir.

Uyarlanabilir Antenlerin Genel Çalışması:

MUSIC algoritması gibi algoritmalar yardımıyla işaretlerin varış açılarının belirlenerek işaretlerin kaynağı olan kullanıcıların doğrultularının belirlenmesi sağlanır.

Daha sonra belirlenen doğrultuda anten karakteristiği biçimlendirmek için LMS algoritması tarzı uyarlanabilir algoritmalar kullanımı ile uyarlamalı filtre ağırlık vektörlerini ayarlayarak uygun doğrultuya anten karakteristiği biçimlendirme işlemi yapılır.

3. UYARLANABİLİR ANTEN YAPISI

Genel olarak uyarlanabilir anten mimarisi beş basit alt sistemi içerir. Bunlar; anten, radyo frekans (RF) başlangıcı, aşağı çevirici kısım, veri elde etme sistemi ve işaret işleme modülü (DSP). Bu mimariyi, uyarlamalı dengeleyicileri de katarak genişletmek mümkündür.

3.1 Genel Olarak Sistem Mimarisi ve Uygulaması

Yukarıdaki bölümlerde belirtildiği gibi uyarlanabilir anten, ana görevi olan girişimi ve çoklu yol etkisini azaltmayı gerçekleştirmek için birçok bileşen ve alt sistemden oluşmuştur. Uyarlanabilir anten sistemi içinde anten alt sistemlerden biri olmasına rağmen oldukça önem taşır; çünkü antenin karakteristiği mobil alıcıdaki işaret kalitesini etkilemektedir. Genel olarak, alıcı ve verici yapısının prensibi birbirine benzer olmasından dolayı temel olarak alıcı yapısı üzerinde durulacaktır. Ayrıca uyarlanabilir antenin anten dizilerini ihtiva ettiğini de söylemek gerekir. Burada anlatılacak olan mimari hem baz istasyonları hem de mobil terminaller için kullanılabilir.

3.2 Basit Uyarlanabilir Anten Mimarisi

Genel olarak bir uyarlanabilir anten aşağıdaki üç görevi yerine getirmelidir. İlk olarak gerekli bilgileri veya işaretleri anten dizisinden elde etmek. Daha sonra bu bilgileri işlemek için uygun biçime dönüştürmek. Sayısal sistemi kullanan teknolojiler için bu analog işaretlerin sayısal işaretlere analog sayısal çeviriciler (ADC) kullanılarak dönüştürülmesi anlamına gelmektedir.

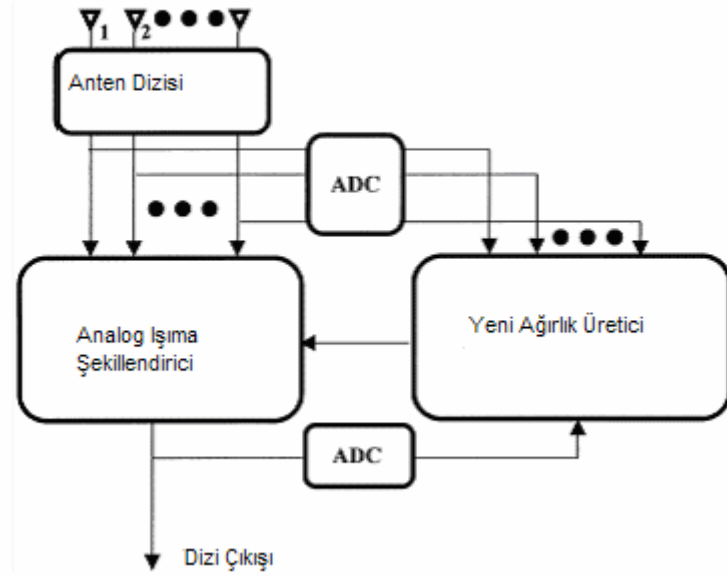
Ayrıca diğer bir görevi anten elemanlarından tek tek gelen bilgileri uygun bir biçimde toplamak, istenen işarete ulaşmak için kuvvetlendirmek ve girişimi minimize etmek için katsayıları değiştirmektir. Bu görevi uyarlanabilir işlemci gerçekleştirir.

Prensip olarak uyarlanabilir algoritmalar mikrodalga temelli yöntemlere veya DSP temelli tekniklere uygulanabilir. Buna ek olarak uyarlanabilir antenler hem geniş bant hem dar bant uygulamaları için tasarlanabilir. Fakat uyarlanabilir antenlerle ilgili tartışmalarda dar bant işaretler kullanıldığı var sayılır, böylece zaman gecikmesi sadece taşıyıcıda faz kayması olarak gösterilebilir. Bu nedenle girişime sıfırları yönlendirme ve anten karakteristiğini istenen yöne çevirme işlemi dizideki elemanların işaretlerinin faz ve genliklerini değiştirmekle gerçekleştirilebilir. Dar bant yaklaşımı sistem mimarisini büyük ölçüde basitleştirmektedir.

3.3 Geleneksel Mikrodalga Temelli Mimari

Geleneksel olarak, askeri radar sistemlerinde kullanılan uyarlanabilir antenlerin çoğu mikrodalga temelli sistemleridir. İstenilen uyarlanabilir anten karakteristiği şekillendirme için bilgisayar kontrollü mikrodalga faz kaydırıcıları ve attenuatörleri kullanılır. Bu elemanların değişik faz ve genlikleri elde etmek için değişik sayıda anahtarlama diyotu ihtiva etmesinden dolayı bazı problemler ortaya çıkmaktadır.(İstenmeyen ve eşit olmayan ek kayıpların aktif anahtarlama diyotlarının kayıplarından dolayı anten kanallarında meydana gelmesi gibi).Ek olarak faz ve genliğin geniş ayırık adımlarda belirlenmesinden dolayı uyarlanabilir antenlerde gizli hatalar ortaya çıkması da söz konusudur. Sonuç olarak anten performansının optimum olmaması esnek olmayan analog temelli mimaride için söylenebilir. Bu dezavantajlar aşağıda sıralanmıştır:

- Sistem, faz kaydırıcılar ve attenuatörlerdeki kuantizasyon hataları da dahil olmak üzere birçok sayıda hatadan kolaylıkla etkilenebilmektedir.
- Faz ve genliğin geniş adım aralıklarıyla belirlenmesinden dolayı anten dizisinin tam olarak istenen yöne anten karakteristiğini ve sıfırlarını yönlendirememesi söz konusu olabilir. Bu nedenle kazancın düşmesi ve girişimin istenen düzeyde bastırılamaması olasıdır.
- İletim hattında değişik yapıda diyotun değişik girişim yapıları için anahtarlanması sonucu eşit olmayan kayıpların meydana gelebilmektedir. Sistem performansı değişik girişim için istenilen düzeyde olamamaktadır.
- Sistem yapısı esnek değildir. Bir kez tasarlanan donanım başka girişim senaryolarına göre oluşturulamaz.
- Çoklu kanal ve çoklu hüzmelerin maliyetinin yüksek olması bir diğer problemidir.



Şekil 3.1 Geleneksel Analog Temelli Uyarlanabilir Antenin Blok Şeması

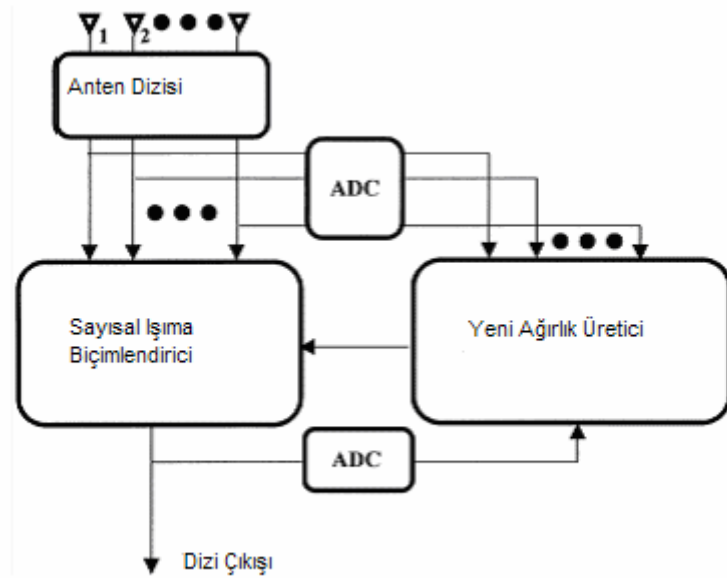
Şekil 3.1 de sayısal faz kaydırıcılar ve attenatör kullanılarak yapılmış mikrodalga temelli uyarlanabilir dizinin blok diyagramı görülmektedir. Burada işlemci dizideki yeni girişlere göre yeni ağırlıklar belirlemektedir. Bu ağırlıklar daha sonra dizinin elemanları için gerekli olan faz ve genliğe çevrilmektedir.

3.4 Modern Sayısal İşaret İşleyici Temelli Mimari

Modern uyarlanabilir anten yapılarında sayısal sistem ve yazılım daha baskın hala gelmektedir. Her antene gelen işaretler DSP modülünde işleme girmeden önce, birbirinden bağımsız olarak sayısallaştırılır. Böylece uyarlanabilir anten maliyeti düşerken, esnekliği artmıştır. Daha önemli olan uyarlanabilir anteni bütün ana fonksiyonları sayısal DSP modülünde toplanmıştır. Böylece geleneksel anten fonksiyonlarını diğer tekniklerle birleştirmek kolaylaşmıştır. Ayrıca bu yaklaşım, alıcı performansını optimize etmek için bir şans oluşturmuştur. Zira geleneksel yaklaşımda bütün alt sistemlerin ayrı ayrı optimize edilmesi bütünün optimizasyonu anlamına gelmemektedir. Bu duruma, girişime karşı uyarlanabilir anten ile gecikme dengeleyicisinin birlikte kullanılması örnek olabilir. Birleşik anten dengeleyici sistem, dengeleyici uyarlamalı olmasa bile büyük sayılarda girişimlerle başa çıkabilir. Uyarlanabilir antenin tek başına kullanıldığında performansının azalmasındaki

neden, dizi eleman sayısından daha fazla girişim kaynağının olmasıdır.

Mikrodalga temelli sistemlerinin tersine modern uyarlanabilir antenlerde ağırlık kontrolü sayısal işaret işlemeyle yapılmaktadır. Geleneksel sistemlere göre en büyük avantajı, uyarlamalı ağırlık hatalarının ve faz kaydırıcılar ile attenuatörlerde gözlenen iç kayıpların olmamasıdır. Buna ek olarak DSP-temelli uyarlanabilir anten mimarisi daha fazla esnekliğe sahiptir. Ayrıca DSP temelli dizi, fabrikasyon ve yanlış parça tasarımı kaynaklanan sistem hatalarını kalibre etme yeteneğine sahiptir.



Şekil 3.2 DSP Temelli Uyarlanabilir Antenin Blok Şeması

Şekil 3.2 de anlatılanlara karşı düşen uyarlanabilir antenin blok diyagramı görülmektedir. Buradan çıkarılacak en önemli bilgi uyarlanabilir antenin iki önemli işaret işleme görevini gerçekleştirmesidir. Bunlardan birincisi, yeni giriş verisinin uygun bir algoritma kullanılarak analiz edilip, işlenmesi ve yeni optimum ağırlıkların belirlenmesidir. İkinci görev ise optimum ağırlıkların anten elemanlarından gelen sayısal işaretlerle çarpılmasıdır. İlk görev ağırlık yenileme fonksiyonudur (WUF). Karmaşık ve zaman alıcı bir işlemdir. Sistemin karmaşıklığı, sistemin mimarisine ve seçilen algoritmaya bağlıdır. Diğer yandan ikincisi, anten karakteristiği şekillendirme fonksiyonu (BFF) olarak adlandırılabilir ve sayısal filtre operasyonlarında sıkça kullanılan çarpma ve toplama (MAC) işlemine karşı gelmektedir.

Ticari olarak bulunan DSP'lerde çarpma ve toplama operasyonu mikro saniyeler mertebesinde sürmektedir. Daha önemli olan hücresel mobil haberleşmede birçok operasyon

çok kısa sürelerde gerçekleştirilmektedir. Böylece her yeni veri grubu için yeni ağırlıklar üretmek gereksiz olmaktadır. Diğer bir deyimle DSP modülü WUF bölümünden yeni ağırlık grubu gelinceye kadar eski ağırlıkları kullanır. Özellikle karmaşık uyarlanabilir anten mimarilerinde iki görevi gerçekleştirmek ve daha etkili veri yönetimi için paralel çalışan iki DSP modülü kullanılabilir.

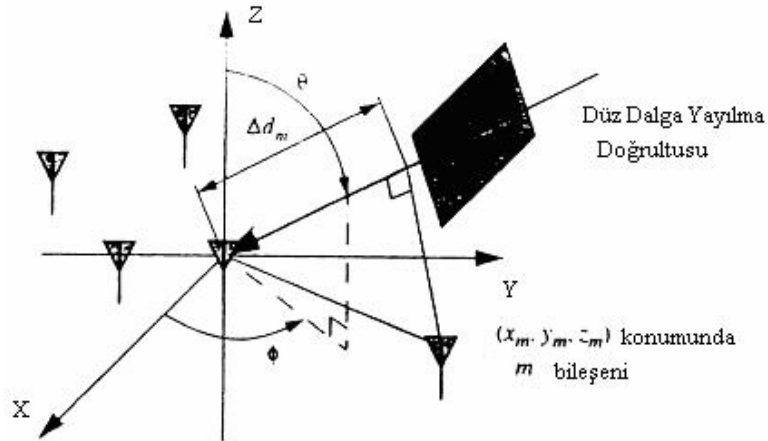
4. UYARLANABİLİR ANTEN TEORİSİ

4.1 Kablosuz Sistemler için Uzaysal İşleme

Kablosuz sistemlerin başarımını arttırmak için birçok yol sunulmuştur. Arttırılmış menzil ve azaltılmış altyapı ücretlerin düşmesini sağlamıştır.

Uyarlanabilir antenlerde, birleştirilmiş bir ağ tarafından bağlanmış, düşük kazançlı anten dizi bileşenleri kullanır. Anten dizilerinin analizini basitleştirmek için şu varsayımları yapılması uygun olacaktır:

- Dizi elemanları arasındaki boşluk, işaretler arasında genlik değişimine neden olmayacak kadar küçüktür.
- Bileşenler arası karşılıklı bağlaşım (mutual coupling) yoktur.
- Tüm etki alanı bütün işaretlere açık fakat tüm işaretleri işleyebilecek kapasitede değildir, yani sonlu sayıda dizi bileşenlerinin aldığı işaret vardır.
- Dizi üzerinde alınan bilgi işaretinin bant genişliği taşıyıcı işaretle karşılaştırıldığında çok küçüktür.



Şekil 4.1 Antende Düz Dalganın DOA'sını Belirlemek için Kullanılan Geometri

Dizi elemanlarına gelen işaret $u(t)$ şöyledir:

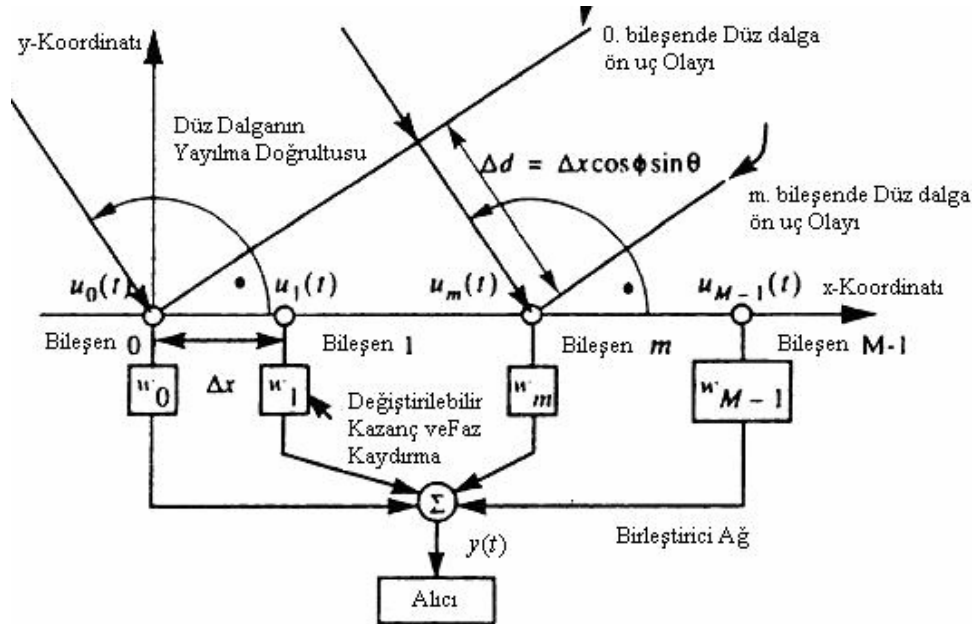
$$u(t) = As(t)e^{-j\beta \cdot m \cdot \Delta x \cdot \cos \Phi \cdot \sin \theta} \quad (4.1)$$

Burada A rasgele bir kazanç, $s(t)$ bilgi işaretidir.

Dizi çıkışında alınan işaret $y(t)$ şöyledir:

$$y(t) = \sum_{m=0}^{M-1} w_m u_m(t) = As(t) \sum_{m=0}^{M-1} w_m e^{-j\beta \cdot m \cdot \Delta x \cdot \cos \Phi \cdot \sin \theta} = As(t) f(\theta, \Phi) \quad (4.2)$$

Burada, $f(\theta, \Phi)$ dizi faktörü olarak adlandırılmaktadır ve varış açısının (Direction Of Arrival, DOA) bir fonksiyonudur; $\{w_m\}$ dizi ağırlık vektörüdür, ağırlık vektörü ile istenilen bir doğrultuda dizi faktörünün anten karakteristiği en yüksek yapılabilir, yani anten karakteristiği biçimlendirmesi yapılabilir. Ayrıca M değeri kullanılan anten dizisi elemanlarının sayısını göstermektedir. (Litva J., Lo T.K., (1996))

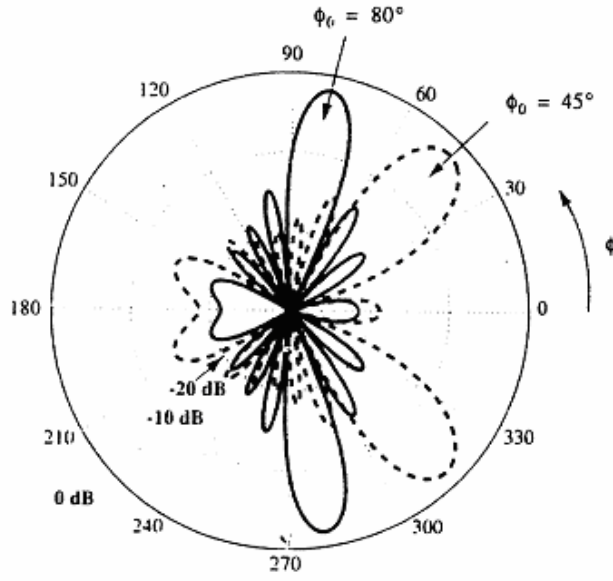


Şekil 4.2 Dalganın x Eksenini Boyunca Doğrusal Olarak Modellenmesi

Burada alınan işaretin gücü P_r şöyledir:

$$P_r = \frac{1}{2} |y(t)|^2 = \frac{1}{2} |As(t)|^2 |f(\theta, \Phi)|^2 \quad (4.3)$$

Anten karakteristiği yönlendirmesinde kullanılan $\{w_m\}$ ağırlık vektörü, değişken bir kazancı ve faz kaymasını sağlaması gereklidir.



Şekil 4.3 Referans Dizi Elemanına Göre Anten Karakteristiği Biçimleri

Şekil 4.3 te görüldüğü gibi anten karakteristiği biçimlendirme anten dizisi elemanlarından biri referans seçilerek yapılmaktadır. Kullanılan Φ_0 referans dizi elemanı değiştirilerek istenilen doğrultuda anten karakteristiği biçimlendirmesi sağlanır.

4.2 Gerekli Notasyonlar:

Uygulamalarda kullanım kolaylığı için aşağıdaki notasyonlar (Litva J., Lo T.K., (1996)) yararlı olacaktır;

$$\cos \Psi = \cos \Phi \cdot \sin \theta \quad (4.4)$$

Ağırlık vektörü w ;

$$w = [w_0 \quad w_1 \quad \cdots \quad w_{M-1}]^H \quad (4.5)$$

Burada H , Hermitian transpozdur, bunun özelliği önce dizinin her bir elemanının kompleks eşleniğini alıp daha sonra transpoz işlemi yapılmasıdır.

Grup olarak gelen bilgi işareti dizisi $u(t)$,

$$u = [u_0(t) \quad u_1(t) \quad \cdots \quad u_{M-1}(t)]^T \quad (4.6)$$

T, normal transpozu göstermektedir.

Dizi çıkışı da şöyle ifade edilebilir;

$$y(t) = w^H . u(t) \quad (4.7)$$

Dizi faktörü $f(\theta, \Phi)$, (θ, Φ) yönünde şöyle ifade edilebilir (Ragheb M.K., Elramly S.H., Mostafa S, (2004));

$$f(\theta, \Phi) = w^H . a(\theta, \Phi) \quad (4.8)$$

Burada $a(\theta, \Phi)$ vektörü, (θ, Φ) doğrultusunda yönlendirme vektörü olarak adlandırılmaktadır. $a(\theta, \Phi)$ vektörü, referans dizi bileşeni ile diğer dizi elemanları arasındaki fazı tanımlar (Ragheb M.K., Elramly S.H., Mostafa S, (2004)).

