

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

STEREOFONİK AKUSTİK YANKI GİDERME

Elektronik ve Haberleşme Müh. Güner ARSLAN

F.B.E. Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği
Anabilim Dalında hazırlanan

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı : Yrd. Doç. Dr. F. Ayhan SAKARYA

İSTANBUL, 1996

İÇİNDEKİLER

KISALTMALAR.....	iii
TEŞEKKÜR.....	iv
ÖZET.....	v
ABSTRACT.....	vi
 I. GİRİŞ.....	 1
1.1. Akustik Yankı Problemi.....	1
1.2. Stereofonik Akustik Yankı.....	3
 II. MEVCUT YÖNTEMLER.....	 5
2.1. Uyarlamalı Akustik Yankı Gidericileri.....	6
2.2. Dekonvolüsyon ile Akustik Yankıların Giderilmesi.....	18
 III. ÖNERDİĞİMİZ YAKLAŞIM ve YÖNTEMLER.....	 21
3.1. Hüzme Yönlendiriciler ile Uzaysal Süzgeçleme.....	22
3.2. Konuşmacının Yerinin Tespit Edilmesi (Geliş Açısı Kestirimi).....	28
3.2.1. Goertzel Algoritması ile Geliş Açısı Kestirimi.....	29
3.2.2. Geliştirilmiş Doğrudan Frekans Kestirimi Tekniği (GDFKT) ile Geliş Açısı Kestirimi.....	32
3.2.3. MUSIC Yöntemi ile Geliş Açısı Kestirimi.....	34
3.2.4. Yapay Sinir Ağı Kullanarak Geliş Açısı Kestirimi.....	37
3.2.5. İlişkili Sinyaller için Geliş Açısı Kestiricisi.....	42
 IV. BENZETİŞİMLER.....	 44
4.1. Uzaysal Süzgeçleme Benzetişimleri.....	44
4.1.1. Dar Bantlı Sinyaller.....	44
4.1.2. Geniş Bantlı Sinyaller.....	47
4.2. Konuşmacı Yerinin Tespiti Benzetişimleri.....	49
4.2.1. Goertzel Algoritması Benzetişimleri.....	49
4.2.2. Geliştirilmiş Doğrudan Frekans Kestirimi Tekniği (GDFKT) Benzetişimleri.....	59
4.2.3. MUSIC Algoritması Benzetişimleri.....	68

4.2.4 Yapay Sinir Ağı Benzetişimleri.....	76
4.2.5 İlişkili Sinyaller için Geliş Açısı Kestiricisinin Benzetişimleri....	80
V. GELECEK ÇALIŞMALAR ve SONUÇLAR.....	83
KAYNAKLAR.....	86
SÖZLÜK.....	92



KISALTMALAR

ADSP	<i>Analog Devices Signal Processor (Analog Devices Sinyal İşlemcisi)</i>
CCITT	Consultative Committee for International Telegraphy and Telephony (Uluslararası Telegraf ve Telefon Danışma Komitesi)
DFKT	Doğrudan Frekans Kestirimi Tekniği (DFET: Direct Frequency Estimation Technique)
DYZB	Dönen Yankıyı Zayıflatma Başarımı (ERLE: Echo Return Loss Enhancement)
EKKO	En Küçük Karesel Ortalama (LMS: Least Mean Square)
GDFKT	Geliştirilmiş Doğrudan Frekans Kestirimi Tekniği (NDFET: Normalized Direct Frequency Estimation Technique)
ISDN	Integrated Service Digital Network (Birleştirilmiş Hizmetli Sayısal Ağ)
MUSIC	Multiple Signal Classification (Çoklu Sinyal Sınıflandırma)
NEKKO	Normalize En Küçük Karesel Ortalama (NLMS: Normalized Least Mean Square)
ÖEKK	Özyinelemeli En Küçük Kareler (RLS: Recursive Least Square)
SGO	Sinyal Gürültü Oranı (SNR: Signal to Noise Ratio)
YSA	Yapay Sinir Ağı (Artificial Neural Network)
AFD	Ayrık Fourier Dönüşümü (DFT: Discrete Fourier Transform)

TEŞEKKÜR

Bu tezi oluşturan çalışmaları birlikte yaptığımız tez hocam Yrd. Doç. Dr. F. Ayhan SAKARYA'ya ve Boğaziçi Üniversitesi öğretim üyelerinden Yrd. Doç. Dr. Fikret GÜRGEN'e, yardımlarından dolayı başta Murat AYTEKİN olmak üzere tüm çalışma arkadaşlarıma ve yoğun çalışmalarım sırasında bana destek olan eşim Süeda ARSLAN'a teşekkürü bir borç bilirim.

Güner ARSLAN

ÖZET

İki kapalı mekanda bulunan insanların haberleşmelerini sağlamak amacıyla her iki odaya mikrofonlar ve hoparlörlerin yerleştirildiği ve bunların telefon hatları üzerinden bağlandığı sistemlere telekonferans sistemleri denilmektedir. Telekonferans sistemlerinin kullanım alanları gün geçtikçe artmaktadır. Bu teknoloji sayesinde, televizyon kanalları düzenledikleri paneller ve tartışma programlarını farklı şehirde bulunan iki stüdyoda aynı anda yapabilmekte, şirketler yönetim kurulu üyelerinin bir kısmı önemli bir iş gezisindeyken yönetim kurulu toplantılarını eksiksiz yapabilmektedirler. Yapılan hesaplamalar sonucu etkin bir telekonferans sistemi geliştirildiği takdirde, iş adamlarının milyonlarca dolarlık ulaşım masraflarının büyük ölçüde azalacağı belirlenmiştir. Fakat bu sistemlerin etkin olarak kullanılabilmesi için akustik yankı sorununun çözülmesi gerekmektedir.

Bir odada bulunan hoparlörden çıkan sesin odanın akustik özelliklerine göre yankı eklenmesi sebebiyle bozulup mikrofondan alınarak diğer odaya gönderilmesi, ve diğer odada aynı işlemler sonucu geri dönmesi sebebiyle, sonsuz bir döngü oluşmaktadır. Gidiş dönüş hattı üzerinde oluşan bu sonsuz döngü sesin kalitesini bozmakta, daha kötüsü bazen ötmelere sebep olmaktadır.

Akustik yankıların giderilmesi için uzun yıllardır çalışılmaktadır. İlk kullanılan yöntem, telefon hatlarında başarıyla kullanılan uyarlamalı yankı gidericilerdir. Fakat akustik yankıların uzun gecikmeler içermesi ve stereofonik durumda uyarlama işleminin hem alıcı hem verici odanın akustik değişimlerini izlemesi gerekmesi sebebiyle stereofonik akustik yankı gidermede uyarlamalı yöntemler iyi sonuç vermemektedir.

Bu tez kapsamında ele alınan yöntem, her iki odaya bir mikrofon dizisi yerleştirmek ve bir çeşit uzaysal süzgeçleme yapan hüzmeye yönlendiriciler yardımıyla konuşmacının sesinin odanın akustiğinden bağımsız şekilde alınmasını sağlamak ilkesine dayanmaktadır. Bunu gerçekleştirmek için öncelikle konuşmacının yerinin belirlenmesi gerekmektedir ki bu tezin ağırlığını bu kısım oluşturmaktadır.