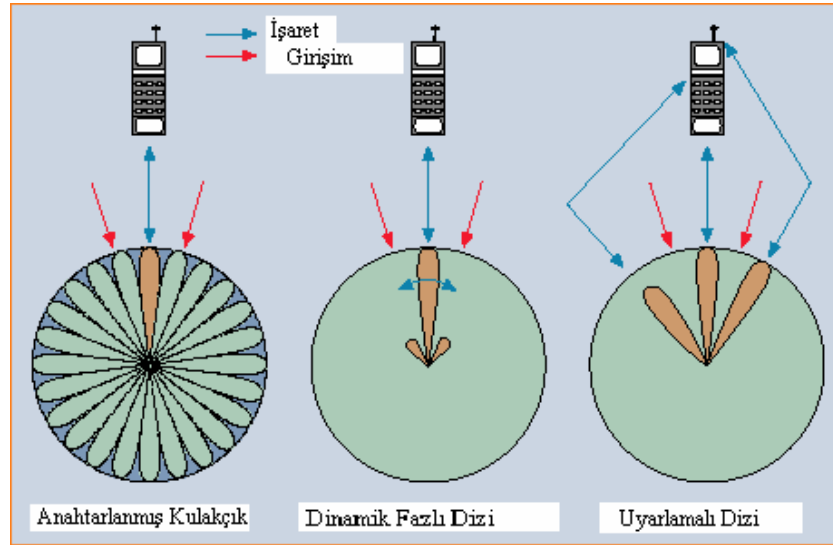
$$a(\theta, \Phi) = [1 \quad a_1(\theta, \Phi) \quad \cdots \quad a_{M-1}(\theta, \Phi)]^T \quad (4.9)$$

Burada herhangi bir anten bileşenindeki yönlendirme vektörü değeri $a_m(\theta, \Phi)$, şöyle tanımlanmıştır (Ragheb M.K., Elramly S.H., Mostafa S, (2004)):

$$a_m(\theta, \Phi) = -j\beta(x_m \cdot \cos \Phi \cdot \sin \theta + y_m \cdot \sin \Phi \cdot \sin \theta + z_m \cdot \cos \theta) \quad (4.10)$$

$a_m(\theta, \Phi)$ değeri, yön bulma, anten karakteristiği biçimlendirme ve diğer dizi işlemleri için kritik açıdır. Açı çifti, alınmış düz dalga'nın Varış Açısı (DOA) olarak adlandırılır. Basitlik açısından çoklu yol bileşenlerinin θ 'nin sabit $\pi/2$ ile geldiğini varsayabiliriz. Dolayısıyla tüm yönlendirme işlemi Φ ile biçimlendirilir.

Kullanılacak dalga boyu λ , f taşıyıcı frekansı ve c ışık hızı olarak, $\lambda = c/f$ ile bulunur. Anten bileşenleri arası uzaklık $\lambda/2$ 'yi geçmemelidir, bu değeri geçtiğinde anten karakteristiği biçimlendirme sırasında istenmeyen kulakçıklar (lob) ortaya çıkar. Amaç şekil 4.4 deki gibi kulakçıkları oluşturmaktır.



Şekil 4.4 Kullanılan Anten Karakteristiği Biçimlendirme Tekniğine Göre Kulakçık Yapıları

4.3 Vektör Kanalı Dürtü Yanıtı ve Uzaysal Etki

Radyo kanallarında çoklu yol, zaman dağılımı ve zayıflamaya yol açar. Bu nedenle kanalların etkisi karakterize edilmelidir.

Burada her çoklu yol bileşeninin bir düz dalga olduğu ve ayrık zaman gecikmelerinde ayrık yönlerden vardığı varsayılmıştır. Özel bir abone için, taşınabilir bir verici ve baz istasyonu alıcısı arasında bir kanal, Vektör Kanal Dürtü Yanıtı (Vector Channel Impulse Response, VCIR) kullanılarak modellenmiştir (Balanis C.A) (Petrus P., (1997);

$$h(\tau, t) = \sum_{i=0}^{L-1} a(\theta_i, \Phi_i) \cdot \alpha_i(t) \cdot \delta(\tau - \tau_i) \quad (4.11)$$

Burada α_i , τ_i ve (θ_i, Φ_i) , sırasıyla i 'yinci çoklu yolun karmaşık genliği, yol gecikmesi ve Varış Açısı(DOA)'dır. Toplam L çok yol bileşeni vardır.

Karmaşık genlik şöyle ifade edilebilir:

$$\alpha_i(t) = \rho_i \cdot e^{j(2\pi f_i t + \Psi_i)} \quad (4.12)$$

Burada, ρ_i i 'yinci yolun kazancı ve f_i Doppler kaymasıdır.

Sonuç olarak VCIR, kullanıcının konumu, hızı ve zamanla değişir.

$n_i(t)$ her bileşene eklenen gürültüyü gösterebilir. Çoklu yol bileşenleri de dahil olmak üzere anten dizisine gelen toplam $u(t)$ işareti şu şekli almıştır:

$$u(t) = \sum_{i=0}^{L-1} a(\Phi_i) \alpha_i(t) s(\tau - \tau_i) + n(t) \quad (4.13)$$

Kanallarda, çoklu yol bileşenlerinin yol gecikmeleri arası fark $s(t)$ 'nin sembol periyoduna bağlı olarak çok küçüktür. Bu nedenle $\tau_i \cong \tau_o$ olarak alınabilir. Son olarak $u(t)$,

$$u(t) = s(\tau - \tau_o) \sum_{i=0}^{L-1} a(\Phi_i) \alpha_i(t) + n(t) = s(\tau - \tau_o) b(t) + n(t) \quad (4.14)$$

Burada $b(t)$, dar bant kanalının (düz zayıflama) uzaysal imzasıdır.

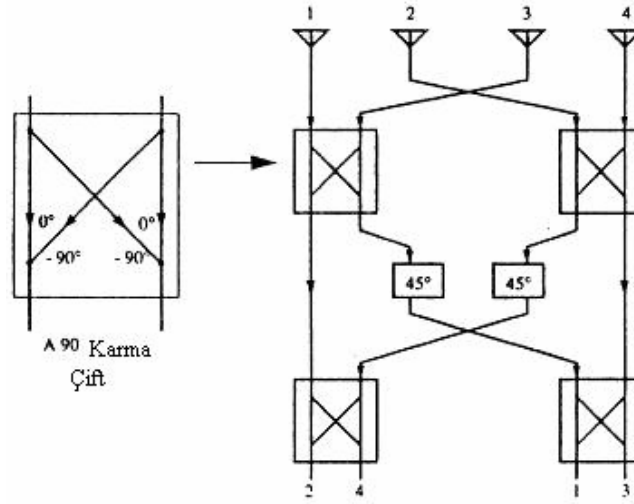
$$b(t) = \sum_{i=0}^{L-1} a(\Phi_i) \alpha_i(t) = \sum_{i=0}^{L-1} a(\Phi_i) \rho_i e^{j(2\pi f_i t + \Psi_i)} \quad (4.15)$$

Eğer kullanılan kanal frekans seçiciyse, yani çoklu gecikmeler sembol süresini aşıyorsa, mutlaka VCIR kullanılmalıdır.

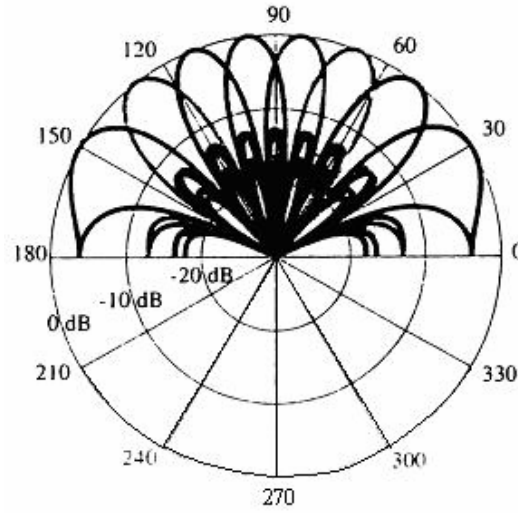
Baz istasyonunda uzaysal işleme kullanılıyorsa anten karakteristiği biçimlendirme denir.

4.4 Sabit Anten Karakteristiği Biçimlendirmeli Ağlar

Sabit anten karakteristikli ağlar iki yönlü (bi-directional) antenlere sahiptirler. Her antenden gelen işaretler anten karakteristiği biçimlendirilmek istenen yöne göre belli sabit değerlerde geciktirilmek suretiyle anten karakteristiği biçimlendirme gerçekleştirilir. Esnek değildir ve sabit anten karakteristiği yönlendirme değerlerine sahiptir. anten karakteristiği çözünürlüğü yüksek değildir ve maliyeti yüksektir. Şekil 4.5 ve 4.6 da bu yapılar gösterilmiştir.



Şekil 4.5 Sabit Anten Karakteristikli Sistemler İçin Butler Matrisi



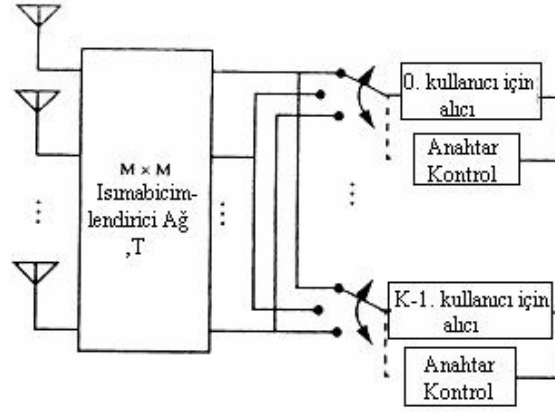
Şekil 4.6 Sabit Anten Karakteristiği Biçimleri

4.5 Anahtarlanmış Anten Karakteristiği Biçimlendirme Sistemleri

Sabit Anten Karakteristiği Biçimlendirmeli Ağları (Beam Forming Network, BFN) kullanan akıllı anten sistemleri, en iyi anten karakteristiğini seçmek için anahtar kullanılır. Şekil 4.7'deki gibi seçici bir çıkış kullanarak, M tane önceden belirlenmiş ağırlık vektöründen biri kullanılır. Aynı anten karakteristiği seçimi her alıcı için yapılmalıdır. Bu mekanizmada anten karakteristiği seçme başarımı, FDMA (Frekans Bölmeli Çoklu erişim), TDMA (Zaman Bölmeli Çoklu erişim) veya CDMA (Kod Bölmeli Çoklu erişim)'den hangi erişim türünü

seçtiğimize çok bağlıdır.

Bu yöntem yakın varış açılı (DOA) çoklu yol bileşenleri için etkili değildir. İkinci dezavantajı ise tutarlı çoklu yol bileşenlerini birleştirerek yol yoğunluğunun avantajını kullanamaz.

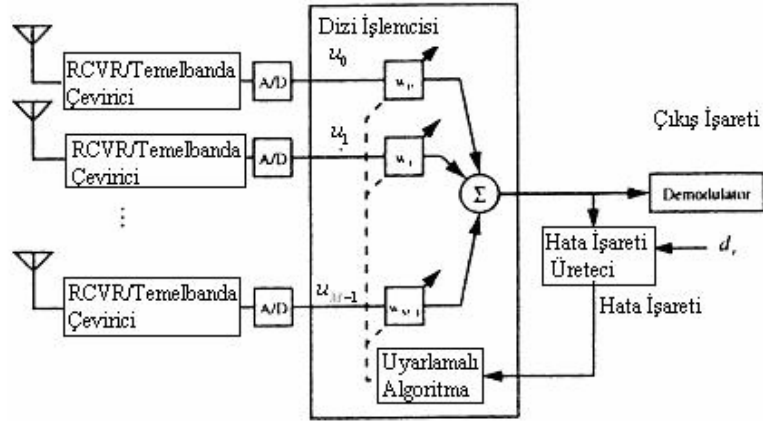


Şekil 4.7 Anahtarlama Anten Karakteristiği Biçimlendirmeli Anten

Sonuç olarak sabit güçle yayın yapar, yani kazanç sabittir. Buna rağmen anahtarlama anten karakteristiği biçimlendirmeli sistemler, karmaşık algoritmali birçok sistemin özelliklerini barındırdığı için çok kullanılmaktadır.

4.6 Uyarlanabilir Anten Sistemleri

Anten dizisinde işaret işleme karmaşıklığı artırılarak anten karakteristiği biçimlendirmede yüksek başarımlar elde edilebilir. Uyarlanabilir (Adaptif) dizide ağırlık vektörleri uyarlamalı olarak belirlenerek yüksek başarımlı ve yüksek çözünürlük elde edilir. Şekil 4.8 de uyarlamalı yapı gösterilmiştir.



Şekil 4.8 Uyarlamalı Anten Yapısı

Uyarlamalı algoritmalar maliyete göre seçilirler. En çok kullanılan iki yöntem En Küçük Ortalama Karesel Hata (Minimum Mean Square Error, MMSE) ve Enküçük Kareler (Least Square, LS)'dir. Bu tekniklerde dizi çıkışı olan $y(t) = w_k^K u_i(t)$ ve k 'yıncı işaret için genel olarak üretilmiş kestirim işareti $d_k(t)$ arasındaki farkın karesi, uygun ağırlık vektörü w_k bulunarak en küçük yapılır.

LS ve MMSE'nin ortak problemi, istenilen uzaysal filtre çıkışının kestirimi veya bilgisini gerektirmeleridir. LS ve MMSE yaklaşımlarında periyodik olarak yollanan ve hem alıcı hem de vericinin ortak olarak bildiği öğrenme dizisinin kullanılır. Bu işlemde kullanılan uyarlamalı süzgeç, periyodik olarak katsayıları günceller. Sistem bir sonraki öğrenme dizisi gelene kadar bu katsayı değerleriyle anten karakteristiği gerçekleştirir. Yani d , sabit ve bilinmektedir.

MMSE ve LS yaklaşımında öğrenmeye alternatif, karar yönlendirilmiş uyarlama (decision directed adaptation)'dır. Bu yaklaşımda, istenen referans işaret d işaret demodülatörü ve dizi çıkışına bağlı olarak üretilebilir. İstenen referans işaret, yerel olarak üretildiğinden iletilmiş bilgide ek bir öğrenme dizisi olmayacaktır, buda kanal kullanım verimini arttıracaktır. Ancak demodülatörde bir hata oluştuğunda istenen referans işaretin yeniden üretimi için kullanılacak kestirim yetersizdir ve ağırlıkların yanlış güncellenmesine neden olacaktır.

Bu iki yöntem birleştirilerek daha etkili bir yöntem elde edilebilir. Öğrenme dizisi kurulum uyarlaması için kullanılıp, ağırlık vektörüne girişim ve gürültü etkilerini azaltması için yardımcı olur. Kurulum uyarlamasından sonra karar yönlendirme işlemi yapılarak radyo

kanalındaki zamanla değişmelere karşı sistem dengesi sağlanabilir.

Öğrenme dizileri olmadan çalışmayı sağlayan kör uyarlamalı algoritma teknikleri (Blind Adaptive Algorithm) vardır. Bu teknikler uzaysal işlemede ağırlık vektörlerini güncellemek için işaretlerin belli başlı karakteristik özelliklerini kullanırlar.

5. UYARLAMALI ALGORİTMALAR

Uyarlamalı süzgecin yapısı şekil 4.8 de gösterildiği gibi 2 bölümden oluşur. n anındaki değerleri $w_1(n)$, $w_2(n)$, ..., $w_M(n)$ ile gösterilen ayarlanabilir katsayıları (tap weights) içeren bir enine süzgeç ve bu katsayıları uyarlamalı bir yöntemde ayarlayan mekanizmadır. Süzme süreci (filtering process) esnasında istenen cevap (desired response) diye adlandırılan ilave bir işaret $d(n)$, giriş olduğu sürece uygulanır. Bu işaret, süzgeç katsayılarının ayarlanabilmesi için gereklidir. n anındaki giriş vektörü $u(n)$ ile süzgeç çıkışındaki istenen cevabın uygun kestirimi $d(n/U_n)$ ile gösterilmiştir. Burada U_n , $u(n)$, $u(n-1)$, ..., $u(n-M+1)$ girişleri tarafından oluşturulan uzaydır. İstenen cevap $d(n)$ 'nin gerçek değeri ile kestirim değerinin karşılaştırılması sonucu, $e(n)$ ile gösterilen bir kestirim hatası (estimation error) elde edilir.

$$\begin{aligned} e(n) &= d(n) - d(n/U_n) \\ &= d(n) - w^T u(n) \end{aligned} \quad (5.1)$$

Katsayı vektörü genel biçimi şöyle tanımlanabilir.

$$w^T(n) = [w_1(n) \ w_2(n) \ \dots \ w_M(n)] \quad (5.2)$$

Giriş vektörünün genel biçimi şöyledir;

$$u^T(n) = [u(n) \ u(n-1) \ \dots \ u(n-M+1)] \quad (5.3)$$

Eğer giriş vektörü $u(n)$ ve istenilen cevap $d(n)$ birleşik olarak durağan ise, n anındaki ortalama karesel hata (mean squared error) $J(n)$ katsayı vektörünün bir fonksiyonudur.

$$J(n) = \sigma_d^2 - w^H(n)p - p^H w(n) + w^H(n)Rw(n) \quad (5.4)$$

Burada,

σ_d^2 = istenen cevap $d(n)$ 'nin varyansı

p = istenen cevap $d(n)$ ile giriş vektörü $u(n)$ arasındaki çapraz-ilişki vektörü (cross-correlation vector)

R = giriş vektörü $u(n)$ 'nin ilişki matrisi (correlation matrix)

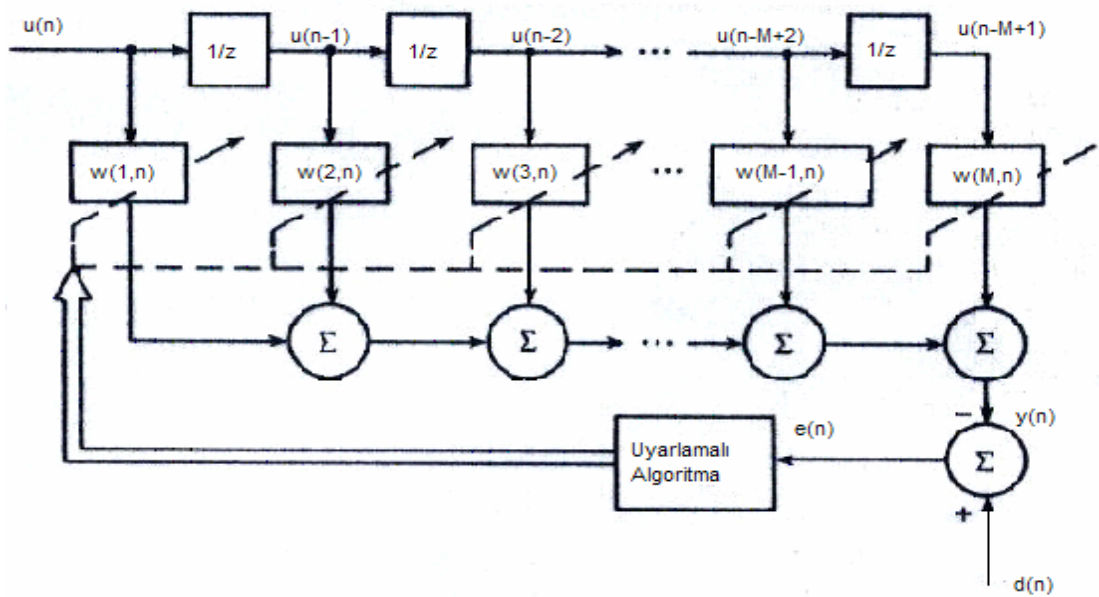
Böylece ortalama karesel hata $J(n)$, katsayı vektörü $w(n)$ 'nin elemanlarına bağımlı, tek minimumlu kase biçimli bir yüzey gibi düşülebilir. Bu yüzey, uyarlamalı süzgecin hata başarımlı yüzeyi (error performance surface) olarak kabul edilir. Uyarlama süreci (adaptive process), bu yüzeyin en altı veya minimum noktasını devamlı olarak arama işlemini yapar. Hata başarımlı yüzeyinin en küçük noktasındaki katsayı vektörü aşağıdaki normal eşitlikle tanımlı w_0 en uygun değerini alır.

$$Rw_0 = p \quad (5.5)$$

Minimum ortalama karesel hata;

$$J_{\min} = \sigma_d^2 - p^H w_0 \quad (5.6)$$

Durağan bir ortamda uyarlamalı bir enine süzgecin çalışması için hata başarımlı yüzeyi, yönlendirme yapabilecek kadar sabit bir şekilde olmalıdır. O zaman problem, uyarlamalı süzgecin bu yüzeyin minimum noktasında veya ona yakın bir noktada çalışacak şekilde tasarlanması olarak basitleşir. Bununla birlikte uyarlamalı süzgeç durağan olmayan bir ortamda çalıştırılırsa, hata başarımlı yüzeyinin eğriliği ve yönlendirmesi değişirken yüzeyin en küçük noktası da devamlı olarak hareket eder. Bu yüzden girişler durağan olmadığı zaman, uyarlamalı süzgeç sadece en küçük noktasını arama işlemini değil aynı zamanda devamlı olarak onu izleme (tracking) işlemini de üstlenir. Şekil 5.1 de genel enine uyarlanabilir süzgeç yapısı gösterilmiştir.



Şekil 5.1 Uyarlamalı Süzgeç Yapısı

5.1 Uyarlamalı Enine Süzgeçler

Uyarlamalı süzgeçlerde 2 temel süreç yer alır:

1-Uyarlama Süreci (Adaptive Process): Bazı algoritmalarla uyarlamalı süzgecin katsayılarının otomatik olarak ayarlanmasını içerir.