Gösterilmiştir ki, doğrusal ve eşit aralıklarla yerleştirilmiş mikrofon dizisi kullanıldığında ses dalgalarının geliş açısının kestirimi, frekans kestirimine eşdeğer olmaktadır. Bu sebeple; Goertzel Algoritması gibi bilinen bir frekans kesitirimi algoritması, bizim tarafımızdan geliştirilen Geliştirilmiş Doğrudan Frekans Kestirimi Tekniği, en çok kullanılan geliş açısı kestiricilerinden MUSIC algoritması, bizim tarafımızdan önerilen bir yapay sinir ağı geliş açısı kestiricisi ve son olarak Cadzow'un önerdiği ilişkili Sinyaller için Geliş Açısı Kestiricisi probleme uygulanmış ve bilgisayar benzetişimleri yapılmıştır.

İkinci adım olan istenen sinyali süzme işlemi için bir darbantlı sinyal ve 3 sinüsün toplamı şeklinde modellenen bir genişbantlı sinyal kullanılmış ve her iki durum için de benzetişimler yapılmıştır.

Çalışmalarımızın sonucu, hüzmeye yönlendirme tekniklerinin, stereofonik akustik yankı gidermede etkin olarak kullanılabilecek bir yöntem olduğu ve üzerinde çalışılması gerektiği ortaya konmuştur.

ABSTRACT

Teleconference systems consist of microphones and loudspeakers which are placed in two rooms and connected with telephone lines. These systems are used in many areas in communications. For example, TV companies can connect two of their studios, which are in different cities, and company meetings can be done without absence of their members who may be out of town. Researches show that if these systems can be more lifelike, traveling cost of businesspeople which might be billions of Dollars can be dramatically reduced. However, in order to be able to use these systems properly, the acoustic echo cancellation problem must be solved first.

In these systems, speech of a speaker in the transmitter room is picked up by a microphone and is transmitted to the listeners in the receiver room. Microphones in the receiver room pick up this speech, with the echoes due to both of the transmitter and the receiver rooms, and then they transmit it back to the transmitter room. If nothing were done, this would repeat itself and the speech would distort.

Researches on the cancellation of acoustic echoes have been continuing for many years. The first approach applied to acoustic echo cancellation problem was adaptive echo cancellation, which perfectly worked for on line echo cancellation. However, since acoustic echoes have much larger impulse responses than line echoes, and in the stereophonic case adaptive echo cancellers have to track variations both in the receiver and transmitter rooms, adaptive filters are not very useful for the stereophonic acoustic echo cancellation.

The acoustic echo cancellation method used in this thesis is based on spatial filtering of the speech embedded in its echoes, and thus transmitting only the speech signal. This can be done by using microphone arrays and beamforming techniques. The first step in this technique is to locate the speaker's position.

It can be shown that the direction of arrival estimation of plane (sound) waves from the data received at spatially separated points is similar to the frequency estimation of the signal from its samples. Therefore, we apply the Goertzel algorithm, a well known frequency estimation technique; Normalized Frequency Estimation Technique which we developed by modifying an adaptive method; MUSIC algorithm, the most used direction of arrival angle estimation technique; a neural network which we have proposed; and an estimator for coherent sources which Cadzow proposed. We have run the simulations for comparative performance evaluation.

The second step in our work was spatial filtering. We implemented a filter for a narrowband signal and another one for a broadband signal. We have modeled the broadband signal as a sum of three sinusoids.

We have seen that the beamforming approach to Stereophonic Acoustic Echo Cancellation problem is very promising and could be developed further and adapted to real-time applications. As a result, we can use beamforming techniques as a solution to the stereophonic acoustic echo cancellation problem.

I. GİRİŞ

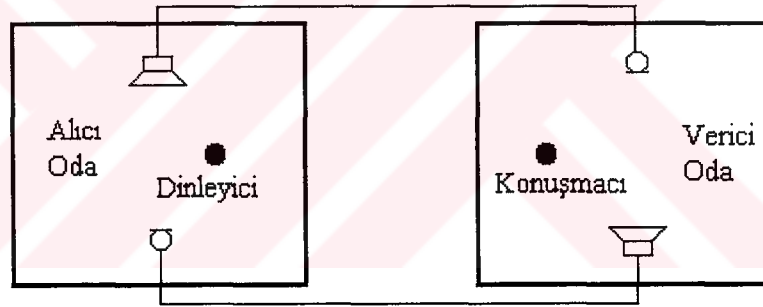
Günümüzde haberleşme teknolojisi oldukça hızlı bir şekilde ilerlemektedir. Gelişmiş ülkeler, haberleşme ağlarını bir uçtan diğerine kadar sayısal hale getirmektedirler. Bunun en güzel örneği ISDN (Integrated Services Digital Network) standardıdır. Bu standart haberleşme sistemi 64 kbit/saniye'lik iki devre anahtarlama kanalı ile 16 kbit/saniye'lik bir paket anahtarlama kanaldan oluşmaktadır. Bu sistem sayesinde band genişliği artırılan telefon hatlarının ses kalitesi artmaktadır. Ses iletimi ile yetinmeyen insanlar için, konuştukları kişileri karşılarında bulunan bir ekranda görebilecekleri telefon sistemleri de kullanılmaya başlanmıştır. Bu gelişmelerin bir halkası olarak sesin daha gerçekçi iletilmesi amacıyla çok kanallı haberleşme sistemleri ortaya çıkmıştır. Müzik kayıtlarında ve yayımlarında uzun yıllardır kullanılan stereo etki, günümüzde sesli haberleşme sistemlerine de girmiştir. Tek kanallı haberleşme sistemlerinde sesin geliş yönü ile ilgili hiçbir bilgi iletilmediğinden ses gerçekçiliğini bir ölçüde yitirmektedir. Oysa en az iki kanallı bir haberleşme sistemi (stereo) kullanılarak sesin geliş yönü hakkında da bilgi iletilmektedir. Bu gelişme sayesinde haberleşme sisteminin her iki ucunda, birden fazla insanın bulunduğu telekonferans gibi durumlarda, dinleyiciler karşı tarafta konuşan kişinin kim olduğuna karar verirken sadece ekrandaki görüntüyü değil aynı zamanda sesin geliş yönünü de kullanabilmektedirler.

Çok kanallı sistemleri kullanmadan önce bir kapalı alanda bulunan hoparlör ile mikrofon arasındaki hava bağlantısından oluşan akustik yankı probleminin çözülmesi gerekmektedir. Tek kanal durumunda mevcut yöntemlerle yeterince giderilebilen (Sondhi ve diğerleri, 1994) akustik yankılar iki veya daha fazla kanal kullanıldığında, kanallar arasındaki sinyallerin birbirleriyle çok yüksek dereceden ilişkili (Aynı konuşma sinyalinin farklı yerlerden yapılan kayıtları) olmaları sebebiyle giderilmeleri güçleşmektedir.

1.1. Akustik Yankı Problemi

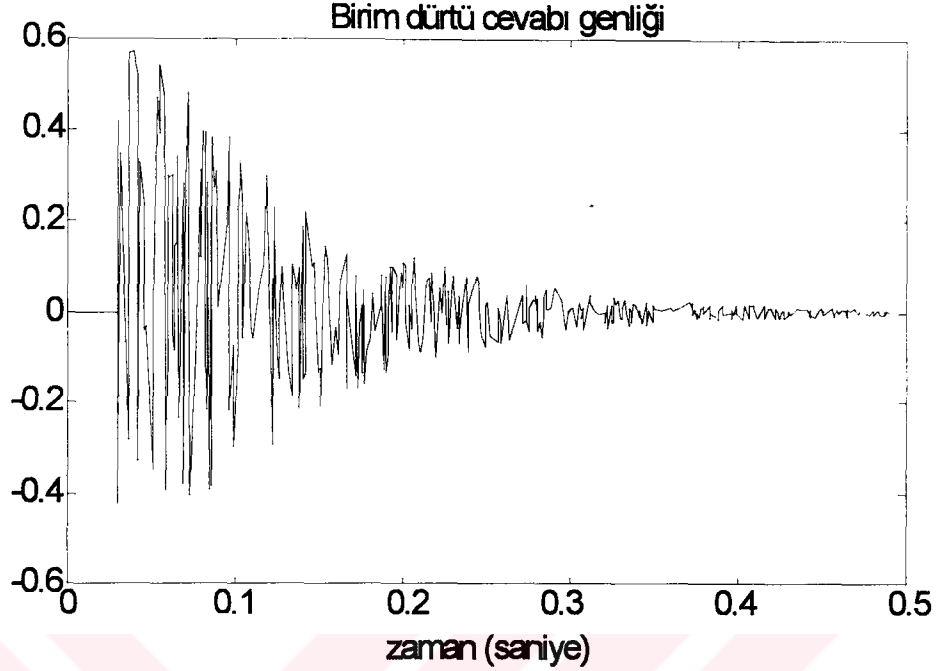
Akustik yankının ne anlama geldiği ve nasıl oluştuğunu anlamak için Şekil 1.1'deki basit haberleşme sistemini ele alalım. Sistem bir alıcı ve bir verici odadan