2-Süzme Süreci (Filtering Process): Bu süreç i) istenen cevabın kestirimini üretmek için uyarlama sürecinden elde edilen uygun katsayı takımı ile girişlerin çarpımını ve, ii) istenen cevabın gerçek değeri ile kestiriminin karşılaştırılması sonucu elde edilen kestirim hatasını üretmeyi içerir. Bu kestirim hatası uyarlama sürecinde kullanılır.

Uyarlama sürecinin gerçekleştirilmesi için çeşitli algoritmalar geliştirilmiştir. Bu bölümde çok yaygın olarak kullanılan En Küçük Ortalama Kare (LMS: Least Mean Square) algoritması, Rekürsif (Özyinelemeli) Küçük Ortalama Kare (RLS: Recursive Least Square) ve Eğitici-siz Kör (Blind) algoritmalar işlenecektir.

LMS algoritmasının en büyük özelliği basit olması yani, ilgili ilişki fonksiyonlarının ölçümlerini ve matris tersi almayı gerektirmemesidir.

Öncelikle, eski bir optimizasyon tekniği olan ve hata-başarım (error-performance) yüzeyinin kendisini bilmeksizin onun en küçük noktasını bulan yinelemeli bir yöntem olan En Dik İniş Yönteminden bahsedilecektir. Çünkü bu yöntem algoritmalarda kullanılacak ifadeleri yazmada büyük fayda sağlayacaktır.

5.1.1 En Dik İniş Yöntemi (Steepest-Descent Metodu)

Bir enine süzgecin gerçekleştirilebilmesi için (5.5) eşitliği gerçekleyen katsayı vektörlerinin bir çözümünün bulunması gerekir. Bunu yapmanın bir yolu, bu eşitliği bazı analitik yollarla çözmektir. Bu işlem oldukça açık görünmesine rağmen, süzgeç çok sayıda katsayı içerdiği ve giriş veri hızı çok yüksek olduğu zaman ciddi hesaplama zorlukları ile karşılaşmaktadır.

Şimdi, en eski optimizasyon yöntemi olan En Dik İniş Yöntemi incelenecektir. Bu yöntem ile ortalama karesel hatanın minimum değeri $J_{\min}$ bulmak için:

1-Keyfi olarak seçilen, katsayı vektörü başlangıç değeri $w(0)$ ile başlanacaktır. Bu $w(0)$ değeri, hata-başarım yüzeyinin en küçük noktasının nerede olabileceğini için bir başlangıç kestirimi yapar. Genellikle $w(0)$, sıfır vektörüne eşit olur.

2-Bu başlangıç değeri veya şimdiki kestirim kullanılarak, Gradient Vektör hesaplanır. Bu vektör, n anında katsayı vektörü $w(n)$ 'e ait ortalama karesel hata $J(n)$ 'nin gradienti olarak tanımlanır.

3- Katsayı vektörünün bir sonraki kestirimi hesaplanır.

4-2. adıma geri dönülerek işlem tekrarlanır.

Katsayı vektörünün, gradient vektörün negatif yönünde ardı ardına düzeltilmesi sonucu optimum değeri varsayılan w_0 noktasına ulaştığında, ortalama karesel hatanın da minimum değeri $J_{\min}$ 'e yakınsayacağı düşünülür.

$\nabla(n)$ gradient vektörünün n anındaki değeri, $w(n)$ ise katsayı vektörünün n anındaki değerini gösterebilir. Katsayı vektörünün $n+1$ anındaki güncellenmiş değeri aşağıdaki basit yinelemeli ilişki kullanılarak hesaplanabilir.

$$w(n+1) = w(n) + \frac{1}{2} \mu [-\nabla(n)] \quad (5.7)$$

μ pozitif gerçel değerli bir sabittir.

Gradient vektör (5.4) eşitliğinde ortalama karesel hata $J(n)$ 'nin katsayı vektörü $w(n)$ 'e göre kısmi türevi alınırsa;

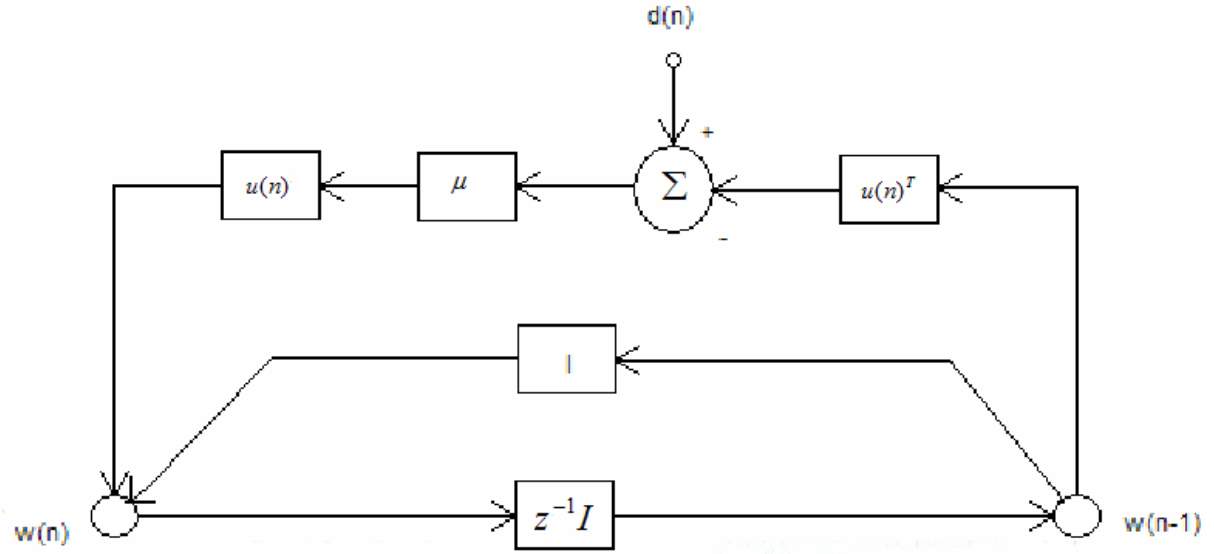
$$\begin{aligned} \nabla(n) &= \frac{\partial J(n)}{\partial w(n)} \\ &= -2p + 2Rw(n) \end{aligned} \quad (5.8)$$

En dik iniş yöntemi uygulamalarında, verilen bir katsayı vektörü $w(n)$ için gradient vektör $\nabla(n)$ hesaplanabilir diye, ilişki matrisi R ve çapraz-ilişki vektörü p 'nin bilindiği varsayılır. (5.7) eşitliğinde (5.8) eşitliği yerine konursa, katsayı vektörünün güncellenmiş değeri $w(n+1)$ elde edilir.

$$w(n+1) = w(n) + \mu [p - Rw(n)] \quad n = 0,1,2... \quad (5.9)$$

μ parametresi, bir iterasyon çevriminden diğerine geçerken katsayı vektörüne uygulanacak artımsal düzeltmenin miktarını kontrol eder. Bu yüzden μ , Adım-Boyut Parametresi (Step-Size Parameter) veya katsayı sabiti (Weighting constant) olarak bilinir. (5.9) eşitliği en dik iniş yöntemi matematiksel ifadesini göstermektedir. Bu yinelemeli eşitlik aynı zamanda

Deterministik Gradient Algoritması olarak da bilinir. (Haykin S., (2002))



Şekil 5.2 En Dik İniş Yöntemi Blok Şeması

Geri beslemeli bir model biçiminde En dik iniş yönteminin işaret-akış diyagramı şekil 5.2 de gösterilmiştir. Bu model, çok boyutludur. Çünkü diyagramın düğümlerindeki işaretler vektörleri ve diyagramın her dalındaki taşıyıcılar bir skaleri veya bir kare matrisi içermektedir. Diyagramın her dalında cereyan eden işaret vektörü, dalın taşıyıcı matrisi ile çarpımı sonucu elde edilen işaret vektörüne eşittir. Paralel bağlı iki dalın tüm taşıyıcı matrisi, ayrı ayrı dalların taşıyıcı matrislerin toplamına eşittir. Seri bağlı dalın tüm taşıyıcı matrisi, uygun dallar için aynı sırada düzenlenmiş ayrı ayrı taşıyıcı matrislerinin çarpımına eşittir. z^{-1} sembolü birim gecikme operatörü, $z^{-1}I$ bir iterasyon çevriminin birim gecikmesini temsil eden birim gecikme dalının taşıyıcı matrisidir.

5.1.2 En Küçük Ortalama Kare (LMS)

Eğer bir iterasyonda gradient vektörü tam olarak ölçülebilseydi ve adım-boyu parametresi uygun seçilseydi, En dik iniş yöntemi kullanılarak hesaplanan katsayı vektörü gerçekten Wiener çözüme yakınsayacaktı. Ancak, gerçekte gradient vektörünü tam ölçmek olanaklı değildir ve gradient vektörü elde edilen veriden kestirilmek zorundadır. Diğer bir deyişle katsayı vektörü, gelen veriye uyarlanan uygun bir algoritma ile güncelleştirilir. En küçük

ortalama kare (LMS) algoritması böyle bir algoritmadır.

Gradient vektör $\nabla(n)$ 'nin kestirimini geliştirmek için en uygun yöntem, ilişki matrisi R ve çapraz-ilişki matrisi p 'nin kestirimlerini kullanmaktır.

$$\nabla(n) = -2p + 2Rw(n) \quad (5.10)$$

R ve p için kestirim değerlerinin en basit seçimi giriş vektörü ve istenen cevabın örnek değerlere dayalı olarak ani kestirimler kullanmaktır.

$$\begin{aligned} R(n) &= u(n)u^H(n) \\ p(n) &= u(n)d^*(n) \end{aligned} \quad (5.11)$$

Bu durumda gradient vektör $\nabla(n)$ ani kestirimi;

$$\begin{aligned} \nabla(n) &= -2u(n)d^*(n) + 2u(n)u^H(n)w(n) \\ &= -2u(n)[d^*(n) - u^H(n)w(n)] \end{aligned} \quad (5.12)$$

En dik iniş yönteminde tanımlanan (5.7) eşitliğinde, gradient vektör $\nabla(n)$ in ani kestirim olan (5.12) eşitliği yazılırsa, katsayı vektörünün güncellenmesi için yeni bir yinelemeli ilişki elde edilir.

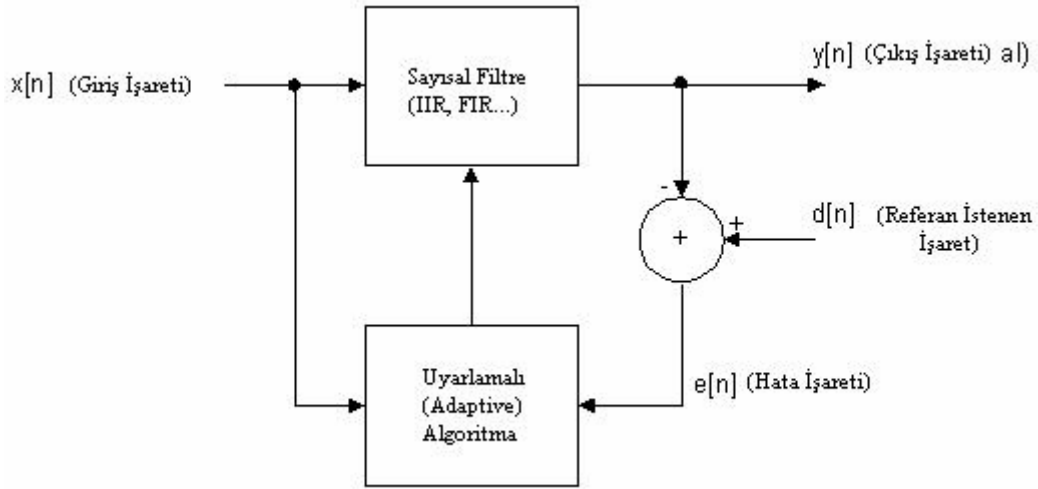
$$w(n+1) = w(n) + \mu u(n)[d^*(n) - u^H(n)w(n)] \quad (5.13)$$

Eşdeğer olarak;

$$\begin{aligned} e(n) &= d(n) - w^H(n)n(n) \\ w(n+1) &= w(n) + \mu u(n)e^*(n) \end{aligned} \quad (5.14)$$

(5.14) eşitliği, katsayı vektörü $w(n)$ 'nin şimdiki kestirimine dayalı olarak kestirim hatası $e(n)$ 'i tanımlar. Ayrıca bu eşitliğin sağ tarafındaki ikinci terim $\mu u(n)e^*(n)$, $w(n)$ 'nin şimdiki kestirimine uygulanan düzeltmeyi gösterir. İteratif işlem, başlangıç kestirimi $w(0)$ ile başlatılır. Bu başlangıç kestirimi için alışlagelmiş sıfır vektörüdür, yani $w(0) = 0$ alınır.

(5.13) eşitliğiyle veya eşdeğer olarak (5.14) eşitlikleri tanımlanan algoritma, uyarlamalı en küçük ortalama karesel (LMS) algoritmasının karmaşık biçimidir. Aynı zamanda Stokastik Gradient Algoritması olarak da bilinir. (Haykin S., (2002))



Şekil 5.3 LMS Blok Şeması

Şekil 5.3 de geri beslemeli bir model biçiminde LMS algoritmasının işaret-akış diyagramı göstermektedir.

R ve p'nin ani kestirimleri göreceli olarak büyük değişimlere sahiptir. Bu yüzden, ilk bakışta LMS algoritması ani kestirimler kullanıldığında iyi bir başarıya sahip değilmiş gibi görünebilir. Ancak, LMS algoritmasının, yapısı itibarı ile yinelemeli olduğu unutulmalıdır. (Haykin S., (2002))

LMS algoritmasının çıkarılması için tanımlanan işlem, ani kestirimleri kullanarak en dik iniş yöntemine bir yaklaşım olarak görülebilir. Sharpe ve Nolte LMS algoritmasının çıkarımı için başka bir işlem tanımlar. Normal eşitliği çözme ve ilişki matrisinin tersi için sonlu toplama kullanma ile işe başladılar. Sonra, yinelemeli eşitlikte R ve p için (5.11) eşitliklerinin ani kestirimlerini kullandılar. Böylece LMS algoritması için aynı formülü elde ettiler.

5.1.2.1 LMS Algoritmasının Özeti

Parametreler:

M=Katsayı adedi veya süzgeç derecesi

μ =Adım-boyu parametresi

Başlangıç Koşulları;

$$w(0) = 0$$

Verilenler:

$u(n)$ = n anındaki MX1 boyutlu giriş vektörü

$d(n)$ = n anındaki istenen cevap

Hesaplanacak olan: $w(n+1)$ n+1 anındaki katsayı vektörünün kestirimi.

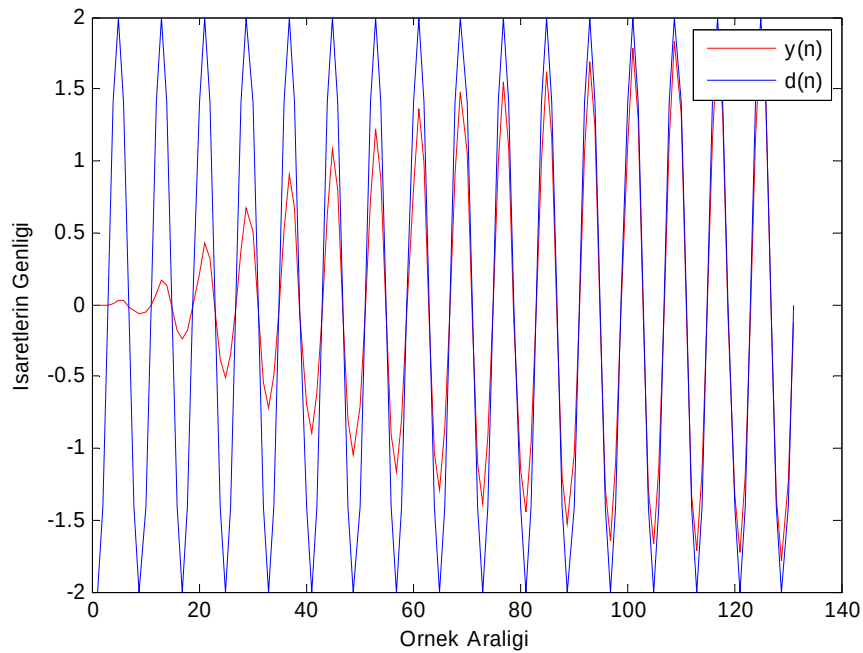
Hesaplamalar ($n=0, 1, 2, \dots$):

$$e(n) = d(n) - w^H(n)n(n)$$

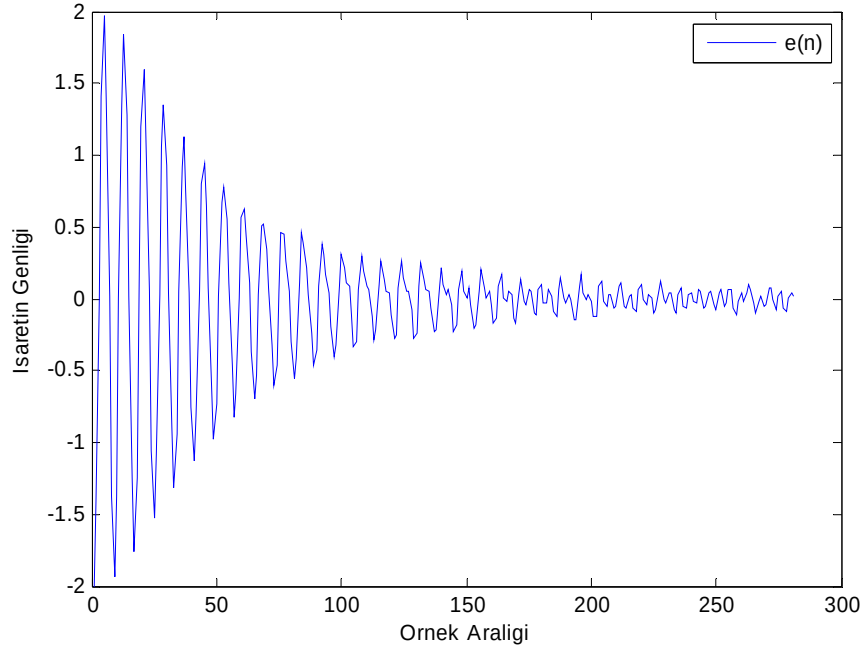
$$w(n+1) = w(n) + \mu u(n)e^*(n)$$

Uyarı: Katsayı vektörünün başlangıç değeri $w(0)$, sıfıra eşit alındığından ve ayrıca enine süzgecin başlangıçtaki bütün girişleri sıfır alındığından, ikinci ifadeden $w(1)$ 'in de sıfır olacağı görülmektedir. Buna göre LMS algoritmasının ilk iterasyonunda, daima $e(1) = d(1)$ bulunur.

5.1.2.2 LMS Algoritmasının Matlab Simülasyonu



Şekil 5.4 İstenen İşaret $d(n)$ ve Çıkış $y(n)$ Grafiği



Şekil 5.5 e(n) Kestirim Hatası Grafiği

Şekil 5.4 de çıkış $y(n)$ ve istenen işaret $d(n)$, şekil 5.5 de ise kestirim hatası $e(n)$ gösterilmiştir. Görüldüğü gibi çıkış işareti zamanla istenen işareti yakalamış, kestirim hatası azalmıştır.

5.1.3 Özyinelemeli En Küçük Kare (RLS: Recursive Least Square) Algoritması

Bu algoritmada, süzgecin katsayı vektörünün $n-1$ anındaki kestirimi kullanılarak, bu vektörün (gelen yeni veri üzerinden) n anındaki kestirimi hesaplanacaktır.

Katsayı vektörünün RLS kestirimi $w(n)$ 'nin güncellenmesi için bir yinelemeli eşitlik geliştirilecektir. Bunu gerçeklemek için aşağıdaki eşitlikler kullanılacaktır.

$$\Phi(n)w(n) = \theta(n) \quad (5.15)$$

Burada, $\Phi(n)$, MXM boyutlu ilişki matrisidir;

$$\Phi(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} u(i)u^H(i) \quad (5.16)$$

λ , 1'e yakın ama 1'den küçük bir sayıdır.

$\theta(n)$, enine süzgecin girişleri ile istenen cevap arasındaki $MX1$ boyutlu çapraz-ilişki vektörüdür ve tanımı;

$$\theta(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} u(i) d^*(i) \quad (5.17)$$

Gerekli düzenlemeler yapılırsa aşağıdaki ifade elde edilebilir.

$$\theta(n) = \lambda \theta(n-1) + u(n) d^*(n) \quad (5.18)$$

Katsayı vektörünün n anındaki en küçük kare kestirimi;

$$w(n) = \Phi^{-1}(n) \theta(n) \quad (5.19)$$

olarak yazılabilir. Hesaplama kolaylığı için $P(n) = \Phi^{-1}(n)$ yazılabilir. $P(n)$, MXM boyutlu bir matristir. Bu bilgiyi ağırlık güncelleme ifadesinde yerine yazılırsa;

$$\begin{aligned} w(n) &= P(n) \theta(n) \\ &= \lambda P(n) \theta(n-1) + P(n) u(n) d^*(n) \end{aligned} \quad (5.20)$$

$P(n)$ matematiksel ifadesi;

$$P(n) = \lambda^{-1} P(n-1) - \lambda^{-1} k(n) u^H(n) P(n-1) \quad (5.21)$$

Burada $k(n)$, $MX1$ boyutlu bir kazanç vektörüdür ve ifadesi şöyledir;

$$k(n) = \frac{\lambda^{-1} P(n-1) u(n)}{1 + \lambda^{-1} u^H(n) P(n-1) u(n)} \quad (5.22)$$

Yukarıdaki ifadeyi düzenlenirse; $k(n) = P(n) u(n)$ ifadesi elde edilebilir.