oluşmaktadır. Her iki odada, sesi diğer odaya iletmek için birer mikrofon ve diğer odadan gelen sesi almak için birer hoparlör bulunmaktadır. İki odada bulunan iki ayrı konuşmacının aynı anda konuşma ihtimali göz önüne alınırsa her iki hattın da sürekli olarak açık olması gerektiği anlaşılr. Maalesef iki hattın açık olması bir sorun teşkil etmektedir; verici odadaki bir konuşmacının sesinin karşıya iletildiğini düşünelim. Bu ses alıcı odada bulunan hoparlörden yankılanıp odanın akustik özelliklerini ifade eden bir birim dürtü cevabından geçtikten sonra burada bulunan mikrofon yardımıyla alınıp tekrar verici odaya dönecektir. Verici odada konuşmacının sesine eklenip tekrar döngüye giren bu sinyal, müdahale edilmediği takdirde bir sonsuz döngüye girecektir. Fakat daha kötü bir durum, gidiş ve geliş hattının kazancının büyük olması durumunda oluşmaktadır. Bu durumda döngü bir süre sonra hatlardaki elektronik aletleri (yüksekteç v.s.) doyuma götürecek ve bir ötme sesi doğacaktır.



Şekil 1.1. İki kapalı mekanı birbirine bağlayan basit bir haberleşme sistemi.

Akustik yankıların giderilmesi için ilk akla gelen yöntem, telefon hatlarında 2-4 tel dönüştürücülerinin empedans uygunsuzluğu sebebiyle oluşturduğu yankıyı gidermekte çok yaygın olarak kullanılan uyarlamalı yankı gidericilerdir (Sondhi ve diğerleri, 1980). Fakat hat yankılarının yanında akustik yankıların birim dürtü cevabı çok uzundur. Bir telefon hattı yankısı bir kaç 10 ms'yi geçmezken bir akustik yankı 500-600 ms'lik bir gecikmeyi bile aşabilir (Furui ve diğerleri, 1992). Şekil 1.2'de modellenmiş bir oda birim dürtü cevabı görülmektedir (Antweiler ve diğerleri, 1995).



Şekil 1.2. Modellenmiş bir odanın birim dürtü cevabı.

Akustik yankıların hat yankılarından çok daha uzun birim dürtü cevabı olması (Svensson, 1993) Şekil 1.1'deki gibi bir sistemde oluşan akustik yankının giderilmesini zorlaştırmaktadır. Fakat, Sondhi ve diğerlerinin (1994) belirttiğine göre bu durumda akustik yankıyı giderebilen pratik devreler günümüzde başarıyla kullanılmaktadır.

1.2. Sterofonik Akustik Yankı

Akustik yankıların giderilmesinde aşılamayan sorun iki (sterefonik durum) veya daha fazla kanal kullanıldığı durumda ortaya çıkmaktadır. Günümüzde, bu tür yankı ve ötmeleri önlemek için kullanılan çözümler arasında yönlü mikrofonlar kullanma, herkesin önüne bir mikrofon koyma veya bir mikrofonun elden ele dolaştırılması sayılabilir. Bunlara ek olarak bir teknisyen haberleşme sistemine müdahale etmektedir. Bu teknisyen, konuşulan odanın gönderme hattını açıp dönüş hattını kapamaktadır. Bu sayede karşı odaya iletilen sesin geri dönmesi önlenmektedir. Oysa bu, iki ayrı odada bulunan konuşmacıların aynı anda konuşmalarını ve birinin diğerine müdahale etmesini imkansız hale getirmektedir.

Bu çalışmanın amacı elle kumandaya gerek duymayan akustik yankı giderici çeşitlerini incelemek, bunların eksik kalan yönlerini giderebilecek yeni yöntemler önermektir.



II. MEVCUT YÖNTEMLER

Telekonferansın kullanıldığı alanlar her geçen gün artmaktadır. Büyük televizyon şirketlerinin iki ayrı stüdyosunda bulunan iki grubun, aynı yerdeymiş gibi birbirleriyle tartışmalarını sağlayan bu teknoloji, günümüzde şirketler arası toplantılarda hatta şirket içi toplantılarda da kullanılmaya başlanmıştır. Bir şirketin başkanı iş görüşmesi için dünyanın uzak bir köşesinde iken merkezdeki yönetim kurulu toplantısına katılabilmesini de sağlayan bu teknolojiye akustik yankının yol açtığı sakıncalar şu anda nasıl giderilmektedir ?

En basit çözüm Uluslararası Telegraf ve Telefon Danışma Komitesi (CCITT)'nin belirlediği standartlara uygun olarak herkesin önüne birer mikrofon koymaktır. Bu şekilde hoparlörden gelen ses mikrofona çok yakın duran kişiye göre düşük güçte olacağından verici odadan gelen ses çok büyük bir sorun teşkil etmeyecektir. Fakat onlarca kişilik iki grubu birbiriyle haberleştirmek için bu çok pratik bir yöntem değildir. Bu durumda bir mikrofon konuşan kişiler arasında elden ele dolaştırılmaktadır. Bu ise karşılıklı tartışma ortamını bozmaktadır. Birine cevap vermek isteyen bir kişi mikrofonun kendisine verilmesini beklemek zorunda kalmaktadır.

En iyi çözüm yolu ise yönlü mikrofonlar kullanmaktır (Chu, 1995). Belli açıdan gelen sesleri alıp diğerlerini zayıflatın bu tür mikrofonlar sayesinde verici odadan gelen sesin geri gitmesi önlenir. Eğer yönlü mikrofonların yüksek kazançlı yönleri konuşmacılara doğrultulur ve düşük kazançlı taraflarına da hoparlörler yerleştirilirse verici odadan gelen sesler mikrofondan zayıflatılarak alınacak ve bir sorun teşkil etmeyecektir. Bu yöntemin kötü yanı ise mikrofonların her konuşmacı değişiminde yeni konuşmacıya doğrultulmaları gerekmesi ve bunun ya mekanik sistemlerle ya da el ile yapılması gerekmesidir. Ayrıca hoparlörlerin, hiçbir zaman mikrofonların yüksek kazançlı doğrultularına denk gelmeyecek şekilde belli noktalara konması gerekmesi ve bunların yerlerinin değiştirilememesi gereği de diğer bir sorundur. Tüm bu sorunlara ek olarak, kullanılacak olan yönlü mikrofonlar çok pahalıdır (Chu, 1995).

Burada $g_1(t)$ ve $g_2(t)$ kaynaktan mikrofona kadar olan yolu modelleyen birim dürtü cevapları, $h_1(t)$ ve $h_2(t)$ alıcı odadaki hoparlörlerle birinci mikrofona kadar olan yolu simgeleyen birim dürtü cevaplarıdır. Bu birim dürtü cevapları, mikrofona ve hoparlör karakteristikleri ile odanın akustiğini modellemektedir.

Verici odada bulunan kaynağın bir konuşmacı olduğunu düşünelim. Bu kişi konuşuyor ve sesi $g_1(t)$ ve $g_2(t)$ yolları üzerinden mikrofona ulaştıktan sonra alıcı odada hoparlörlerden dinleyicilere ulaşıyor. Fakat istenmeyen bir şekilde $h_1(t)$ ve $h_2(t)$ yollarından birinci mikrofona ulaşarak verici odadaki birinci hoparlöre geri dönmektedir. Burada tekrar mikrofona ulaşan ses sonsuz bir döngü içine girmektedir. Anlatılan bu döngü aynen alıcı odadaki ikinci mikrofona ve verici odadaki ikinci hoparlör üzerinden de kapanmaktadır fakat bu döngülerden birinin incelenmesi simetrik olmaları dolayısıyla yeterlidir.

Bu döngüyü ortadan kaldırmak için Şekil 2.1'deki gibi uyarlamalı süzgeçler kullanılabilir. Bu süzgeçlerin etkisini incelemek için y sinyalinin ifadesini yazalım;

$$y = h_1(t) * g_1(t) * s(t) + h_2(t) * g_2(t) * s(t) \quad (2.1)$$

burada $s(t)$ kaynaktan üretilen konuşma sinyali, “ $*$ ” ise konvolüsyon operatörüdür.

Verici odadaki hoparlöre geri beslenen e hata sinyalini yazarsak;

$$e(t) = \left([h_1(t) - \hat{h}_1(t)] * g_1(t) + [h_2(t) - \hat{h}_2(t)] * g_2(t) \right) * s(t) \quad (2.2)$$

veya vektörel biçimde;

$$e(t) = y(t) - \hat{\mathbf{h}}_1^T \mathbf{x}_1 - \hat{\mathbf{h}}_2^T \mathbf{x}_2 \quad (2.3)$$

Bu eşitlikte $\hat{\mathbf{h}}_1$ ve $\hat{\mathbf{h}}_2$ uyarlamalı süzgeç katsayılarından oluşan N boyutlu vektörler $\mathbf{x}_1 = [x_1(t), x_1(t-1), \dots, x_1(t-N+1)]^T$ ve $\mathbf{x}_2 = [x_2(t), x_2(t-1), \dots, x_2(t-N+1)]^T$ hoparlör sinyalinin geçmiş N tane örneğini içeren vektörler ve T ise transpoz operatörünü göstermektedir.

Hata sinyalini daha kapalı bir şekilde gösterebiliriz;

$$e(t) = y(t) - \hat{\mathbf{h}}^T \mathbf{x} \quad (2.4)$$

Burada $\mathbf{h} = [\mathbf{h}_1^T \ \mathbf{h}_2^T]^T$ ve $\mathbf{x} = [\mathbf{x}_1^T \ \mathbf{x}_2^T]^T$ şeklindedir.

N yeterince büyük kabul edilirse;

$$y(t) = \mathbf{h}_1^T \mathbf{x}_1 + \mathbf{h}_2^T \mathbf{x}_2 = \mathbf{h}^T \mathbf{x} \quad (2.5)$$

$\mathbf{h}_1$ ve $\mathbf{h}_2$ alıcı odanın gerçek birim dürtü cevaplarıdır. Hatayı yeniden yazarsak;

$$e(t) = (\mathbf{h} - \hat{\mathbf{h}})^T \mathbf{x} = \tilde{\mathbf{h}}^T \mathbf{x} \quad \tilde{\mathbf{h}} = \mathbf{h} - \hat{\mathbf{h}} \quad (2.6)$$

Bu durumda En Küçük Karesel Ortalama (EKKO) algoritması şöyle ifade edilebilir;

$$\hat{\mathbf{h}}(t+1) = \hat{\mathbf{h}}(t) + \mu e(t) \mathbf{x}(t) \quad (2.7)$$

veya eşdeğer olarak;

$$\tilde{\mathbf{h}}(t+1) = \tilde{\mathbf{h}}(t) + \mu e(t) \mathbf{x}(t) \quad (2.8)$$

Bu algoritma ile uyarlamalı süzgeçler uyarlanıp, geri beslenen sinyali sıfır yapmaya çalışmaktadırlar. Pratikte, her iki odadan aynı anda konuşulduğu sırada uyarlama algoritması doğru çalışmadığından bu durumu tespit edip uyarlama işlemini durduran bir dedektör kullanılmaktadır (Chao ve diğerleri, 1991).

Uyarlamalı Akustik Yankı gidericilerinin zayıf yönleri nedir sorusunu cevaplamak için Uyarlamalı Süzgeçlerin yakınsamasının nasıl ve hangi hızda olduğu sorusunu bir yana bırakarak başka bir noktaya bakalım. Amaç geri beslenen sinyali sıfır yapmak olduğundan;

$$\tilde{\mathbf{h}}_1 * \mathbf{x}_1 + \tilde{\mathbf{h}}_2 * \mathbf{x}_2 = 0 \quad (2.9)$$

Şekil 2.1'deki sistemdeki kaynağın bir konuşmacı olduğunu ve diğer odada kimsenin konuşmadığını düşünürsek yukarıdaki eşitlik;

$$[\tilde{\mathbf{h}}_1 * \mathbf{g}_1 + \tilde{\mathbf{h}}_2 * \mathbf{g}_2] * s(t) = 0 \quad (2.10)$$

şeklini alır. $s(t)$ konuşma sinyalidir. Bu eşitliği frekans düzleminde yazarsak;

$$[(\tilde{H}_1(\omega))G_1(\omega) + (\tilde{H}_2(\omega))G_2(\omega)]S(\omega) = 0 \quad (2.11)$$

Önce tek kanal durumunu ele alalım: yani ikinci mikrofonların ve hoparlörlerin olmadığı durumda $G_2 = 0$;

$$[(H_1(\omega) - \hat{H}_1(\omega))G_1(\omega)]S(\omega) = 0 \quad (2.12)$$

Görüldüğü gibi $G_1(\omega)S(\omega)$ çarpımının sıfır olmadığı durumlarda çözüm $\hat{H}_1(\omega) = H_1(\omega)$ 'dır. Yani uyarlamalı süzgeç alıcı odanın birim dürtü cevabına uyarlanmak zorundadır. $h_1(t)$ birim dürtü cevabı, uyarlamalı süzgecin onu takip

edebileceği kadar yavaş değişmektedir (Sondhi ve diğerleri, 1994). Dolayısıyla böyle bir sistemde tek kanal kullanıldığında geri besleme önlenebilmektedir.

Şimdi iki kanal durumunu ele alalım. Bu durumda $S(\omega)$ 'nın sıfır olmadığı durumlarda, eşitlik

$$(H_1(\omega) - \hat{H}_1(\omega))G_1(\omega) + (H_2(\omega) - \hat{H}_2(\omega))G_2(\omega) = 0 \quad (2.13)$$

şeklini alır.