Bu bilgileri ağırlık güncelleme fonksiyona uygulanırsa;

$$\begin{aligned} w(n) &= P(n-1) \theta(n-1) - k(n) u^H(n) P(n-1) \theta(n-1) + P(n) u(n) d^*(n) \\ &= \Phi^{-1}(n-1) \theta(n-1) - k(n) u^H(n) \Phi^{-1}(n-1) \theta(n-1) + P(n) u(n) d^*(n) \\ &= w(n-1) - k(n) u^H(n) w(n-1) + P(n) u(n) d^*(n) \end{aligned} \quad (5.23)$$

$k(n) = P(n) u(n)$ eşitliğini biliniyor. Sonuç olarak, katsayı vektörü güncellenmesi için, istenen yinelemeli eşitlik aşağıdaki gibi bulunmuş olacaktır.

$$\begin{aligned} w(n) &= w(n-1) + k(n)[d^*(n) - u^H(n)w(n-1)] \\ &= w(n-1) + k(n)\alpha^*(n) \end{aligned} \quad (5.24)$$

Burada $\alpha(n)$, öncül kestirim hatasıdır. (Priori Estimation Error).

$$\begin{aligned} \alpha(n) &= d(n) - u^T(n)w(n-1) \\ &= d(n) - w^H(n-1)u(n) \end{aligned} \quad (5.25)$$

$w^H(n-1)u(n)$ çarpımı, katsayı vektörünün n-1 anında elde edilmiş en küçük kare kestirimine dayalı olarak, istenen cevap $d(n)$ 'nin kestirimini gösterir.

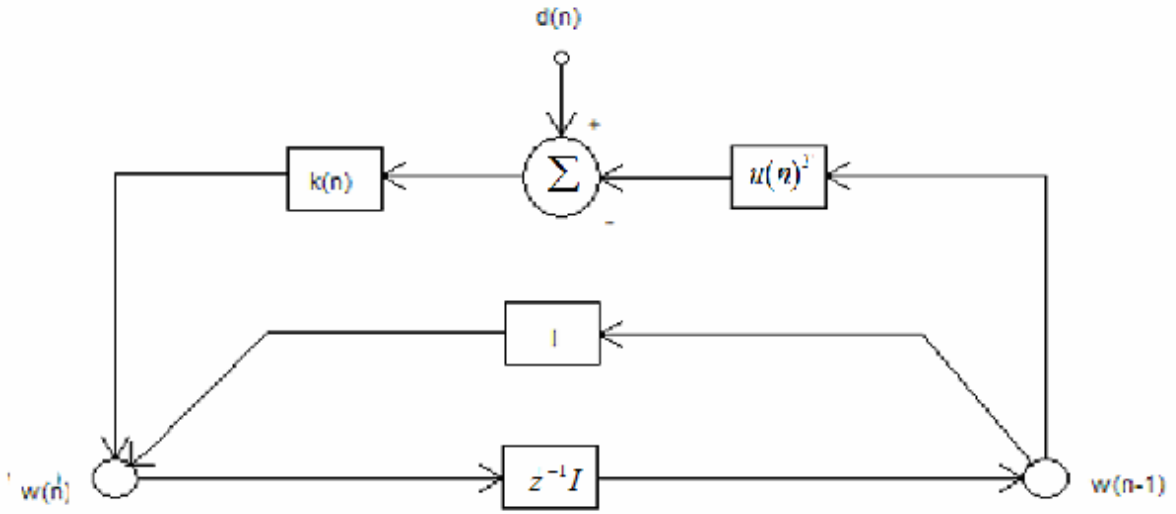
Öncül kestirim hatası genelde, aşağıdaki yinelemeli kestirim hatasından (Posteriori Estimation Error) farklıdır.

$$e(n) = d(n) - w^H(n)u(n) \quad (5.26)$$

Çünkü yinelemeli kestirim hatası, katsayı vektörünün n anındaki en küçük kare kestirimini içerir. Gerçekte $\alpha(n)$, $e(n)$ 'nin katsayı vektörü güncellenmesinden önceki deneme değeridir. Bununla birlikte katsayı vektörü için, en küçük kare optimizasyonunda kullanılan eşitlikler $\alpha(n)$ 'e değil, $e(n)$ 'e dayalı olarak başarı göstergesi minimize edilmiştir.

Bundan sonra, öncül kestirim hatası olarak $\alpha(n)$ 'e, ardıl kestirim hatası olarak da $e(n)$ 'e başvurulacak ve doğrusal en küçük kare probleminin ardışıl çözümü ile ilgilenilecektir. İleri doğrusal kestirim (Forward Linear Prediction) ve geri doğrusal kestirim (Backward Linear Prediction) problemler düşünüldüğünde benzer durumlar ile karşı karşıya gelinecektir.

(5.22), (5.25), (5.24) ve (5.21) eşitlikleri, bir bütün olarak ve yazılan sırada RLS algoritmasını teşkil eder. (5.25) eşitliği, algoritmanın süzme işlemini tanımlar ve bununla enine süzgeç, öncül kestirim hatasını hesaplamak için harekete geçirilir. (5.24) eşitliği, algoritmanın uyarılma işlemini tanımlar ve bununla katsayı vektörü, eski değerinin öncül kestirim hatası $\alpha(n)$ 'nin kompleks eşleniğinin zaman değişimli kazanç vektörü $k(n)$ ile çarpımına eşit miktarı kadar artırılması ile güncellenir. (5.21) ve (5.22) eşitlikleri kazanç vektörünün güncellenmesini sağlar. Bu eşitliklerle tanımlanan RLS algoritmasının önemli bir özelliği, ilişki matrisi $\Phi(n)$ 'nin tersinin alınması yerine her adımda basit bir skaler bölme yapılmasıdır. (Haykin S., (2002))



Şekil 5.6 RLS Blok Şeması

5.1.3.1 Başlangıç Koşulları

RLS algoritmasını uygulayabilmek için, ilişki matrisi $\Phi(n)$ 'nin tekil çözümünün olmasını sağlayan $P(0)$ başlangıç değerinin seçilmesi ve (5.21) eşitliğinin tekrarlanma eşitliği gerekmektedir. Bu, aşağıdaki ifadenin tersinin alınması ile olacaktır.

$$\left[\sum_{i=-n_0}^0 \lambda^{-i} u(i) u^H(i) \right]^{-1} \quad (5.27)$$

$u(i)$, $n_i \leq i \leq 0$ başlangıç veri bloğunda elde edilir. Daha basit bir yol, ilişki matrisi $\Phi(n)$ 'nin ifadesinde önemsiz sayılabilecek küçük bir değişiklik yapmaktır.

$$\Phi(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} u(i) u^H(i) + \delta \lambda^n I \quad (5.28)$$

I , MXM boyutlu birim matris ve δ , küçük pozitif sabit bir sayıdır. Bu değişiklik başlangıç değerini etkiler, RLS algoritmasının yinelenmesini etkilemez. Genellikle büyük veri uzunluğu n için δ 'nin seçimi önemsizdir.

$n = 0$ için

$$\Phi(0) = \delta I \quad (5.29)$$

$P(n)$, ilişki matrisi $\Phi(n)$ 'nin tersine eşit olduğuna göre başlangıç değeri;

$$P(0) = \delta^{-1} I \quad (5.30)$$

Sonuçta, katsayı vektörü için bir başlangıç değeri seçmek kalır. Alışıl gelmiş olarak;

$$w(0) = 0 \quad (5.31)$$

seçilir, $0, M \times 1$ boyutlu sıfır vektörüdür. (Haykin S., (2002))

5.1.3.2 RLS Algoritmasının Özeti

Algoritma şunlarla koşullandırılır.

$$P(0) = \delta^{-1} I$$

$$w(0) = 0$$

δ , küçük pozitif sabit bir sayıdır.

$n = 1, 2, \dots$ Anları için aşağıdaki işlemler gerçekleşir;

$$k(n) = \frac{\lambda^{-1} P(n-1) u(n)}{1 + \lambda^{-1} u^H(n) P(n-1) u(n)}$$

$$\alpha(n) = d(n) - w^H(n-1) u(n)$$

$$w(n) = w(n-1) + k(n) \alpha^*(n)$$

$$P(n) = \lambda^{-1} P(n-1) - \lambda^{-1} k(n) u^H(n) P(n-1)$$

RLS algoritmasının işlem yoğunluğu aşağıdaki tanımların kullanılması ile indirilebilir.

$$x(n) = \lambda^{-1} P(n-1) u(n) \quad (5.32)$$

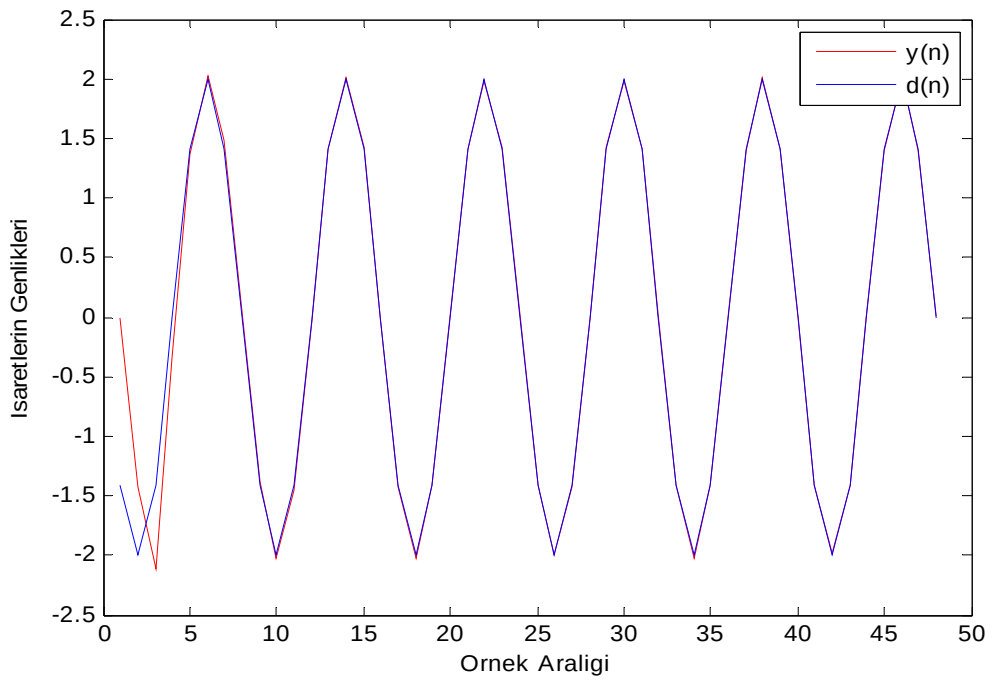
Sonra birinci ve dördüncü satırlar şöyle yazılabilir;

$$k(n) = [1 + u^H(n) x(n)]^{-1} x(n) \quad (5.33)$$

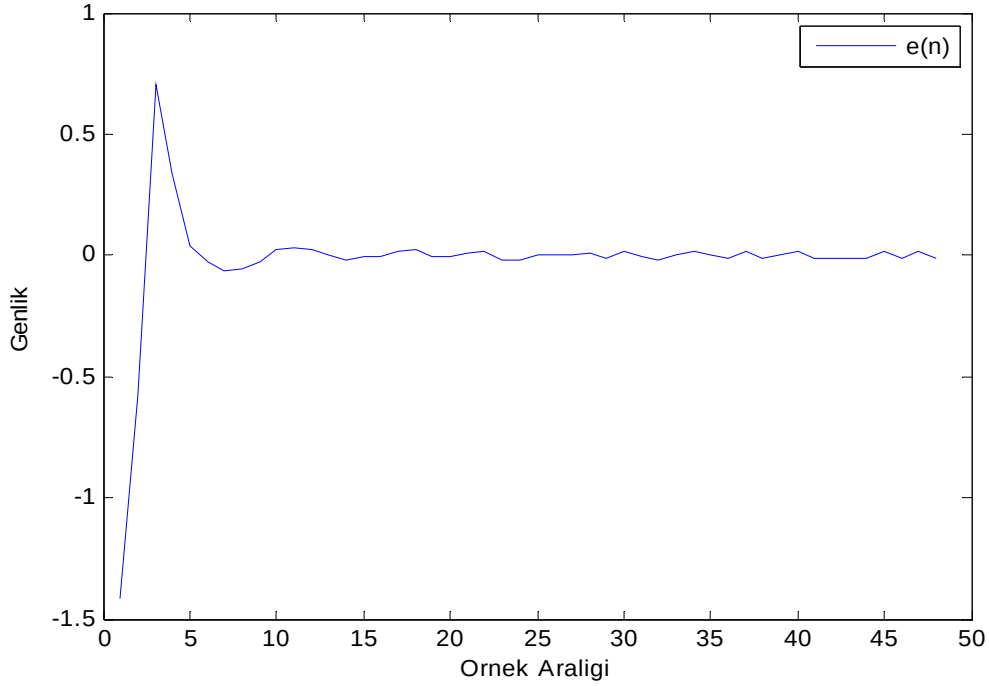
$$p(n) = \lambda^{-1} P(n-1) - k(n)x^H(n) \quad (5.34)$$

$P(n)$ 'nin yinelenmesinde, $P(n-1)$ 'in Hermitian özelliği kullanıldı.

5.1.3.3 RLS Algoritmasının Matlab Simülasyonu



Şekil 5.7 İstenen İşaret $d(n)$ ve Çıkış $y(n)$ Grafiği



Şekil 5.8 e(n) Kestirim Hatası Grafiği

Şekil 5.7 de çıkış $y(n)$ ve istenen işaret $d(n)$, şekil 5.8 de ise kestirim hatası $e(n)$ gösterilmiştir. Görüldüğü gibi çıkış işareti zamanla istenen işareti yakalamış, kestirim hatası azalmıştır. RLS algoritması LMS göre daha başarılı sonuç vermiştir. RLS Algoritmasının rasgele işaretlerde uygulamaları da bulunmaktadır. Başarılı sonuçlar da elde edilmiştir.

5.2 Uyarlamalı Kör (Blind Adaptive) Algoritmalar

Öğrenme dizisi ve sabit referans istenen işaret gerektirmeyen algoritmalarlardır. Bu teknikler genel olarak Uyarlamalı Kör algoritmalar (Blind Adaptive Algorithm) olarak bilinir ve alınan işarete bazı bilinen özellikleri ile uyarlama işlemini yaparlar. Uyarlamalı kör ilk teknik Bussgang tekniğidir. Bussgang tekniğinde, doğrusal olamayan, sıfır bellek kestirimci $g(\cdot)$, dizi birleştirici çıkışında $y(n)$ işaretini işlemek için kullanılır. $d_n = g(y_n)$ ile $y(n)$ 'nin fark değeri,

$e(n)$ 'i yani anten dizisinin uyarlamalı filtrelerinin ağırlık vektörlerini güncellemede

kullanılan hata fonksiyonunu, biçimlendirmede kullanılır. (Haykin S., (2002)) Uyarlamalı filtrelerde hata işareti $e(n)$, ağırlık vektörleri $w(n)$ ve çıkış işareti $y(n)$ için bağıntılar şöyledir:

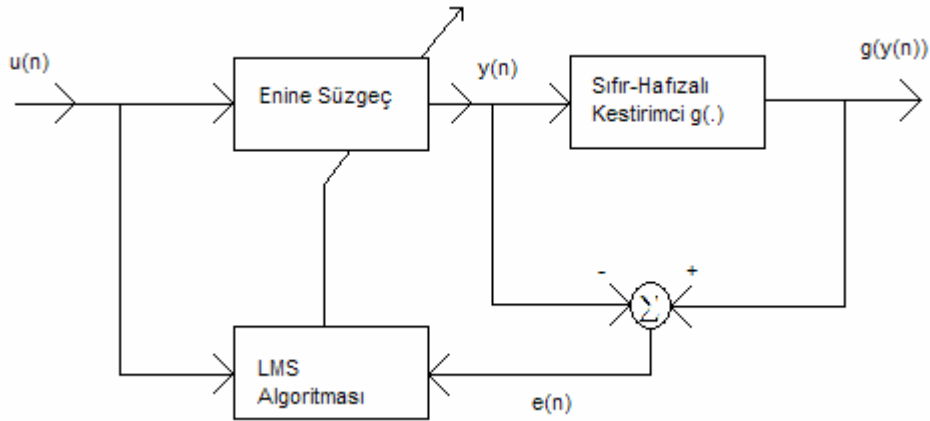
$$y(n) = w(n)^H u(n) \quad (5.35)$$

$$e(n) = g(y(n)) - y(n) \quad (5.36)$$

$$w(n+1) = w(n) + \mu u(n)e(n)^* \quad (5.37)$$

Ayrıca Bussgang algoritmaları için başlangıçtaki filtre ağırlık katsayısı w_0 , şöyledir:

$$w_0 = [1 \ 0 \ \dots \ 0] \quad (5.38)$$



Şekil 5.9 Uyarlanabilir Kör Süzgeç Blok Şeması

5.2.1 Bussgang Algoritmasının Özel Durumları

Yukarıdaki Bussgang algoritmasının iki özel durumu temel alınmıştır. Amaç $\hat{d}(n) = g(y(n))$ ifadesini elde etmek ve sağlıklı çalışan uyarlanabilir algoritmayı gerçekleştirmektir. (Haykin S., (2002)) Bu durumlar;

5.2.2 Sato Algoritması

M-li PAM sistemlerindeki kör (blind) denkleştirme fikri, Sato'nun (1975) öncü çalışmasından gelmektedir. Sato'nun algoritması dışbükey olmayan maliyet fonksiyonunun (Cost Function) minimize edilmesinden oluşur.

$$J(n) = E[(\hat{d}(n) - y(n))^2] \quad (5.39)$$

Burada $y(n)$ aşağıdaki eşitlikle tanımlanmış enine süzgecin çıkışıdır.

$$y(n) = \sum_{i=-L}^L w_i(n)u(n-i) \quad (5.40)$$

Ayrıca $\hat{d}(n)$, gönderilen veri $d(n)$ 'nin kestirimidir. Bu tahmin, sıfır-hafıza doğrusal olmayan (zero-memory nonlinearity) kestirimci tarafından elde edilir ve aşağıdaki gibi tanımlanabilir;

$$\hat{d}(n) = \gamma \operatorname{sgn}[y(n)] \quad (5.41)$$

γ sabiti, sistemin kazancını ayarlar ve şöyle ifade edilebilir.

$$\gamma = \frac{E[u^2(n)]}{E[|u(n)|]} \quad (5.41)$$

Sato algoritmasının, busgang algoritmasının özel bir durumu olduğu kolaylıkla anlaşılabilir ve doğrusal olmayan fonksiyon $g(y)$ şöyle tanımlanmıştır.

$$g(y) = \gamma \operatorname{sgn}(y) \quad (5.42)$$

$\operatorname{Sgn}(\cdot)$ signum fonksiyonudur. Yukarıdaki doğrusal olmayan ifade, ikilik PAM için decision-directed algoritmasına benzer. Tek fark veriden bağımsız olan kazanç ifadesidir. (Haykin S., (2002))

Sato Algoritması aşağıdaki gibi özetlenebilir.

Parametreler:

M =Katsayı adedi veya süzgeç derecesi

γ =Kazanç sabiti

$$\gamma = \frac{E[u^2(n)]}{E[|u(n)|]}$$

Başlangıç Koşulları;

$$w_0 = [1 \ 0 \ \dots \ 0]$$

Verilenler:

$u(n)$ = n anındaki MX1 boyutlu giriş vektörü

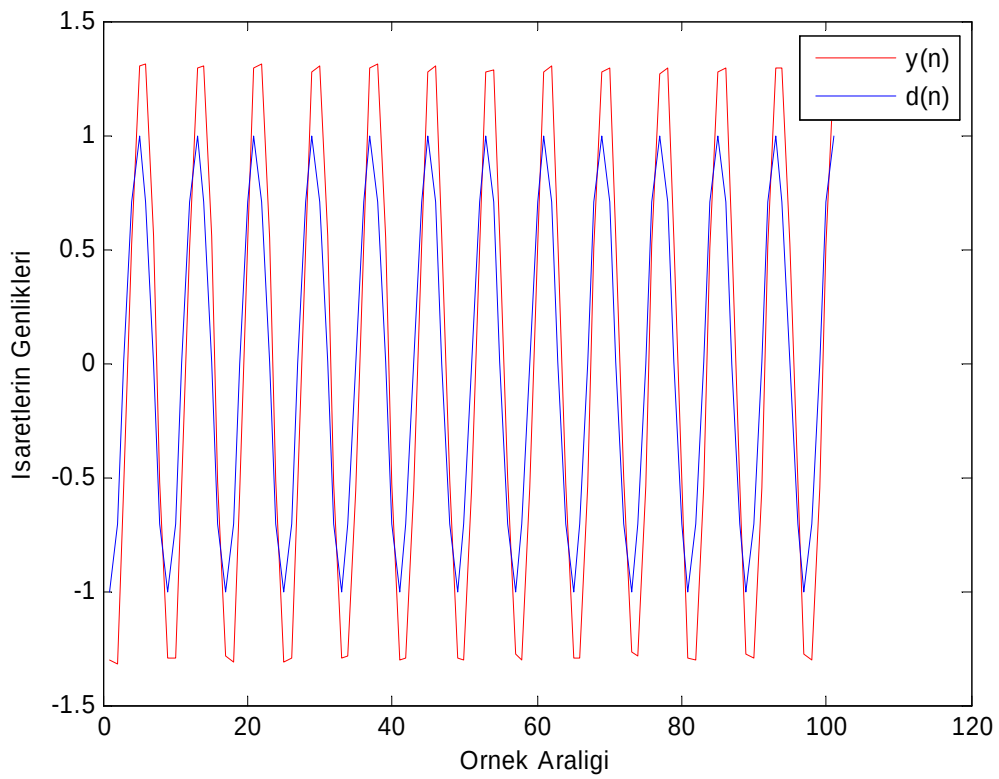
Hesaplanacak olan: $w(n+1)$ n+1 anındaki katsayı vektörünün kestirimi.