Bu eşitliğin tek çözümü olmadığından, uyarlamalı süzgecin istediğimiz çözüm olan $H_1(\omega) = \hat{H}_1(\omega)$ ve $H_2(\omega) = \hat{H}_2(\omega)$ çözümüne uyarlanması garanti edilemez. Fakat tek sorun bu değildir. Eşitliğin $g_1(t)$ ve $g_2(t)$ 'ye bağlı olması da bir sorun teşkil eder. $h_1(t)$ ve $h_2(t)$ 'nin sabit kalsa bile $g_1(t)$ ve $g_2(t)$ 'deki değişimler uyarlamalı süzgecin değişmesini gerektirir. Oysa $g_1(t)$ ve $g_2(t)$ verici odadaki küçük bir değişiklikte bile oldukça büyük miktarda değişim göstermektedir. Örneğin verici odada konuşma sırasının bir kişiden diğerine geçmesi, burada bulunan bir kişinin hareket etmesi, kapı v.s. açılması kapanması sırasında $g_1(t)$ ve $g_2(t)$ oldukça büyük oranda değişmektedir. Oysa uyarlamalı bir süzgecin hem $h_1(t)$ ve $h_2(t)$ 'deki değişimleri hem de $g_1(t)$ ve $g_2(t)$ 'deki değişimleri izleyebilmesi çok zordur (Sondhi ve diğerleri, 1994).

Uyarlamalı süzgeçlerle akustik yankıların giderilmesi konusunda halen birçok araştırma yapılmaktadır. Bu araştırmaların amacı daha hızlı çalışan ve çok kanal durumunda bile her zaman istenen birim dürtü cevabına yakınsayan bir teknik geliştirmektir. Bu bölümün bundan sonraki kısmında bu konuda yapılan en son çalışmalar hakkında bilgi verilecektir.

Uyarlamalı süzgeçlerin stereofonik durumda hem alıcı hem de verici odanın birim dürtü cevaplarını izleyebilmesinin çok güçtür. Bu sorunu gidermek için Benesty ve

diğerleri (1995), Geliştirilmiş EKKO algoritmasını önermişlerdir. Klasik EKKO ve Özyinelemeli En Küçük Kareler (ÖEKK) algoritmaları stereo sistemlere uygulanırken yapılan işlem, iki kanala ayrı birer uyarlamalı süzgeç koymaktır. Bu işlem sırasında iki kanal arasındaki çapraz ilişki ihmal edilmektedir. Oysa bu ilişki her iki süzgecin yakınsama hızını düşürmektedir. Bu sebeple önerdikleri geliştirilmiş EKKO iki kanallı çalışmakta ve bu iki kanal arasında çapraz ilişki olduğunu kabul etmektedir. 256 taplı uyarlamalı süzgeçler üzerinde yaptıkları benzetişimlerle, geliştirilmiş EKKO'nun geleneksel EKKO'ya göre karesel ortalama hatayı 20 dB kadar azalttığı gözlenmiştir.

Stereofonik durumda mono durumun 4 katı uyarlamalı süzgeç gerekmesi ve iki kanal arasındaki çapraz ilişkinin yakınsama hızını büyük ölçüde yavaşlatması sebebiyle Minami (1995) ses sinyalinin ilişkili ve ilişkisiz iki kısma ayırma mantığına dayalı bir algoritma önermiştir. Ayırma işlemi sonunda ilişkili kısım için tek bir uyarlamalı süzgeç kullanılarak yankının büyük bir kısmı giderilebilmektedir. İki kanal bir şekilde ilişkisizleştirildiği için bu yöntem aslında sözde-stereofonik yankıları gidermektedir. Bu teknikle 64 taplı EKKO kullanarak, 100 ms uzunluğunda birim dürtü cevabı olan 30 dB Sinyal Gürültü Oranına (SGO'na) sahip bir odayı modellemiş ve 35 dB Dönen Yankıyı Zayıflatma Başarımı (DYZB; gerçek yankı ile artan yankının güçlerinin oranı ile tanımlanır) elde etmişlerdir.

Stereofonik durumda uyarlamalı süzgecinin her zaman istenen çözümü yakınsamasını sağlamak için iki kanal arasındaki çapraz ilişki kullanılabilir. Gerçekte bu ilişki zamanla çok az bir değişim göstermektedir. Fakat Shimauchi ve diğerleri (1995) göstermiştir ki bu ilişkinin her değişiminde uyarlamalı süzgeç istenen çözüme yaklaşmaktadır. Bu mantığı dayandırarak önerdikleri stereo izdüşümü yöntemi her iki kanaldaki ses sinyalinin duyma eşiğinin altında müdahale ederek (modülasyon, süzgeçleme, gürültü ekleme v.s gibi) çapraz ilişki değerini değiştirmekte ve süzgeç cevabının istenen çözümü yakınsaması sağlanmaktadır. 500 taplı iki süzgeci, 150 ms uzunluklu birim dürtü cevabı olan bir oda modeli üzerinde denemiş ve 20 dB DYZB'ye ulaşmışlardır.

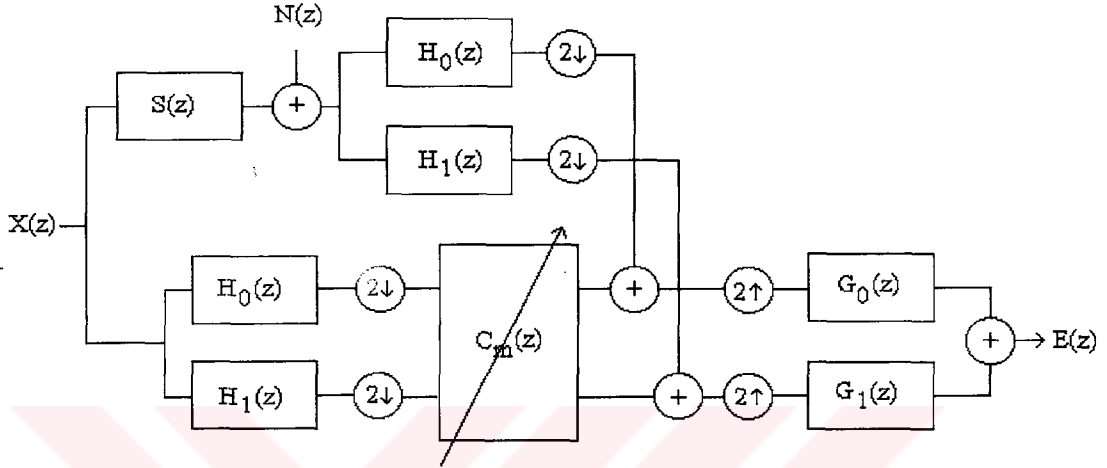
Buraya kadar anlatılan tüm bu yöntemler sterefoninin yol açtığı sorunu çözmek için önerilmiş fakat bir odanın birim dürtü cevabını en fazla 150 ms kabul etmişlerdir. Bu çok iyi bir yaklaşıklık değildir. Gerçekte 500-600 ms'yi (Furui ve diğerleri, 1992) aşabilen bu birim dürtü cevaplarını modellemek için binlerce taplık uyarlamalı süzgeçler gerekmektedir. Süzgeç derecesinin artması sistemi yavaşlatığından pratik uygulanabilirliği azalmaktadır. Bu sorunun üzerinde de birçok çalışma yapılmıştır. Amaç çok yüksek dereceden uyarlamalı süzgeçleri hızlandırmak veya daha düşük dereceden süzgeçler ile odayı modellemek ve pratik uygulanabilir bir sistem elde etmektir.

Asherif ve diğerleri (1994) tarafından önerilen bir yöntem çok uzun olan birim dürtü cevabını eşit uzunluklu küçük bloklara bölmektedir. Her küçük bloğu frekans düzlemine geçirip burada işlemek suretiyle 4096 örnek (256 ms) uzunluklu bir birim dürtü cevabı için, zaman düzlemi yöntemlerinin sadece %18'i kadar çarpma işlemi kullanmışlardır. Algoritma, birim dürtü cevabını, 256 örneklik alt bloklara böldüğü takdirde 8 ms'lik bir geciktirmeye sebep oluyor ve 4 saniye içinde 35 dB DYZB'ye ulaşabiliyor.