Hesaplamalar ($n=0, 1, 2, \dots$):

$$e(n) = y(n) - \gamma \operatorname{sgn}(y(n))$$

$$w(n+1) = w(n) - u(n)e^*(n)$$

5.2.2.1 Sato Algoritmasının Matlab Simülasyonu



Şekil 5.10 İstenen İşaret $d(n)$ ve Çıkış $y(n)$ Grafiği

Şekil 5.10 da Sato Algoritmasının çıkışı gösterilmiştir. (5.48) ifadesinden girişe bağlı olmakla birlikte sabit bir terim elde edileceği aşikârdır. Bundan dolayı (5.47) ifadesi $-\gamma$ veya γ olacağı görülmektedir. Sonuç olarak algoritma, giriş işaretinden $-\gamma$ veya γ genlikli çıkış elde edecektir.

5.2.3 Godard Algoritması

Godard 1980 yılında, sabit modlu kör algoritmayı iki boyutlu sayısal haberleşme sistemleri için uygulanmasını önermiştir. Özellikle Godard Algoritması içbükey olmayan maliyet fonksiyonunu minimize etmektedir. (Haykin S., (2002))

$$J(n) = E\left[\left|y(n)\right|^p - R_p^2\right] \quad (5.43)$$

Yukarıdaki ifadede p , pozitif tamsayı ve R_p ise pozitif gerçel bir sayıdır.

$$R_p = \frac{E\left[\left|u(n)\right|^{2p}\right]}{E\left[\left|u(n)\right|^p\right]} \quad (5.44)$$

Godard algoritmasında, kör dengeleyici (blind equalizer) nin çıkışı $\hat{d}(n)$ in ceza artışlarının tasarımı bir sabit katsayı ile yapılır. R_p katsayısı, ancak maliyet fonksiyonun gradienti alınıp sıfıra eşlenerek bulunabilir ki böylece mükemmel dengeleyici elde edilir.

Aşağıdaki ifade ile ağırlıklar güncellenebilir.

$$w(n+1) = w(n) + \mu u(n) e^*(n) \quad (5.45)$$

Burada μ adım-boyu parametresi, $u(n)$ giriş ve $e(n)$ hatadır. Hata ifadesi aşağıdaki gibi yazılabilir;

$$e(n) = y(n) |y(n)|^{p-2} (R_p - |y(n)|^p) \quad (5.46)$$

Godard algoritmasının iki değişik durumu bulunmaktadır. Bunlar;

Durum 1: $p = 1$

Bu durumda maliyet fonksiyonu ve R katsayısını aşağıdaki gibi elde edilebilir;

$$J(n) = E\left[\left|y(n) - R_1\right|^2\right] \quad (5.47)$$

$$R_1 = \frac{E[u(n)^2]}{E[u(n)]} \quad (5.48)$$

Görüldüğü Sato algoritmasının değiştirilmiş hali ortaya çıkmıştır.

Durum 2: $p = 2$

Bu durumda maliyet fonksiyonu ve R katsayısını aşağıdaki gibi elde edilebilir;

$$J(n) = E[(|y(n)|^2 - R_2)^2] \quad (5.49)$$

$$R_1 = \frac{E[u(n)^4]}{E[u(n)^2]} \quad (5.50)$$

Bu ikinci durum literatürde sabit katsayılı algoritma olarak geçmektedir.

Godard Algoritması aşağıdaki gibi özetlenebilir.

Parametreler:

M=Katsayı adedi veya süzgeç derecesi

p = Bir pozitif tamsayı

R_p = Bir pozitif gerçel sayı

$$R_p = \frac{E[|x(n)|^{2p}]}{E[|x(n)|^p]}$$

Başlangıç Koşulları;

$$w_0 = [1 \quad 0 \quad \dots \quad 0]$$

Verilenler:

$u(n)$ = n anındaki MX1 boyutlu giriş vektörü

Hesaplanacak olan: $w(n+1)$ $n+1$ anındaki katsayı vektörünün kestirimi.

Hesaplamalar ($n=0, 1, 2, \dots$):

1. Durum $p = 1$ için

$$R_1 = \frac{E[u(n)^2]}{E[u(n)]}$$

$$e(n) = \frac{y(n)}{|y(n)|} (R_1 - |y(n)|)$$

$$w(n+1) = w(n) - u(n)e^*(n)$$

2. Durum: $p = 2$ için

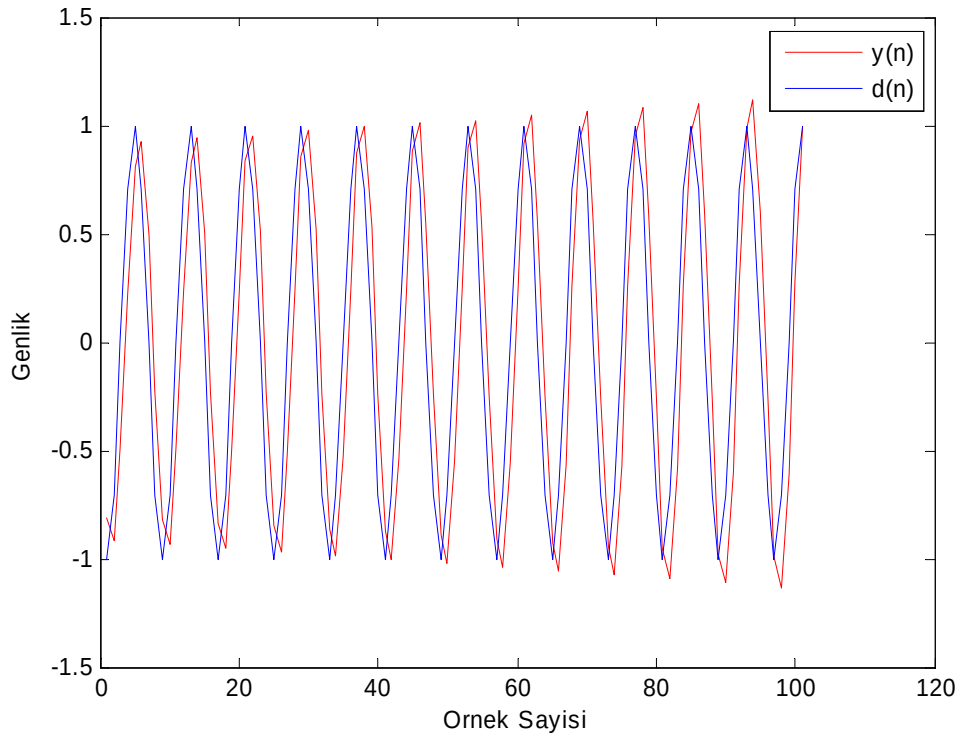
$$R_2 = \frac{E[u(n)^4]}{E[u(n)^2]}$$

$$e(n) = y(n)(R_2 - |y(n)|^2)$$

$$w(n+1) = w(n) - u(n)e^*(n)$$

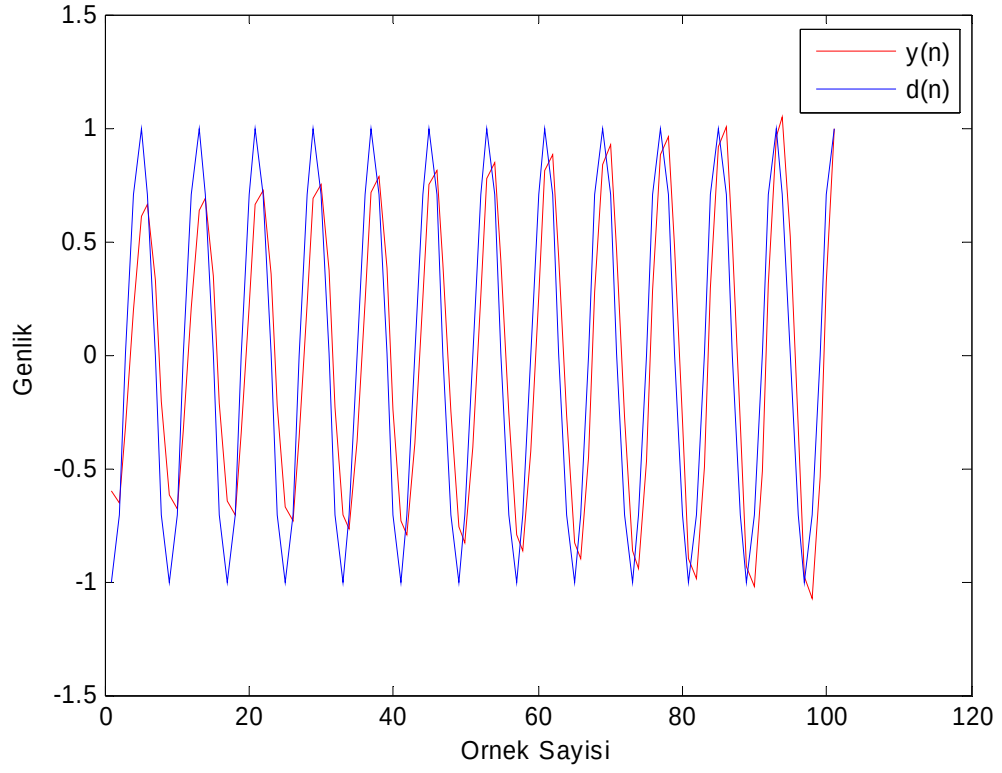
5.2.3.1 Godard Algoritmasının Matlab Simülasyonu

1.Durum



Şekil 5.11 İstenen İşaret $d(n)$ ve Çıkış $y(n)$ Grafiği

2. Durum



Şekil 5.12 İstenen İşaret $d(n)$ ve Çıkış $y(n)$ Grafiği

Şekil 5.11 de Godard algoritmasının 1. durumu, şekil 5.12 de ise 2.durumu gösterilmiştir. Sistem girişi işleyerek çıkışında istenen genlikli daha düzgün işarete elde etmiştir. Bu algoritma sabit katsayılı algoritma olarak bilinmektedir.

6. ÖNERİLEN KÖR ALGORİTMA

Yukarıda belli başlı Bussgang algoritmalarından bahsedilmiştir. Bu algoritmaların ortak özelliği istenen işaret $d(n)$ 'i gelen işaretten elde edilen çıkış $y(n)$ 'den elde etmektedir. İstenen işaret $d(n)$ 'nin kestirimine $\hat{d}(n)$ ile ifade edilirse aşağıdaki eşitlik yazılabilir.

$$\hat{d}(n) = g(y(n)) \quad (6.1)$$

Eğer $g(.)$ fonksiyonu sağlıklı bir biçimde elde edilebilir yani $d(n) = \hat{d}(n)$ eşitliği sağlanırsa sistem istenen performansta çalışacaktır. Fakat bu tip $g(.)$ fonksiyonu tanımlamak zordur.

Yine yukarıda bahsedilen Bussgang algoritmalarında maliyet fonksiyonunu, katsayıların optimum değerini uyarlama ile elde ederek en küçük değere ulaştırmaya çalışır. Ama maliyet fonksiyonu konveks bir yapı olmadığı için başarımlı düşecektir.

Ayrıca ağırlıkların güncellenmesinde LMS algoritması kullanılmıştır. Tek fark hatanın elde edilme yöntemi ve sistemin başlangıç değerleridir.

Bu kısımda yeni bir algoritma tanımlanacak ve başarımlı matlab simülasyonları ile gösterilecektir.

LMS için ağırlık güncelleme ifadesi şöyledir;

$$w(n+1) = w(n) + \mu u(n)e^*(n) \quad (6.2)$$

Ağırlıklardaki güncelleme miktarı Δw şu şekilde yazılabilir;

$$\Delta w = w(n) - w(n-1) \quad (6.3)$$

Eğer Δw değişimini düzgün bir şekilde elde edilebilirse her adımda ağırlıklar bu miktarda güncellenebilir. Ama düzgün değişmeyen ve durağan olmayan işaretler için bu kural sağlanamaz. Bir şekilde uygun uyarlama yapısı sağlanmalıdır. Ayrıca Δw ifadesinin elde edilebilmesi için uyarlama sonucunda elde edilecek olan yeni ağırlık vektörü $w(n)$ e ihtiyaç vardır. Sistem öncelikli olarak bu değeri bilmediği için katsayı değişim miktarı elde edemeyecektir. Ancak sistemin n anındaki çıkış ve $n-1$ anındaki çıkışları rahatlıkla sistemden elde edilebilir. Öncelikle (6.3) eşitliğinin her iki tarafını giriş $u(n)$ 'nin transpozu ile çarpılarak aşağıdaki ifade elde edilebilir;

$$u^T(n)\Delta w = u^T(n)[w(n) - w(n-1)] \quad (6.4)$$

(6.3) eşitliğinde aşağıdaki dönüşümü uygulanırsa;

$$\Omega(n) = -\Delta w = w(n-1) - w(n) \quad (6.5)$$

(6.5) eşitliğini (6.3) eşitliğinde yerine yazılırsa;

$$\begin{aligned} u^T(n)\Omega(n) &= -u^T(n)[w(n) - w(n-1)] \\ u^T(n)\Omega(n) &= u^T(n)[w(n-1) - w(n)] \end{aligned} \quad (6.6)$$

Çıkış ifadesi aşağıdaki olduğu bilinmektedir.

$$y(n) = w^T(n)u(n) = u^T(n)w(n) \quad (6.7)$$

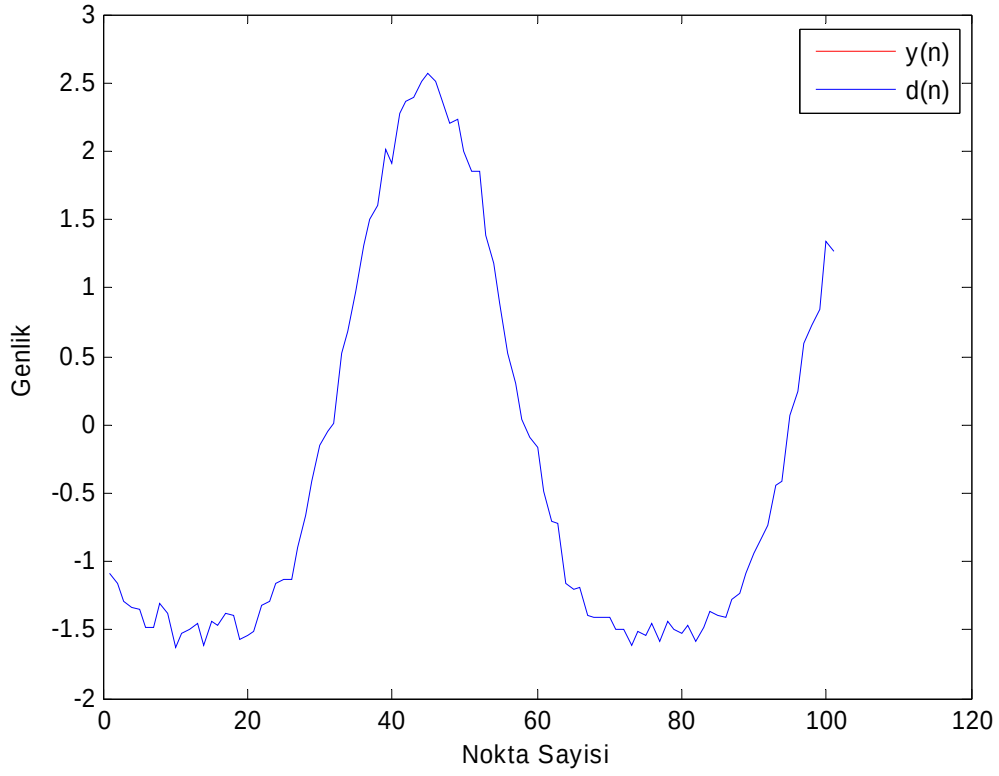
(6.6) eşitliği düzenlenirse aşağıdaki eşitlik elde edilebilir;

$$u^T(n)\Omega(n) = [u^T(n)w(n-1) - u^T(n)w(n)] \quad (6.8)$$

$u(n) \cong u(n-1)$ kabulü yapılır ve (6.8) eşitliğinde (6.7) ifadesi yazılırsa aşağıdaki eşitlik elde edilebilir:

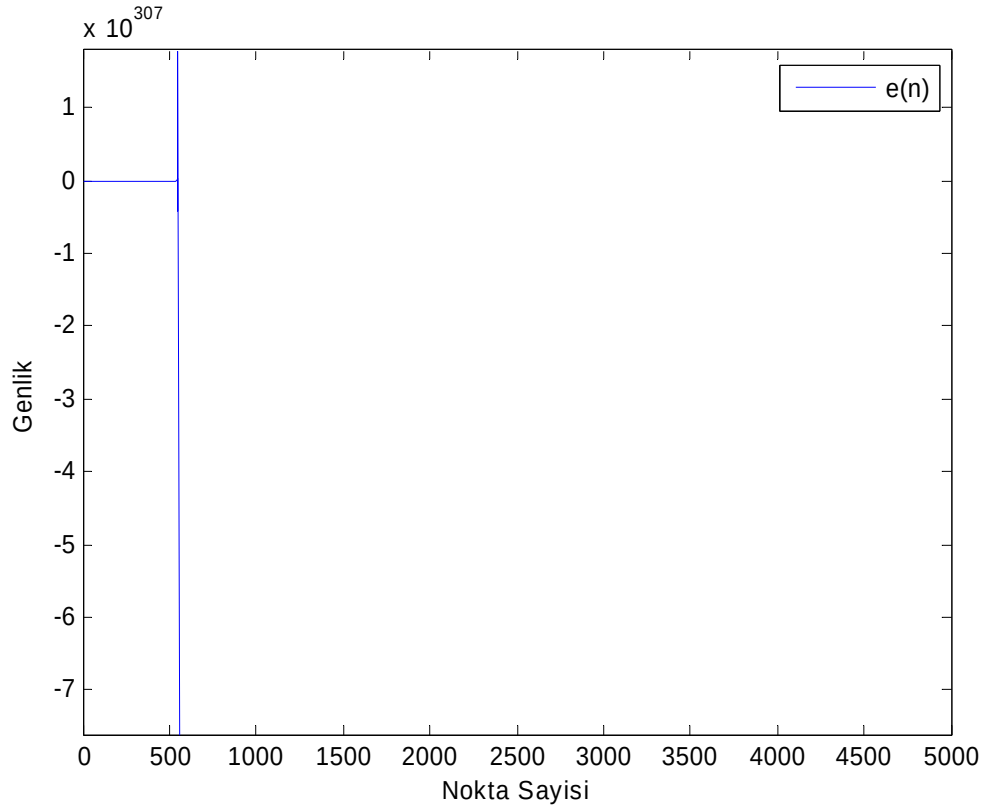
$$u^T(n)\Omega(n) = y(n-1) - y(n) \quad (6.9)$$

(6.9) eşitliğinin sağ tarafı $y(n-1) - y(n)$ ifadesi çıkış işaretinin değişim miktarını verecektir. Giriş işareti $u(n)$ çok hızlı değişimler gösteriyorsa çıkış işareti de girişe bağlı olarak hızlı değişimler gösterecektir. Bunun sonucu olarak katsayılar istenilen işareti kestirecek şekilde katsayılar güncellenemeyecektir. Hatta sistem katsayıları belirleyemeyecek ve tıkanacaktır. Matlab simülasyonu ile bu durum daha iyi anlaşılacaktır.



Şekil 6.1 Giriş İşareti $u(n)$ ve Çıkış $y(n)$

Şekil 6.1 de giriş işareti ve çıkış işaretinin grafiğidir. Ancak şekil çıkış işareti sistem tarafından elde edilemediği için görülememiştir. Çıkışın elde edilememesinin nedeni kestirim hatasının çok büyük değerlere ulaşmasıdır.