Frekans düzleminde uyarlama işlemini gerçekleştiren diğer bir algoritma El Hel Wani ve diğerleri (1995) tarafından önerilmiştir. Bu algoritmanın Asherif ve diğerlerinkinden (1994) tek farkı alt blokları üst üste çakışan şekilde seçmeleri ve her blok için çakışma ölçüsü kadar uyarlama işlemini tekrarlamalarıdır. Bu mantık işlem yükünü arttırmasına rağmen yakınsama hızını arttırmaktadır.

Gilloire ve diğerlerinin (1992) önerdiği yöntem alt bantlara ayırma yöntemidir. Şekil 2.2'de ikili alt banta ayırma yöntemi ile çalışan bir akustik yankı giderici görülmektedir. Mikrofon çıkışına eklenen gürültü yakın uç konuşma sinyali kabul edilebilir. Mikrofondan alınan sinyal analiz süzgeç bankından geçirilerek 2 banda ayrılır. Aynı işlem orjinal sese de uygulanır. $H(z)$ odanın birim dürtü cevabını modelleyen uyarlamalı süzgeç bankını göstermektedir. Süzgeç çıkışları ile gerçek sinyaller arasındaki fark almarak hata sinyalleri elde edildikten sonra bunlar sentezleme süzgeç bankında

girerek hata sinyali oluştururlar. Bu model M 'li alt banta ayırma işlemi için geliştirilebilir. Bu yöntemle geleneksel EKKO veya Normalize EKKO (NEKKO) algoritmalarına göre önemli ölçüde hız kazanıldığı Attalah ve diğerleri (1995) tarafından da ispatlanmıştır.



Şekil 2.2. İkili alt bant ayrıştırma ile yankı giderme blok diyagramı.

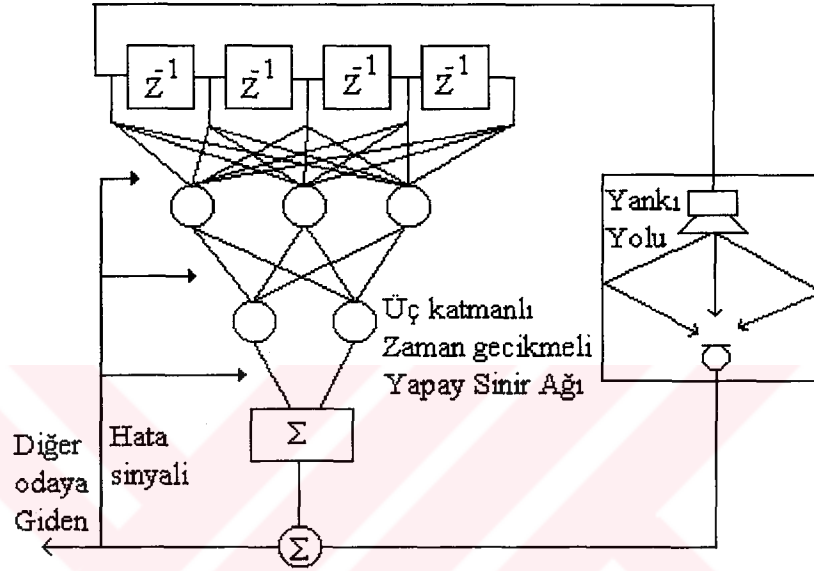
Buraya kadar anlatılan tüm yöntemler sonlu birim dürtü cevaplı uyarlamalı süzgeç yapısı kullanmaktadır. Bunun sebebi bu yapının çok basit olması ve her zaman kararlı çalışmalarıdır. Fakat bir odanın birim dürtü cevabını modellemek için 1000'lerce taplık süzgeç gerekirken, çok daha az taplı sonsuz birim dürtü cevaplı süzgeçler bu odayı modelleyebilmektedir. Yapılan deneyler sonunda tipik bir telekonferans sistemindeki yankı yolunun 10.-20. dereceden bir sonsuz birim dürtü cevaplı süzgeç ile modellenebileceği görülmüştür. Bu sayede daha az işlem yüküne sahip ve daha hızlı yakınsayan uyarlamalı süzgeçler yapmak mümkün olabilmektedir. Maalesef sonsuz birim dürtü cevaplı süzgeçli yankı gidericilerde iki odadan aynı anda konuşulduğunda kararsız duruma geçme olabilmektedir. Sonsuz birim dürtü cevaplı süzgeçlerin kararsız duruma geçmemesi için bir denetim sistemi gereklidir. Fakat bu denetim sistemlerinin işlem yükleri çok fazladır. Chao (1991) ve arkadaşı tarafından önerilen bir yöntem, denetim sisteminin işlem yükünü büyük ölçüde azaltarak sonsuz birim dürtü cevaplı yankı gidericilerin sonlu birim dürtü cevaplı yankı gidericiler ile işlem yükü açısından rekabet edebilmesini sağlamıştır. Tahernehadi ve diğerleri (1995) tarafından ADSP-21020 sinyal

işlemcisi üzerinde gerçekleştirilen bu yöntemle 15000 yineleme sonunda gerçek konuşma sinyali ile 30 dB'lik DYZB'ye ulaşılabilmektedir.

EKKO tabanlı akustik yankı gidericilerin yüksek ilişkili sinyaller söz konusu olduğunda yakınsama hızlarının düşmesi sebebiyle önerilen diğer bir algoritma Hızlı Newton (Petillon ve diğerleri, 1994) transversal süzgecidir. Newton tipi algoritmalar, uyarlama işleminde maliyet işlevinin ikinci türevini kullanırlar ki bu aslında öz ilişki matrisidir. Orta boyutlu süzgeçlerin bu matrisini kestirmenin maliyetinin çok yüksek olması hızlı Newton yöntemlerinin doğmasına sebep olmuştur. Bu teknikler $L \times L$ boyutundaki öz ilişki matrisini daha küçük $N \times N$ boyutundaki matrisi kullanarak kestirmektedir. Bu algoritmaların temel mantığı kestirim algoritmasının derecesinin süzgeç derecesinden küçük seçilebileceğidir. Konuşma sinyali için bunun doğru olduğu deneyler sonucunda görülmüştür; bu deneyler 8. ile 20. dereceden kestirimcilerin yeterli olduğunu göstermişlerdir. Petillon ve diğerleri (1994) bu mantığı izleyerek geliştirdikleri uyarlamalı yankı gidericinin karesel ortalama hatayı 20. dereceden bir kestirici kullanarak NEKKO'ya göre 20 dB kadar azaltabilmişlerdir.

Yankı gidericilerin yakınsama hızını ve yankı bastırma oranını artırmak için Martin ve diğerleri (1995) tarafından önerilen diğer bir yöntemde bilinen uyarlamalı yankı giderici sistemine ek olarak NEKKO yapısında uyarlanırlar ek bir sonlu birim dürtü cevaplı süzgeç kullanmıştır. Klasik yapı birim dürtü cevabının küçük gecikmelerini modellerken uzun gecikmeleri ve artan yankıyı bastırmak için bunların yüksek oranda bulunduğu frekansları zayıflatarak yankıyı gidermeye çalışan, frekans seçmeli ek uyarlamalı süzgeç kullanılır. Aynı makalede önerilen ikinci bir yöntem bir kanal için iki mikrofon kullanarak çalışmaktadır. Gösterilmiştir ki iki mikrofon birbirinden yeterince uzaktaysa (0.4 m) bu mikrofonlarla yapılan kayıtlar birbirinden uzaysal boyutta ilişkisizdir. Bu durumda bir Wiener süzgeci (Haykin, 1994) yankıyı belli ölçüde giderebilmektedir. 4 saniyelik konuşma parçaların kullanılarak 700 ms uzunluğunda birim dürtü cevabına sahip bir odada 30 dB SGO'lu bir ortamda 2800. dereceden bir akustik yankı giderici ile 1.5 saniye içinde 40-50 dB'lik bir DYZB'ye ulaşılabilmektedir.

Akustik yankı gidericilerin başarımını düşüren diğer bir etken olan hoparlörlerin doğrusal olmayan karakteristiklerinin etkisini gidermek için Birkett ve diğerleri (1995) tarafından önerilen Yapay Sinir Ağı (YSA) içeren iki sistem Şekil 2.3 ve 2.4'de gösterilmiştir.



Şekil 2.3. Zaman gecikmeli YSA kullanan Yankı Giderici yapısı.

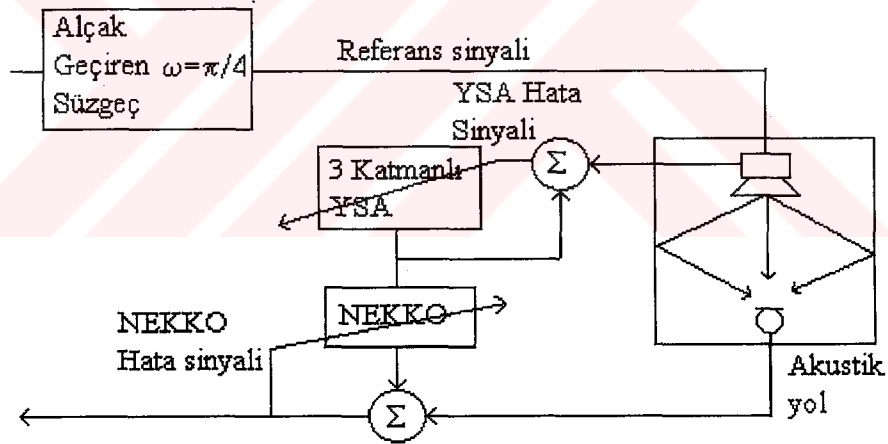
NEKKO ile yapılan karşılaştırmalı başarımların incelemelerinde büyük SGO değerlerinde NEKKO daha iyi sonuç vermektedir. Bunun sebebi yapay sinir ağlarının doğrusal olmayan düğümlerinin oluşturduğu çok küçük hatalardır. Fakat daha yüksek gürültü seviyelerinde Şekil 2.3 ve Şekil 2.4'deki yapılar daha iyi sonuç vermektedir. 16 Khz örnekleme hızı ile ve 600 taplık uyarlamalı süzgeç ile 32000 yinleme sonunda Şekil 2.3'deki yapı 25 dB DYZB'ye ulaşırken NEKKO 15-20 dB de kalmakta, Şekil 2.4'deki yapı ise 40 dB ye ulaşabilmektedir.

NEKKO yankı gidericilerin yakınsama hızlarını artırmanın bir yolu alt bantlara ayırmaktır (Tanrikulu ve diğerleri, 1995), bu şekilde hem işlem hızı hem yakınsama süresi azaltılabilmektedir. Fakat sonlu birim dürtü cevaplı süzgeçleri kullanarak yapılan alt bantlara ayırma ve sentez aşamaları arasında yapılan uyarlama işleminin yan bantlarda

işleminin yan bantlarda kalan enerji sebebiyle sisteme hata sokması akla keskin kenarlı ve söndürme bandında yüksek zayıflatma özelliği bulunan sonsuz birim dürtü cevabı süzgeçleri getirmektedir. Bu süzgeç banklarının mükemmel genlik cevabına karşılık doğrusal olmayan bir faz cevabı vardır. Fakat insan kulağının faza duyarlı olmaması (Chabries ve diğerleri, 1995) sebebiyle bu bir sorun teşkil etmemektedir. Önerilen yapı kullanılarak 512 taplı tam bant NEKKO ile dörtlü alt bant ayırma işlemi 32 ms'lik çerçeve uzunluğu kullanılarak karşılaştırılmıştır. Farklı kişilerle yapılan deneylerin ortalama sonucu şöyledir:

	max DYZB (dB)	ortalama DYZB (dB)	10 dB ye ulaşma süresi (ms)
NEKKO	17.9	8.63	304
Önerilen	19.7	11.19	64

Tablo 2.1.



Şekil 2.4. NEKKO/YSA kaskat yankı giderici.

Konuşma sinyalinin düşük frekanslara toplanmış olması gerçeğinden yola çıkarak Heitkamper (1995) tarafından önerilen diğer bir yöntemle göre konuşma sinyali iki alt banda ayrılır. Düşük frekans bandına geleneksel uyarlamalı akustik yankı giderme yöntemi uygulanırken üst frekans bandında kalan yankı basit bir otomatik kazanç kontrolü ile bastırılmaktadır. Şöyle ki; verici odadan kaynaklanan sesler belli bir eşik

üzerinde güce sahip olacağından bu sesler birim kazançlı iletilirken eşğin altındakiler yani diğer odadan gelenler zayıflatılmaktadır.

Yasukawa ve diğerleri (1995) tarafından önerilen algoritma iki kanal arasındaki ilişkiyi yok ederek uyarlamalı süzgecin başarımını arttırmayı amaçlamaktadır. Alt bant ayrışımı ve sinyal ilişkisizlendirme işlemlerinin bir arada kullanılması ile 4000 taplı sonlu birim dürtü cevaplı süzgeç kullanılarak 30 dB DYZB'ye ulaşılabilmektedir. İlişkisizlendirme işlemi konuşma sinyalinden alınan iki çerçeve arasındaki ilişki katsayısının hesaplanması ve bu sayı ile çarpılan ikinci çerçevenin birinci çerçeveden çıkarılması esasına dayanmaktadır. Uyarlama işlemi sırasında NEKKO algoritmasının öğrenme katsayısını sinyalin gücünün, hatanın gücüne oranı ile orantılı şekilde değişken seçilerek Değişken EKKO algoritması önerilmiş ve bu şekilde NEKKO algoritmasından 10 dB daha iyi sonuç elde edilmiştir. Üç yöntemin birleştirilmesi durumunda 30 dB DYZB'ye ulaşılabilmekte ve aynı zamanda burada NEKKO algoritması kullanıldığı duruma göre daha hızlı yakınsama görülmektedir.

Capman (1995) tarafından önerilen algoritma alt bantlara ayırma işlemi yanı sıra uyarlama işlemi için ÖEKK algoritmasını kullanmaktadır. Bu yöntemin alt bant ayırıştırmalı NEKKO algoritması ile karşılaştırması Tablo 2.2'de görülmektedir:

	NEKKO	ÖEKK
Otalama DYZB (dB)	10.5	17.5
En büyük DYZB (dB)	21.0	37.0
10 dB'ye ulaşma süresi (ms)	320	120

Tablo 2.2.

Akustik yankıları gidermek için son zamanlarda önerilen birkaç algoritma yukarıda özetlenmiştir. Morgan'ın (1995) da gösterdiği gibi EKKO tabanlı uyarlamalı süzgeçler akustik yankı gidermek için yavaş kalmaktadırlar. Yukarıdaki algoritmaların hepsi Stereфонik Akustik Yankı gidermede karşılaşılan güçlüklerden sadece birini ele

almış ve onu aşmak amacıyla yeni birçok yöntem önermiştir. Hatta önerilmiş olan yöntemler arasında melez sistemler de vardır. Fakat uyarlamalı yöntemlerle bu sorunun giderilebileceği konusunda bir ispat yokken bu yöntemlerin stereofonik akustik yankı giderme problemi için yavaş kaldığına dair birçok yayın vardır (Morgan, 1995). Algoritmaların bir kısmı stereofonik etki sebebiyle oluşan sorunları gidermeye çalışırken diğerleri uzun birim dürtü cevabında kaynaklanan sorunlara yoğunlaşmıştır.