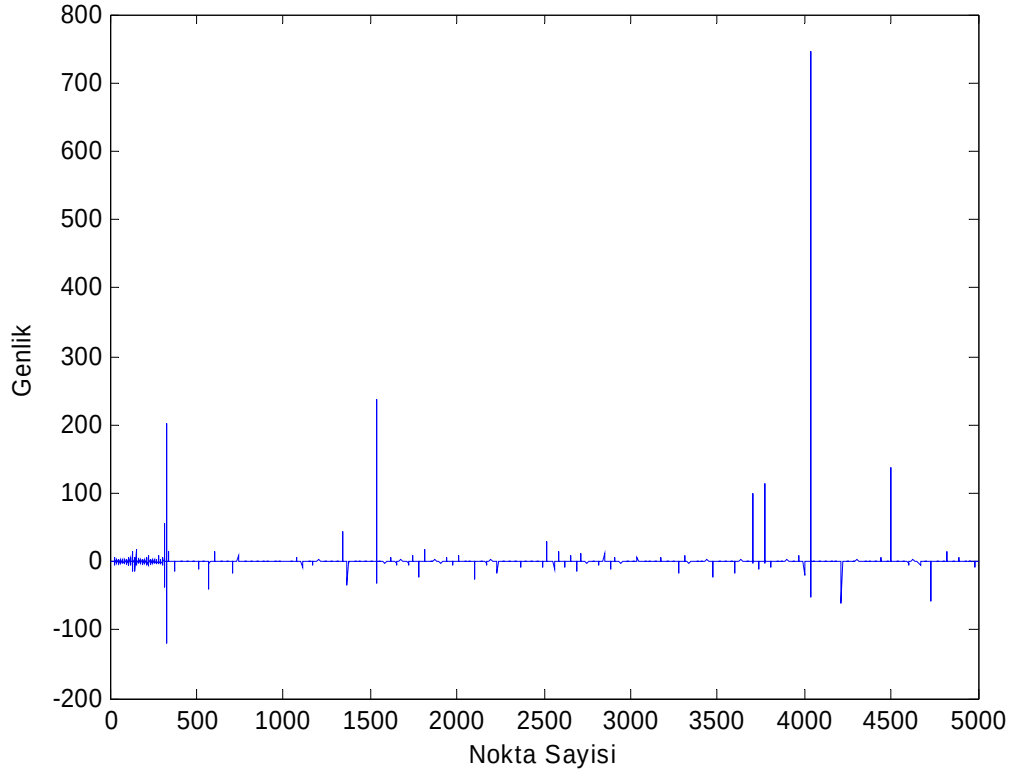


Şekil 6.2 e(n) Kestirim Hatası

Şekil 6.2 de görüldüğü gibi hata değeri çok yüksek değerlere ulaşmıştır. Bunda dolayı ağırlıklar $w = [NaN \quad NaN \quad \dots \quad NaN]$ olarak elde edilmiştir. Sonuç olarak sistem, ağırlıkları kestirememiş belirsiz olarak adlandırmıştır. Bu algoritma bu haliyle kullanışlı değildir. Sistem üzerindeki istenmeyen bu durumu gidermek için normalizasyon yapılabilir. (6.9) eşitliği $|y(n-1)|$ ile normalize edilirse;

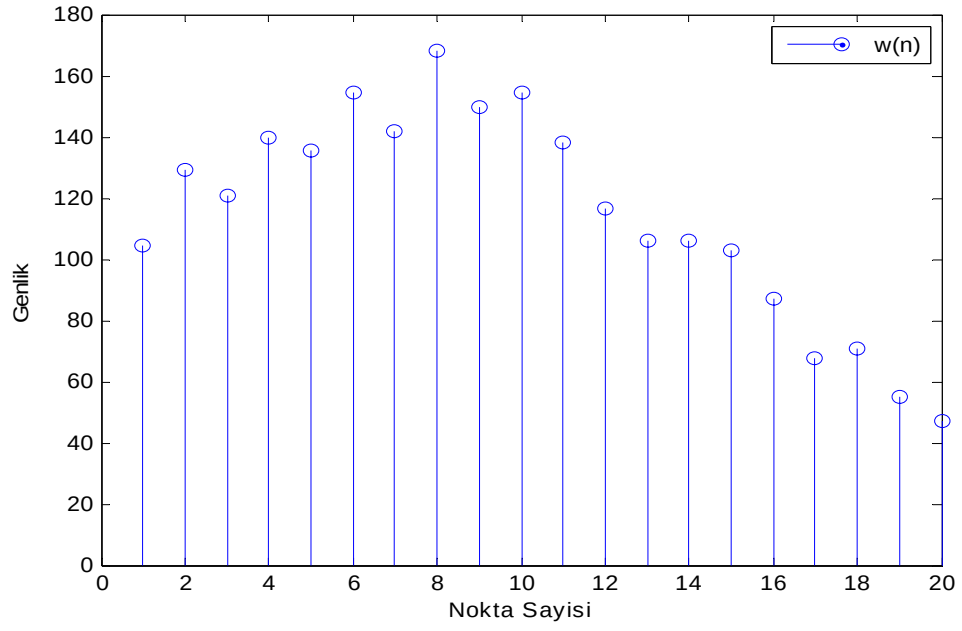
$$\frac{u^T(n)\Omega(n)}{|y(n-1)|} = \left[\frac{y(n-1) - y(n)}{|y(n-1)|} \right] \quad (6.10)$$

Kestirim hatası, ağırlıklar ve sistemin çıkışının Matlab simülasyonunu yapılarak normalizasyonun başarımı görülebilir.



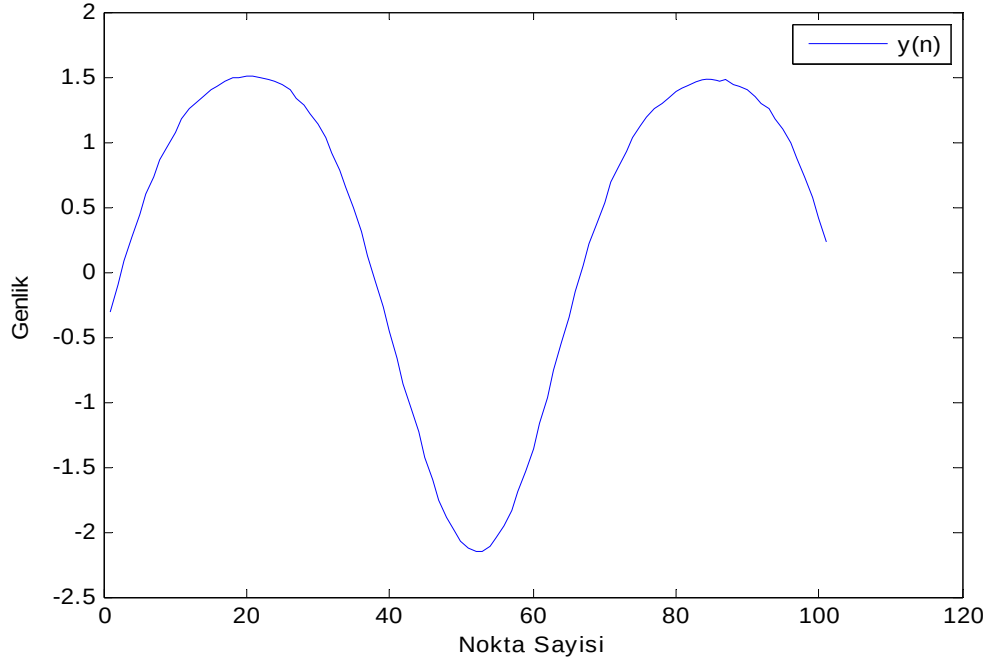
Şekil 6.3 $e(n)$ Kestirim Hatası

Normalizasyon sonrasında kestirim hatasının değişimi şekil 6.3 deki gibi olmuştur. $e(n)$, artık çok büyük değerlere gitmemektedir. Bunu sonucunda ağırlıklar şekil 6.4 deki gibi elde edilmiştir. Şekilde görüldüğü gibi sistem normalize olan hata ifadesini ağırlıkları güncellemede kullanmış ve ağırlıkları elde etmiştir.



Şekil 6.4 Ağırlık Vektörü $w(n)$

Şimdi bu ağırlıklar sonucunda sistemden elde edilen çıkışı inceleyelim.



Şekil 6.5 Sistemin Çıkışı $y(n)$

Şekil 6.5 de görüldüğü gibi sistem istenen işareti kestirmeyi başarmıştır. Bu sonuç normalizasyon yaklaşımının doğru olduğunu göstermektedir. Algoritmayı tanımlamaya devam edilebilir.

$e(n)$ kestirim hatası ifadesi incelendiğinde bu ifadenin türev olduğu görülmektedir. Algoritma türev işlemi gibi davranmakta, noktaların değişim hızlarını kestirmektedir. Bu elde ettiği ifadeyi kestirim hatası olarak katsayı güncelleme ifadesinde kullanmaktadır. Algoritma alınan işarete kilitlenmekte, oluşan ani değişimleri düzeltebilmektedir. Sonuç olarak istenen işareti başarıyla kestirebilmektedir.

(6.9) eşitliği ile bu algoritmanın hata ifadesi $e(n)$ elde edilmiş olacaktır. $e(n) = \frac{u^T(n)\Omega(n)}{|y(n-1)|}$

yazılabilir.

$$e(n) = \left[\frac{y(n-1) - y(n)}{|y(n-1)|} \right] \quad (6.10)$$

Hata fonksiyonu $e(n)$ bulunması ile algoritmanın en önemli adımı aşılmış olunacaktır. Bundan sonraki adım algoritmanın başlangıç değerlerinin ifade edilmesidir. Başlangıç ağırlığı $w(0)$ diğer bussgang algoritmalarında kullanılan değer kabul edilebilir;

$$w_0 = [1 \quad 0 \quad \dots \quad 0] \quad (6.11)$$

Başlangıç için $y(0)$ değeri bilinmelidir. Bu değer sisteme sabit olarak verilecektir. Yani; $y(0) = \eta$ yazılabilir. η sabit gerçel bir sayıdır.

6.1 Önerilen Algoritmanın Özeti

Parametreler:

M =Katsayı adedi veya süzgeç derecesi

η =Gerçel bir sayı

μ =Adım-boyu parametresi

Başlangıç Koşulları;

$$w_0 = [1 \quad 0 \quad \dots \quad 0]$$

$$y(0) = \eta$$

Verilenler:

$u(n)$ = n anındaki MX1 boyutlu giriş vektörü

Hesaplanacak olan: $w(n+1)$ n+1 anındaki katsayı vektörünün kestirimi.

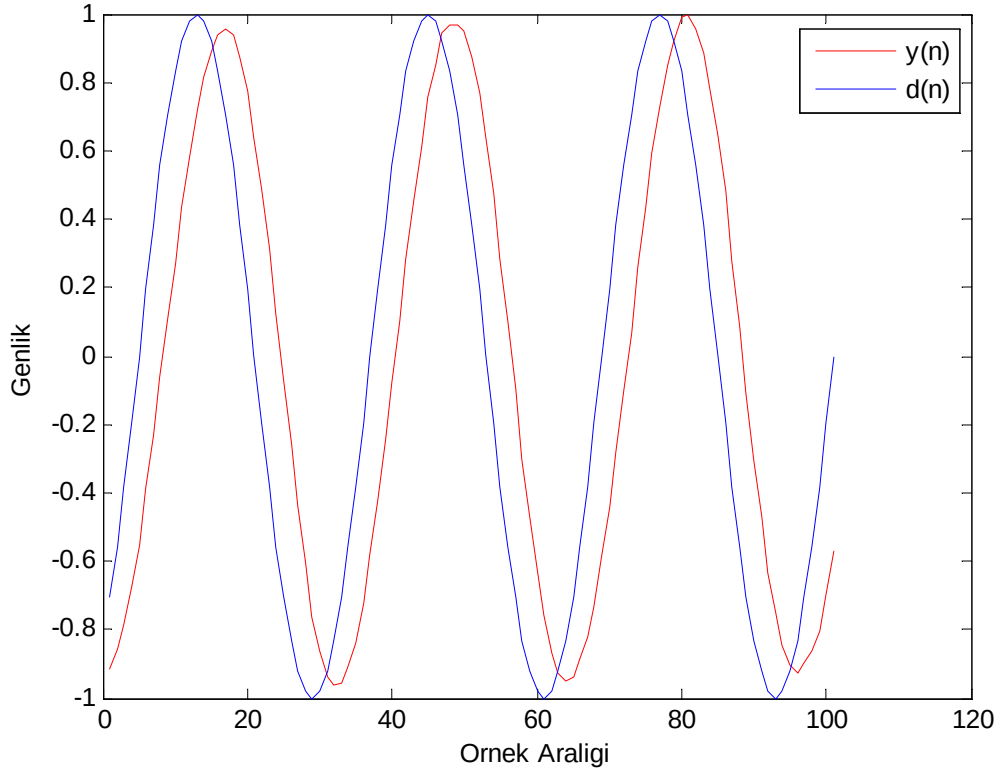
Hesaplamalar ($n=0, 1, 2, \dots$):

$$e(n) = \left[\frac{y(n-1) - y(n)}{|y(n-1)|} \right]$$

$$w(n+1) = w(n) + \mu u(n)e(n)$$

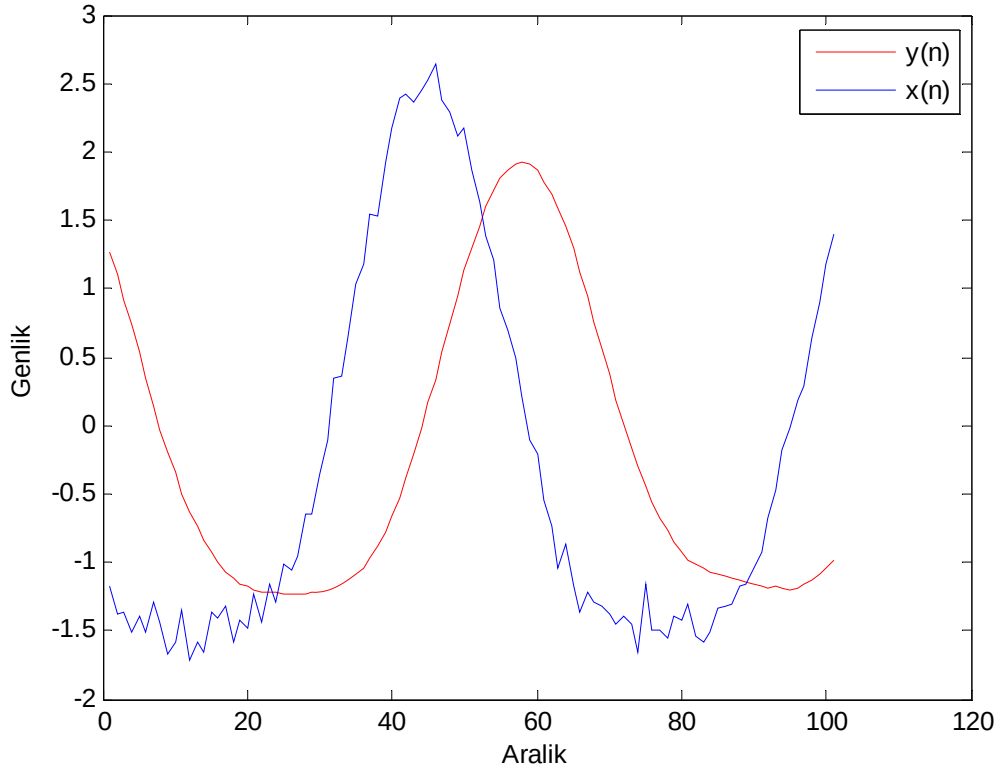
6.2 Önerilen Algoritmanın Matlab Simülasyonu

Tanımlanan bu yeni algoritmali sistemin, gürültü bindirilmiş kosinüs işareti için simülasyonu yapılacaktır.



Şekil 6.6 Düzgün Değişen İşaret İçin Önerilen Algoritma Grafiği

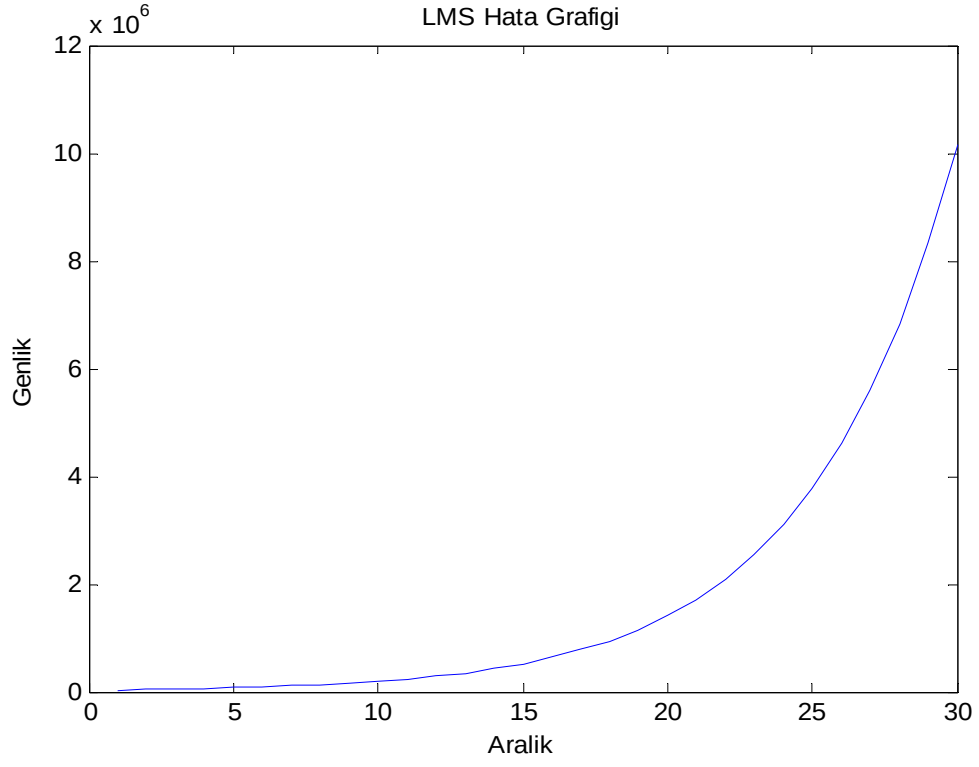
Şekil 6.6 da görüldüğü gibi önerilen algoritmali sistem gürültülü işaretteki gürültüyü önemli ölçüde temizleyebilmiştir. Gürültülü giriş işareti ile çıkış grafikleri karşılaştırılırsa gürültünün temizlendiği daha iyi anlaşılacaktır.



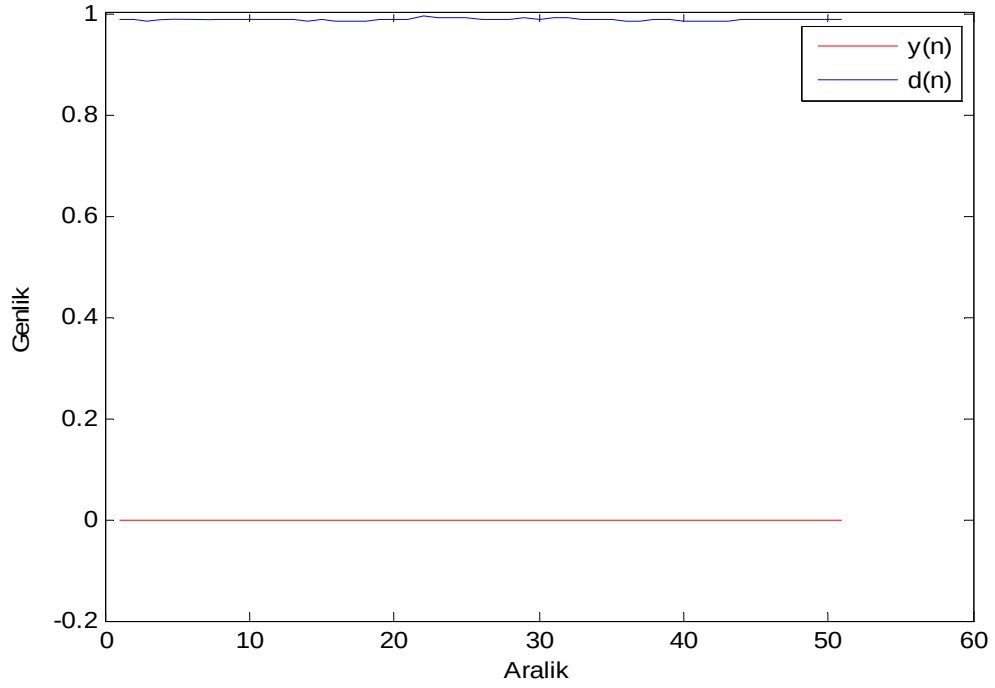
Şekil 6.7 Önerilen Algoritma Gürültü Temizleme Uygulaması

Şekil 6.7 de görüldüğü gibi algoritma gürültülü giriş işaretinden daha temiz kosinüs işareti elde etmiştir. Çıkış işaretine bakarak eğitici kümesi olmaksızın istenen işaret kestirimi yapan sistemler göre bu algoritmanın daha başarılı olduğu söylenebilir.

Bu algoritmaya rasgele değişen bir sinyal uygulayarak bir sonraki çıkışın kestirimindeki başarısı gözlenebilir. Ayrıca LMS ile karşılaştırılabilecektir. Önce LMS ye bu değişken sinyal uygulanırsa aşağıdaki şekiller simülasyon sonucunda elde edilmektedir.

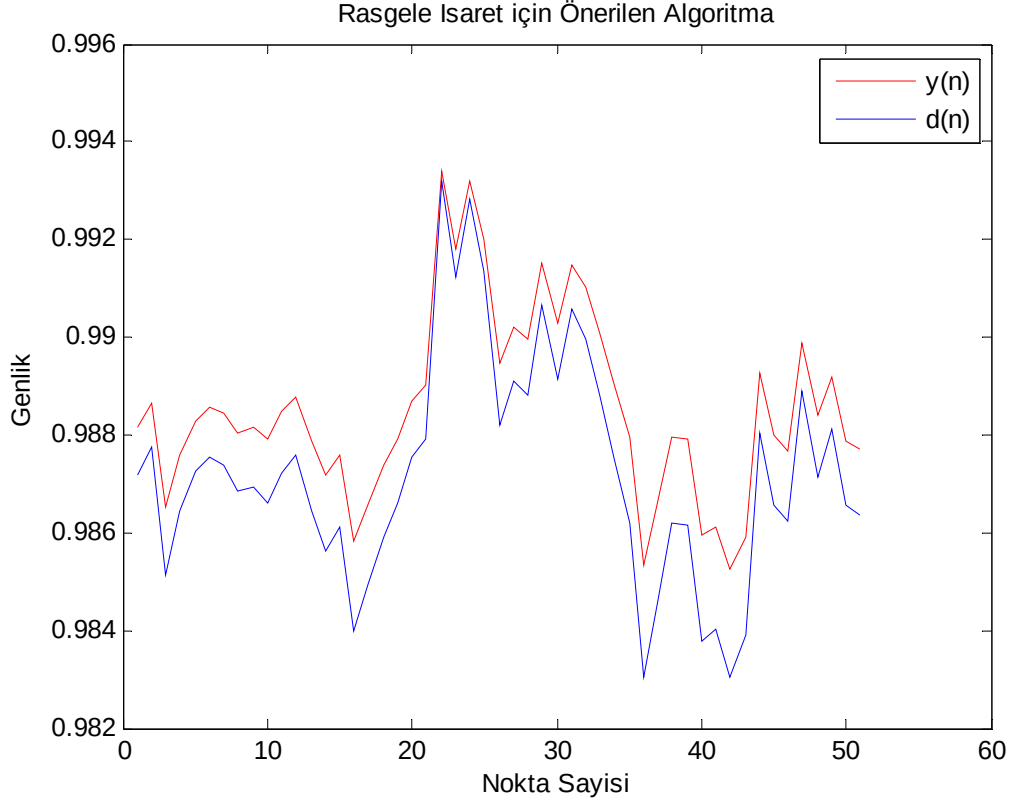


Şekil 6.8 Rasgele Değişen İşaret İçin LMS Hata Grafiği



Şekil 6.9 Rasgele Değişen İşaret İçin LMS Çıkışı ve İstenen İşaret

Şekil 6.8 ve Şekil 6.9 de görüldüğü gibi LMS'den değişken işaretler için başarısız sonuçlar elde edilmiştir. İstenen işaret $d(n)$ düzgün olarak belirlenemediği için doğru eğitime gerçekleşmemektedir. Bu nedenden $n+1$ anındaki çıkış kestirimi yapılamamaktadır.

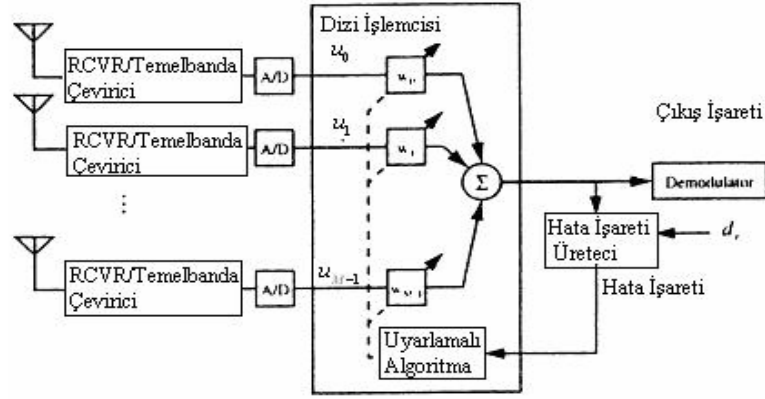


Şekil 6.10 Rasgele Değişken İşaret İçin Önerilen Algoritma Çıkışı ve İstenen İşaret Grafiği

Şekil 6.10 da olduğu gibi önerilen algoritma LMS e göre oldukça başarılı sonuçlar vermiştir. Önerilen algoritma işarete kilitlemiş ve doğru kestirim yapmıştır. Bunun en önemli nedeni yapısal olarak türeve benzemesidir. Böylece rasgele değişken bu işareti takip edebilmektedir. Sonuçlardan görüldüğü gibi bu algoritma kullanarak $n+1$ anındaki çıkış kestirimi yapılabilir.

6.3 Önerilen Algoritma İle Uyarlanabilir Anten Simülasyonu ve LMS ile karşılaştırılması

Dizi işaret işleme karmaşıklığı arttırılarak yüksek başarımlar elde edilebilir. Uyarlamalı (Adaptif) dizide ağırlık vektörleri uyarlamalı olarak belirlenerek yüksek başarımlar ve yüksek çözünürlük elde edilir. Şekil 6.10 da uyarlanabilir anten sistemi gösterilmiştir.



Şekil 6.11 Uyarlanabilir Anten Yapısı

Yukarıda, önerilen eğiticişiz algoritmanın gürültü temizlemedeki başarısı gösterilmiştir. Bu bölümde bu algoritmanın gürültü temizlemesi yanında mobil kullanıcıdan gelen haberleşme sinyallerinin geliş açısını kestirimi ve bu kestirilen açiya özel anten karakteristiğinin yönlendirilmesi gerçekleştirilmeye çalışılacaktır. Bu işlemlerdeki başarısı gösterilecektir.

Giriş sinyalini aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

$$u(t) = As(t)e^{-j\beta \cdot m \cdot \Delta x \cdot \cos \Phi \cdot \sin \theta} \quad (6.12)$$

Burada A rasgele bir kazanç, s(t) bilgi işaretidir.

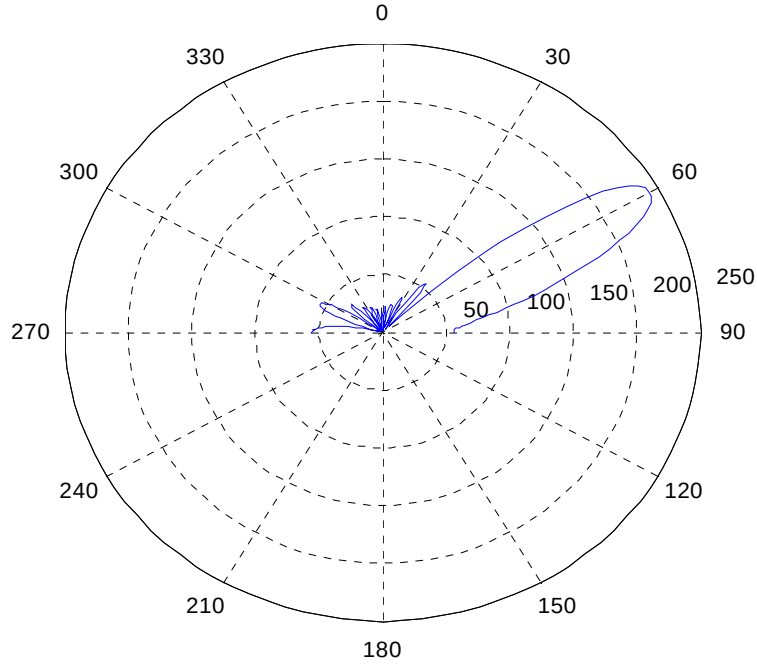
Dizi çıkışında alınan işaret y(t) şöyledir:

$$y(t) = \sum_{m=0}^{M-1} w_m u_m(t) = As(t) \sum_{m=0}^{M-1} w_m \cdot e^{-j\beta \cdot m \cdot \Delta x \cdot \cos \Phi \cdot \sin \theta} = As(t) f(\theta, \Phi) \quad (6.13)$$

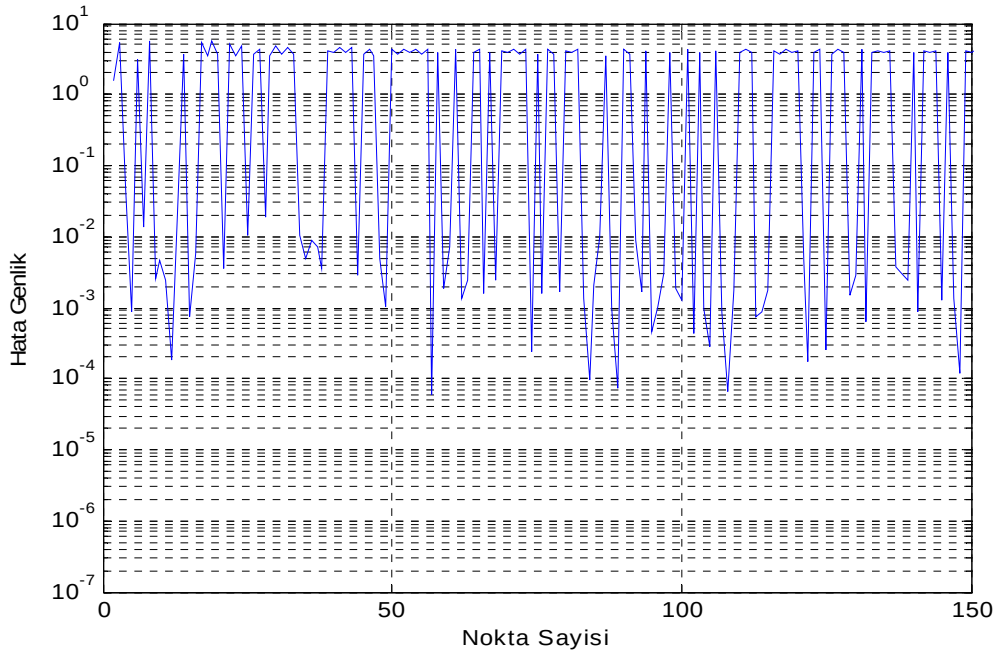
Burada, $f(\theta, \Phi)$ dizi faktörü olarak adlandırılmaktadır ve varış açısının (Direction Of Arrival, DOA) bir fonksiyonudur; $\{w_m\}$ dizi ağırlık vektörüdür, ağırlık vektörü ile istenilen bir doğrultuda dizi faktörünün ışıması en yüksek yapılabilir, yani anten karakteristiği biçimlendirmesi yapılabilir. Ayrıca M değeri kullanılan anten dizisi eleman sayısını göstermektedir. (Litva J., Lo T.K., (1996))

Matlab simülasyonunda sisteme geliş açısını önceden bilinen işareti uygulayarak sistemin performansı incelenebilir. Sisteme geliş açısı 60° olan bir sinyal uygulanmıştır. Sonuçta aşağıdaki grafikler elde edilebilir. Şekil 6.12 de görüldüğü gibi önerilen algoritma gelen

sinyalden sinyalin geliş açısını belirlemiş ve o açıya anten karakteristiği biçimlendirmiştir. Amaçlanan başarı elde edilmiştir.

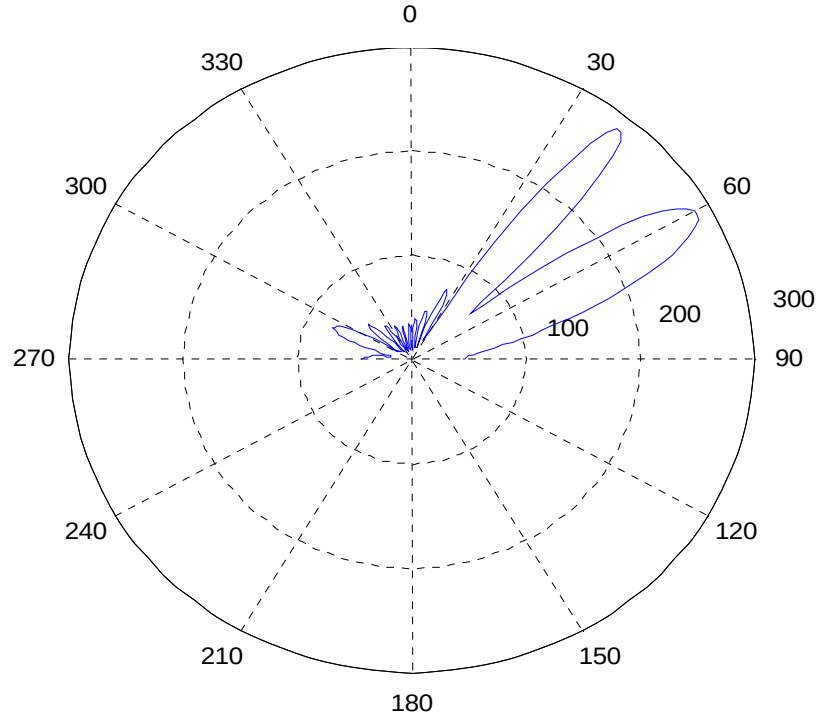


Şekil 6.12 Önerilen Algoritmanın Bir Giriş İçin Anten Karakteristiği Biçimlendirmesi



Şekil 6.13 Önerilen Algoritmanın Hata Grafiği

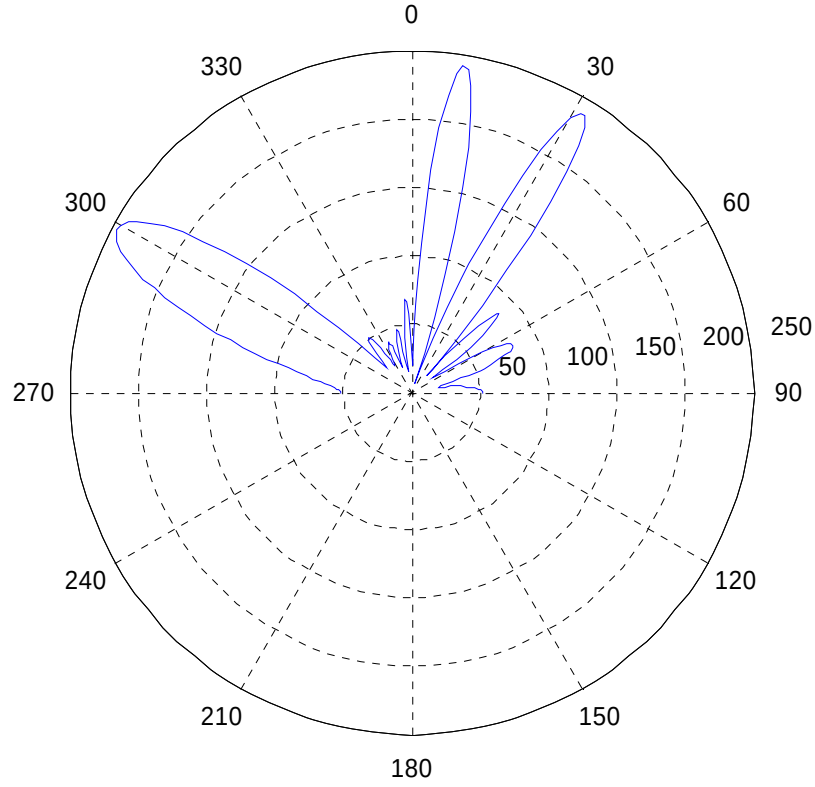
Şimdi sisteme geliş açıları iki farklı sinyal vererek performansını inceleyelim.



Şekil 6.14 Önerilen Algoritmanın Anten Karakteristiği Biçimlendirmesi

Şekil 6.14 de görüldüğü gibi algoritma sinyallerin varış açılarını belirlemiş ve o açılara anten karakteristiği biçimlendirebilmiştir. Bu sonuç önerilen algoritmanın birden fazla sinyalin bulunduğu sistemlerde kullanılabileceğini göstermektedir.

Bu ifadeyi güçlendirmek için sisteme bu kez üç farklı sinyal uygulayalım ve algoritmanın başarımını inceleyelim;



Şekil 6.15 Önerilen Algoritmanın Anten Karakteristiği Biçimlendirmesi

Şekillerden görüldüğü gibi tanımlanan eğitici-siz uyarlanabilir algoritma anten karakteristiği şekillendirme uygulamasında oldukça iyi performans göstermiş, beklenen anten karakteristiklerini oluşturmuştur. Ancak şekil 6.15 de görüldüğü gibi istenen açılara anten karakteristiği oluşturmaya rağmen az da olsa saçılmalar oluşmuştur. Kullanılacak yere bağımlı olarak bu saçılmalar göz ardı edilebilir.

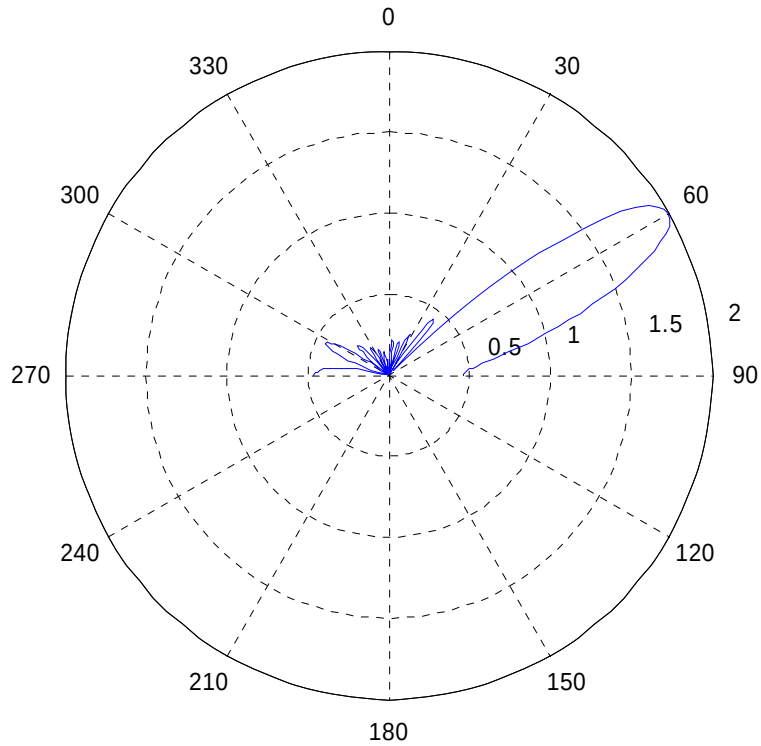
Bu algoritmanın, uyarlanabilir anten yapısında kullanılabileceği yukarıdaki simülasyonlar ile gösterildi. Şimdi yeni tanımlanan algoritmayı LMS algoritması ve Sato Algoritması ile karşılaştıralım.

Bu üç algortmada LMS algoritmasının katsayı güncelleme ifadesi kullanılmaktadır. Aralarındaki fark kestirim hatası $e(n)$ ifadesinin elde edilmesinden doğmaktadır. LMS istenen işaret ile çıkış işareti arasındaki farkı kestirim hatası olarak kullanırken diğer iki algoritma çıkış işaretini kullanarak kestirim hatasını elde edebilmektedir. Aşağıdaki çizelge 6.1 de her algoritma için kestirim hata ifadeleri verilmiştir.

Çizelge 6.1 LMS, Sato algoritması ve önerilen algoritma için kestirim hata ifadeleri

Algoritma	Hata İfadesi $e(n)$
LMS Algoritması	$d(n) - y(n)$
Sato Algoritması	$y(n) - \gamma \operatorname{sgn}(y(n))$
Önerilen Algoritma	$\frac{y(n-1) - y(n)}{ y(n-1) }$

Her üç uyarlanır sisteme de gelme açısı bilinen giriş işareti uygulanırsa;

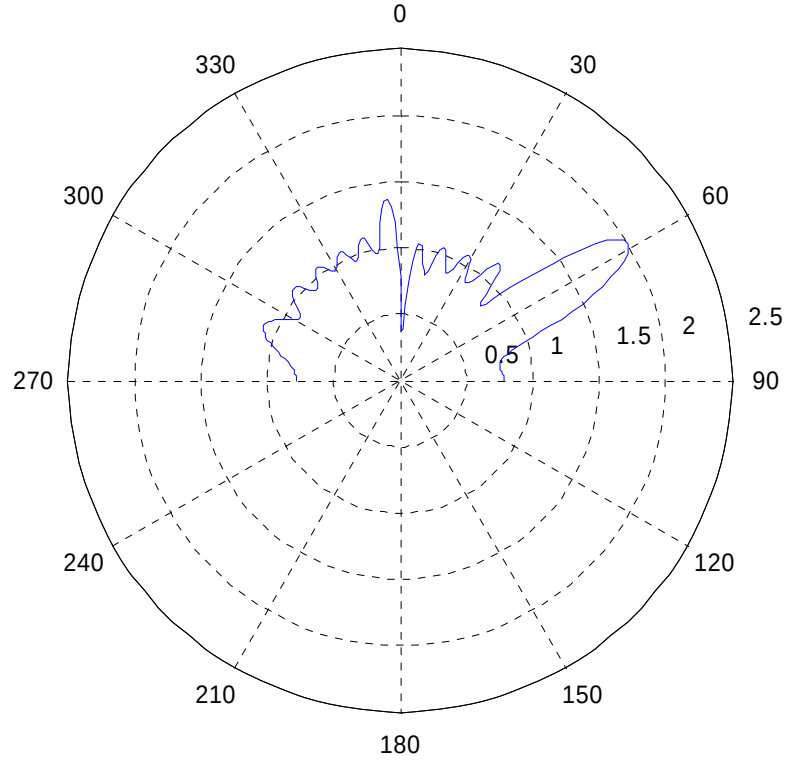


Şekil 6.16 LMS Kullanılan Uyarlanabilir Anten Simülasyonu Sonucu

Şekil 6.16 da görüldüğü gibi LMS istenen anten karakteristiği diyagramını oluşturmuştur. LMS algoritması günümüzde kullanılan uyarlanabilir antenlerde kullanılan algoritmadır.

Başarımı yüksektir.

Sato algoritması;

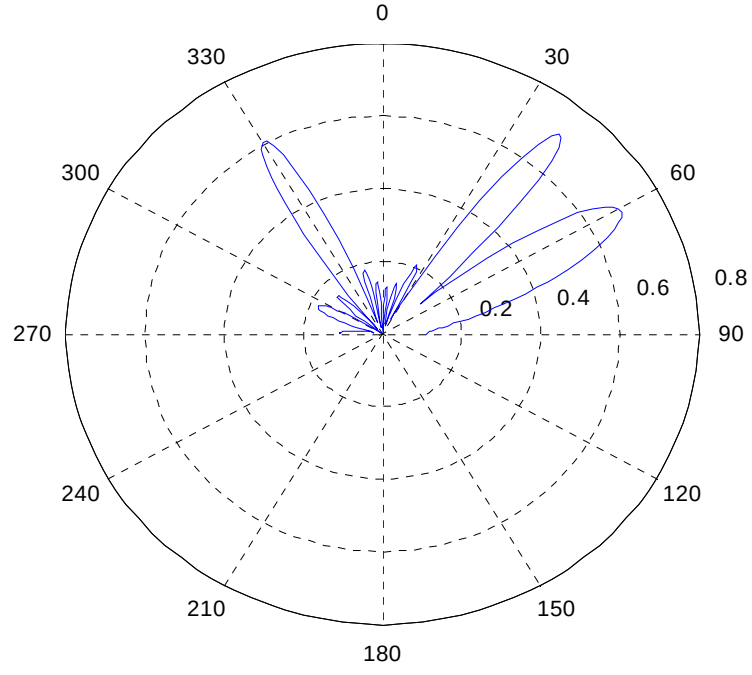


Şekil 6.17 Sato Algoritması Kullanılan Uyarlanabilir Anten Simülasyonu Sonucu

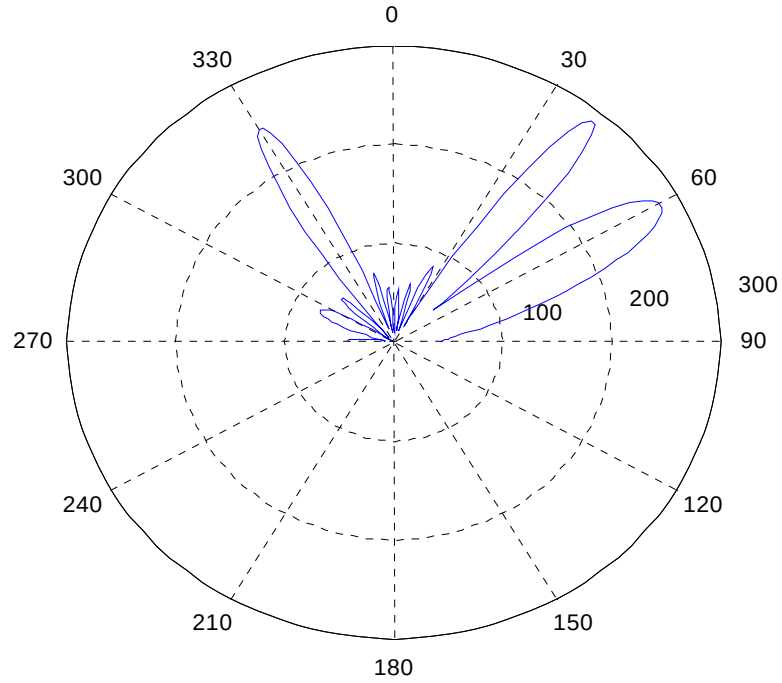
Şekil 6.17 de görüldüğü gibi Sato Algoritması istenen anten karakteristiği diyagramını oluşturmuştur. Fakat diğer açılardaki ışımaları bastıramamıştır. Bunun nedeni eğitici verisi $d(n)$ olmaksızın gelen işaretin varış açısını kestirmesidir. Kullanışlı bir sistem olmadığı ortadadır.

Yukarıdaki şekillerde görüldüğü gibi önerilen algoritma LMS kadar başarılı olmuştur. Sato Algoritması ise başarısız sonuç vermiştir. Bu işlemi istenen işaret olmadan sadece gelen sinyale göre yapabilir olması ve eğitici algoritma olan LMS kadar iyi sonuçlar vermesi bu algoritmanın pratik olarak kullanılabileceğini göstermektedir. Ancak sistemde uyarlama işlemi sürekli olacağından işlemciye fazla yük binecektir. Bu da maliyeti artıracaktır.

Şimdi aynı sistemlere aynı anda geliş açıları bilinen 3 farklı sinyal uygulayalım



Şekil 6.18 LMS İçin Üç Farklı İşaretli Uyarlanabilir Anten Simülasyonu Sonucu



Şekil 6.19 Önerilen Algoritma Kullanılan Uyarlanabilir Anten Simülasyonu Sonucu

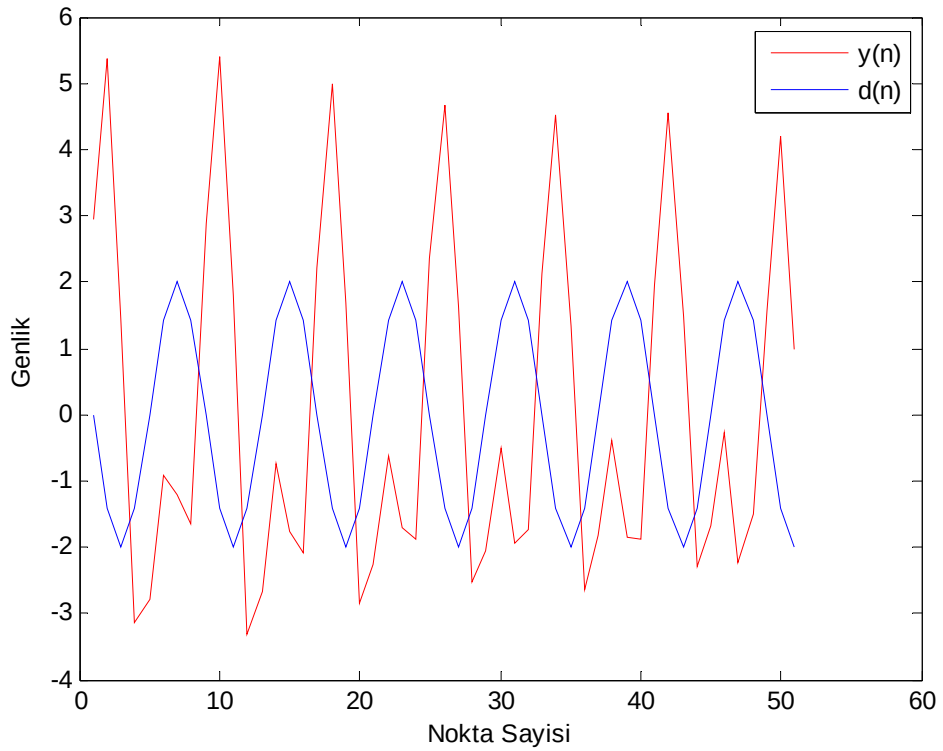
Şekil 6.18 ve şekil 6.19 da görüldüğü gibi tanımlanan algoritma, LMS kadar başarılı olmuştur. LMS ile bu algoritma arasında önemli bir fark bulunmaktadır. Bu fark, LMS algoritmali sistemlerde her farklı sinyal için ayrı optimum katsayıların belirlenmesidir. Ayrıca mobil kullanıcı gezgin olduğu için belli aralıklarla gelen açı belirleme yapılmalıdır. Bu da sistemin performansı için önemli olan zamanın harcanmasıdır. Yeni tanımlanan algoritmali sistem tek uyarlanma işlemi ile birden fazla farklı sinyali belirleyebilmektedir. Ayrıca uyarlama işlemi sürekli olduğu için kullanıcıdan gelen sinyalin gelme açısı değişimleri önemli sorun yaratmayacaktır. Çünkü bu algoritma açı değişimlerini sezecektir. Bu algoritmanın LMS göre avantaj ve dezavantajları şunlardır;

6.3.1 Önerilen Algoritmanın LMS Göre Avantajları;

- 1) LMS algoritması optimum katsayıları belirlemek için belli bir zamana ihtiyaç duyar. Optimum katsayıları belirledikten sonra bu katsayıları sistemde kullanılır. Yeni algoritma ise uyarlama için ek zamana ihtiyaç duymaz. Direkt gelen sinyalden kestirim yapar ve bu uyarlama işlemi sürekli olur. Zamandan tasarruf sağlanır.
- 2) LMS farklı sinyaller için farklı optimum katsayılar elde eder. Yani n tane giriş sinyali için n tane farklı uyarlama yapar ve bu işlemler sonucunda n tane optimum katsayılar elde eder. Yeni algoritma ise devamlı olan tek uyarlama ile farklı olan sinyalleri ayırabilir. Böylece işlem yükü hafifler.
- 3) LMS de elde edilen n tane katsayının saklaması için hafızaya ihtiyaç vardır. Yeni algoritmada bu kadar fazla katsayı olmadığı için hafızaya ihtiyaç duymaz.
- 4) Mobil kullanıcılar hareket halinde olabileceğinden LMSli sistemin zaman zaman kullanıcıları kontrol etmesi, gerekirse katsayıları tekrar güncellemesi gerekir. Yeni algoritma sürekli uyarlama işlemi yaptığı için kullanıcıları kontrol etmeye gerek yoktur.
- 5) LMS değişken sinyallerde başarılı değilken yeni algoritma değişken sinyallerde de iyi sonuçlar vermektedir.

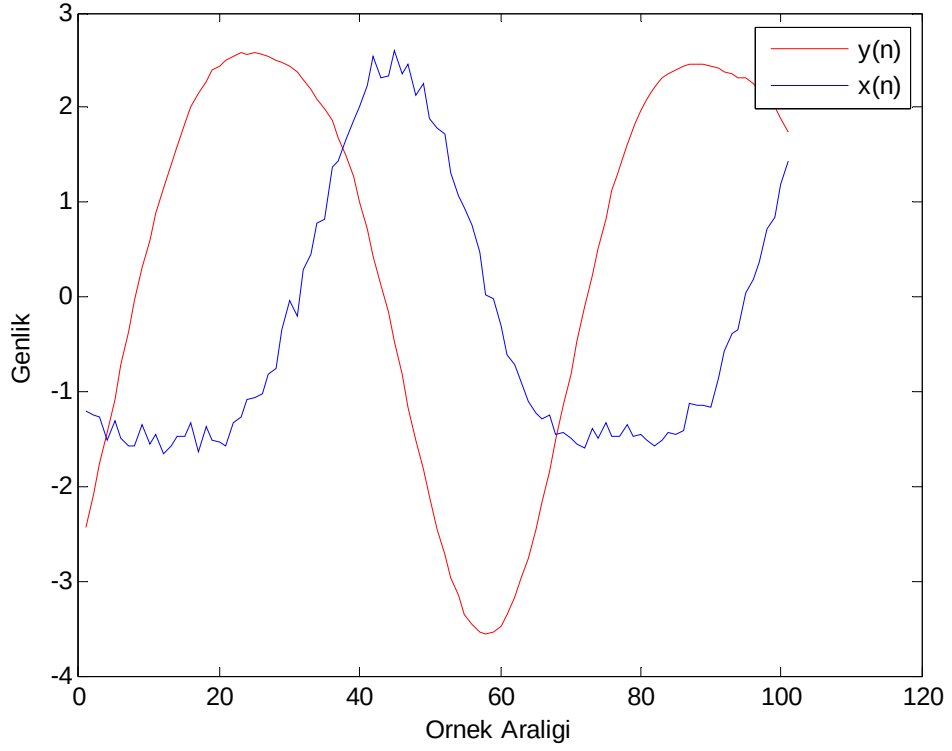
6.3.2 Önerilen Algoritmanın LMS Göre Dezavantajları;

- 1) Adım boyu parametresi ve örnekleme frekansı iyi ayarlanamazsa yeni algoritma yerel minimum noktalarına takılacak ve istenen performansı göstermeyecektir. Şekil 6.19 da bu durum görülmektedir. Sistem istenen işareti kestirememiş, anlamsız bir işaret sistemin çıkışında oluşmuştur.



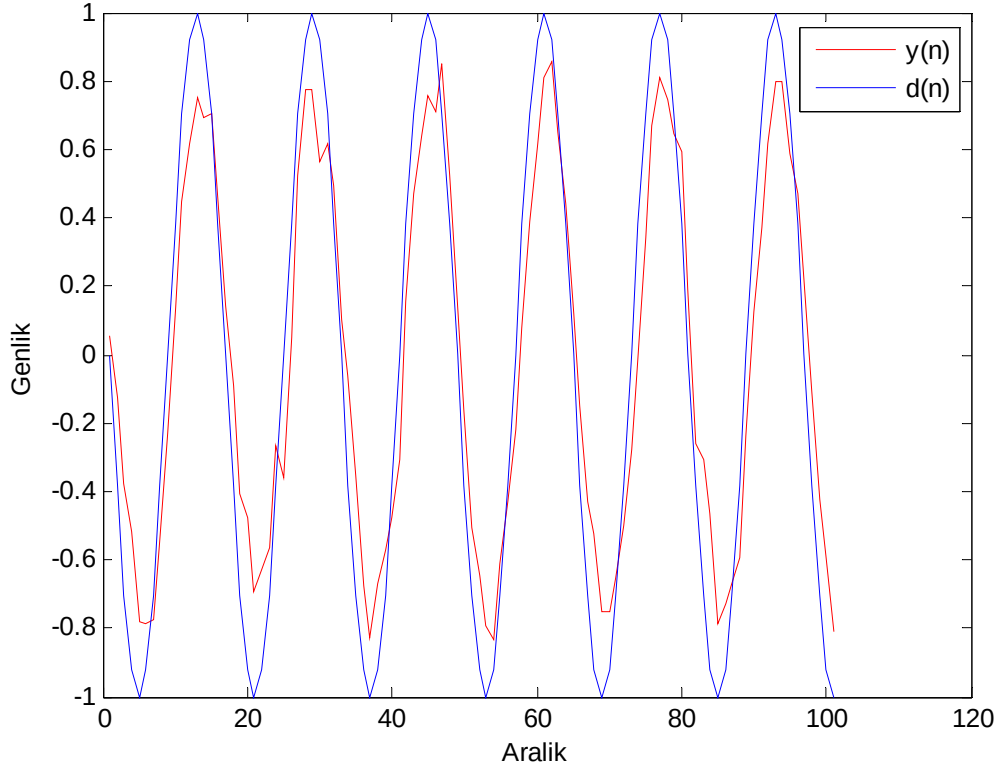
Şekil 6.20 Önerilen Algoritmanın Yerel Minimuma Takılması Durumu

- 2) Adım boyu parametresi ve örnekleme frekansı iyi ayarlanamazsa yeni algoritmadan elde edilen çıkış ile giriş arasında gecikmeler olabilir. Bu durum sistemin performansını olumsuz etkileyecektir. Şekil 6.20 de bu durum görülmektedir.



Şekil 6.21 Giriş ile Çıkış Arasındaki Gecikme Grafiği

- 3) Yeni algoritma sürekli yapılacağından işlem yükü artacaktır.
- 4) Eğer giriş işaretinin n anındaki değeri ile $n-1$ anındaki değeri birbirine çok yakın ya da aynı ise yeni algoritma bu noktalar için ağırlıkları güncellemeyecektir. Bu durumda elde edilen çıkış bu noktalarda bozuk olabilir. Şekil 6.21 de bu durum görülmektedir.



Şekil 6.22 Çıkış İşaretinde Geçiş Noktalarındaki Bozulmalar

- 5) Kimi durumlarda öğrenme adımı çok küçük seçilmelidir. Bu yüzden işlem yükü artacaktır.

7. SONUÇLAR

Bu tezde uyarlamalı antenlerde kullanılabilecek yeni kör (blind) uyarlanabilir algoritma oluşturmak ve bu tip antenleri bu algoritma ile tasarlamak amaçlanmıştır. Bunun için daha önce literatürde varolan belli başlı uyarlanabilir algoritmalar incelenerek yeni bir algoritma önerilmiştir.

Önerilen algoritma türev mantığında çalışmaktadır. Herhangi bir hedef veri olmadan istenen işaretin kestirimini yapabilmektedir. Birçok uyarlanabilir algoritmalar rasgele değişen işaretlerde kötü sonuçlar verirken, önerilen algoritma ile başarılı sonuçlar elde edilmiştir. Rasgele değişen işaret olarak İstanbul Menkul Kıymetler Borsasında (İMKB) işlem gören bir hissenin 5 dakikada bir örneklenmiş yıllık değerleri kullanılmıştır. Bu değerler önerilen algoritmaya uygulanarak hissenin bir sonraki değerinin elde edilmesine çalışılmıştır. Bu algoritma bir sonraki hisse değerini gerçek değerine yakın olarak kestirebilmiştir. Aynı işaret LMS'ye uygulandığında sistemden çok kötü bir çıkış elde edilmiştir.

Günümüz uyarlamalı anten sistemlerinde LMS algoritması yaygın olarak kullanılmaktadır. Önerilen algoritma ile uyarlamalı anten tasarımı yapılmış ve tasarlanan uyarlamalı antenin bilgisayar ortamında anten karakteristiği diyagramının simülasyonları yapılmıştır. Bu sonuçlar LMS kullanılan uyarlamalı anten ile karşılaştırılmıştır, karşılaştırma sonucunda önerilen algoritmanın, LMS algoritması kadar başarılı olduğu gözlenmiştir. Önerilen algoritma uyarlama işlemini hedef verisi kullanmadan sadece uyarlanabilir süzgece uygulanan giriş işaretini kullanmaktadır. Bu yüzden sistem ek uyarlama süresine ihtiyaç duymamaktadır. Ancak LMS algoritmasında uyarlama işlemi için hedef verisine ihtiyaç vardır ve eğitim esnasında ağırlıkları güncellemek için ek süre gerekmektedir. Ayrıca bu algoritma ile uyarlama işlemi başarılı bir şekilde sürekli olarak devamlı olabileceği gösterilmiştir.

Önerilen algoritmanın değişik örnekleme frekansı ve adım aralığı parametresi kullanılarak simülasyonları yapılmıştır. Bu simülasyonlarda örnekleme frekansı ve adım-boyu parametresi uygun seçilmediği durumlarda, algoritmanın yerel minimum noktalarına takıldığı görülmüştür. Algoritma yerel minimumlara takılmasa bile, örnekleme frekansı ve adım aralığı parametresi iyi ayarlanmadığından dolayı çıkış, istenilen işaret olarak elde edilememiştir. Bu durum önerilen algoritmanın dezavantajlarından biridir. Algoritmanın bir başka dezavantajı da LMS'ye göre daha karmaşık işlem yükü gerektirmesidir. Buda maliyetleri artıracaktır.

Sonuç olarak önerilen algoritma, uyarlamalı anten yapılarında, gürültü arındırma işlemlerinde, bir sonraki çıkış kestirimlerinde ve rasgele değişen işaret modellemelerinde kullanılmaya

uygun bir algoritmadır.

İleriki çalışmalarda bu algoritmanın Yapay Sinir Ağı yapılarına uygulanması hedeflenmiştir. Eğiticişiz ağılara alternatif bir yapı olarak sunulması öngörölmüşdür.

KAYNAKLAR

Chassaing Rulph, (2002) “DSP Applications Using C and the TMS320C6x DSK”. John Wiley & Sons, Inc.

Haykin S., (2002) “Adaptive Filter Theory”, Prentice Hall, Upper Saddle River, N.J.

Kohno R., (1998) “Spatial and Temporal Communication Theory Using Adaptive Antenna Array” 28 – 35, Personal Communications, IEEE [IEEE Wireless Communications] Volume5, Issue1, Feb1998.

Lehne P. H. and Pettersen M., (1999) “An Overview of Smart Antenna Technology for Mobile Communications Systems” IEEE Communications Surveys, Fourth Quarter 1999, vol.2 no.4.

Haykin S., (1994), “Neural Networks A Comprehensive Foundation, MacMillan College Publishing Company”, New York, 1994.

Karakoç M., Kavak A., (2004), “Smart Antennas for Wireless Communication Systems”, G.Ü. Fen Bilimleri Dergisi, Vol:17, No:3, ISSN 1303-9709.

Lambotharan S., Chambers J. A., (1998), “A New Blind Equalization Structure for Deep-Null Communication Channels”, IEEE Transactions on Circuits and Systems - II: Analog and Digital Signal Processing, Vol. 45 No.1 January 1998.

Petrus P., (1997), “Novel Adaptive Array Algorithms and Their Impact on Cellular System Capacity”, Dissertation submitted to the Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University in partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor of Philosophy in Electrical Engineering, 1997.

Ragheb M.K., Elramly S.H., Mostafa S., (2004), “DOA estimation using the LMS and the CMA algorithms in a macrocell environment modeled by the GBSBCM”, C4 - 1-11, Radio Science Conference, 2004. NRSC 2004. Proceedings of the Twenty-First National, 16-18 March 2004.

Ueng F.B, Su Y.T., (1995), “Adaptive IIR Blind Algorithms”, 942 – 943, Electronics Letters Volume 31, Issue 12, 8 June 1995.

Godara L.C., “ Smart Antennas”, The Electrical Engineering and Applied Signal Processing Series, CRC Press LLC, 2004.

Balanis C.A. “Antenna Theory and Design”, John Wiley and Sons 1997.

Okamoto G.T., “ Smart Antenna Systems and Wireless LAN” Kluwer Academic Publishers, 2002.

Rappaport T.S.,(2002) “ Wireless Communications Principles and Practice” Second Edition,Prentice Hall, Upper Saddle River, N.J. 2002.

ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi 03.05.1982

Doğum yeri Köyceğiz/ MUĞLA

Lise 1996-2000 Marmaris Sabancı Lisesi

Lisans 2000-2004 İstanbul Üniversitesi Mühendislik Fak.
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

Yüksek Lisans 2004-2007 Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektronik-Haberleşme Müh. Anabilim Dalı,
Elektronik Programı

Çalıştığı kurum(lar)

2004-2005 Umtaş A.Ş

2005-Devam ediyor YTÜ Elektronik- Haberleşme Müh. Bölümü
Araştırma Görevlisi