Sonuç olarak stereofonik akustik yankıların birim dürtü cevaplarının çok uzun olması, stereofoni durumunda uyarlama işleminin istenen çözüme gitmesinin garanti olmaması, uyarlama işleminin sadece alıcı değil aynı zamanda verici odadaki akustik değişimlere bağlı olması ve bu değişimlerin çok hızlı olabilmesi sebebiyle bu tür yankıların uyarlamalı yöntemlerle etkili olarak giderilmesi çok güç gözükmektedir.

2.2. Dekonvolüsyon ile Akustik Yankıların Giderilmesi

Şekil 2.1'deki yapıda, $x_1(t)$ sinyali; $s(t)$ konuşma sinyali ile $g_1(t)$ verici odanın birim dürtü cevabının konvolüsyonudur. Mikrofondan alınan bu sinyalden konuşma sinyali dekonvole (Yamada ve diğerleri, 1992) edilebilirse, diğer odaya sadece $s(t)$ gönderilebilir. Aynı işlem alıcı odadaki mikrofona sinyallerine uygulandığı takdirde hat üzerinde odaların akustiklerinden bağımsız bir ses sinyali olacaktır. Verici odadan gönderilen konuşma sinyalinin bu odaya geri gelmesini önlemek için sadece dönüş hattından, gidiş hattında bulunan sinyalin çıkartılması yeterli olacaktır.

Konuşma sinyalinden yankıyı dekonvole etme mantığı 1975'lere dayanmaktadır. Stockham ve diğerleri (1975) böyle bir yöntemle eski plaklardaki yankıyı gidermeye çalışmışlardır. Bu işlemin zorluğu konvole halde bulunan ses sinyali ile ortamın birim dürtü cevabı hakkında bir önbilginin olmamasıdır. Bunlardan biri bilinseydi basit dekonvolüsyon yöntemleri ile iki sinyal ayrıştırılabilirdi. Ön bilgi olmadan konvole edilmiş iki sinyali birbirinden ayırma işlemine kör dekonvolüsyon (Cheung ve diğerleri, 1995) denilmektedir. Stockham ve diğerlerinin (1975) önerdiği yöntem sinyali frekans

düzlemine geçirmekte ve burada logaritmasını almakla başlar. Böylece logaritması alınan sinyal, ses sinyalinin ve birim dürtü cevabının logaritmaları toplamından oluşmaktadır:

Elimizde,

$$v(t) = s(t)*h(t) \quad (2.14)$$

olduğunu düşünelim. Frekans düzleminde;

$$V(f) = S(f)H(f) \quad (2.15)$$

elde edilir ve logaritması alındığında;

$$\log V(f) = \log S(f) + \log H(f) \quad (2.16)$$

Eğer elimizde çok sayıda kayıt olsaydı bunların toplanması sonucu eşitliğin sağ tarafı merkezi limit teoremine göre $\log H(f)$ 'e yakımsayacaktı. Elde tek bir kayıt olması sebebiyle eldeki kaydı küçük parçalara bölmek suretiyle çok sayıda kayıt elde edilmiş ve $\log H(f)$ belli bir hata ile bulunmuştur. $H(f)$ 'in yardımıyla $S(f)$ oluşturulmuştur.

Günümüzde, Petropulu ve diğerlerinin (1991) önerdiği bir yöntemle elimizde aynı sinyalin iki ayrı kanaldan geçirilmiş iki kaydı varsa, bu kayıtların yüksek dereceden istatistiklerini kullanarak her iki kanalı ve sinyali tamamen kestirmek mümkündür (Pan ve diğerleri, 1988). Fakat bu yöntemin de diğer birçok dekonvolüsyon yöntemi gibi oldukça fazla işlem yükü gerektirmesi bunların akustik yankı gidermede kullanılmasını zorlaştırmaktadır. Yine de bu konudaki araştırmalar sürmektedir. Akustik yankı gidermek için kullanılabilecek olan en son önerilen yöntemlerden biri Wang'ın (1995) önerdiği Pade yaklaşıklığı kullanarak çok kanallı dekonvolüsyondur. Fakat bu yöntem henüz tam anlamıyla kör hale getirilmemiştir ve üzerinde çalışmalar sürmektedir.

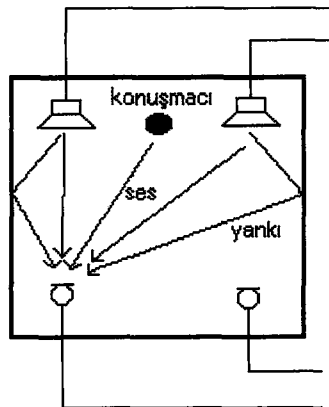
Görüldüğü gibi uyarlamalı yöntemler gibi dekonvolüsyon yöntemleri de akustik yankıların giderilmesinde etkin olarak kullanılabilecek yöntemler değildir. Oda birim dürtü cevaplarının çok uzun olması, uyarlama işleminin hem alıcı hem verici odanın birim dürtü cevabına bağlı olması, odaların birim dürtü cevaplarının oldukça hızlı bir şekilde değişim gösterebilmeleri gibi nedenler uyarlamalı yöntemlerin etkin kullanılmasına imkan vermemektedir. Dekonvolüsyon için ise ne oda birim dürtü cevabının ne de konuşma sinyalinin elde bağımsız bir halde olmaması kör dekonvolüsyonu gerektirmektedir. Bu ise oldukça yüksek işlem yükü olan bir yöntemdir.



III. ÖNERDİĞİMİZ YAKLAŞIM ve YÖNTEMLER

II. bölümün başında akustik yankıların yönlü mikrofonlarla giderilmesinin mümkün olduğu fakat bu tür mikrofonların pahalı olmasının yanı sıra her konuşmacı değişiminde yeni konuşmacıya doğrultmanın çok zor olduğu, ayrıca hoparlörlerin belli bir düzen içinde sabit kullanılması gerektiğine değinilmişti. En az iki yönsüz mikrofondan alınan ses sinyallerini hüzme yönlendirici (Silverman, 1987) olarak adlandırılan uzaysal süzgeçleme yöntemleriye süzmek ve bir çeşit yönlü mikrofon yapmak mümkündür. Bu yöntemin getirisi, mikrofon hüzmesinin istenen yöne elektronik olarak doğrultulabilmesidir (Flanagan ve diğerleri, 1991). Ek algoritmalar kullanarak konuşmacının yerini kendiliğinden belirleyip bu kişinin sesini en kuvvetli şekilde almak için hüzmesini bu yöne doğrultan ve diğer yönden gelen sesleri zayıflatan hüzme yönlendiriciler kullanılabilir. Buna ek olarak hoparlörlerin yerini belirleyip bunların yönlerinden gelen seslerin tamamen bastırılması sağlanabilir.

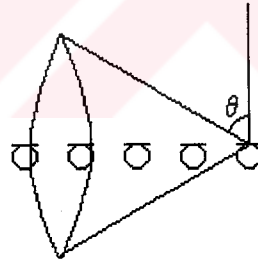
Şekil 3.1’de görüldüğü gibi ses sinyal doğrudan konuşmacıdan mikrofona ulaştığı halde, yankılar oluşmalarına sebep olan engele çarpıp yön değiştirirler. Dolayısıyla mikrofona ulaştığında farklı bir yönden gelmiş olurlar. En az iki mikrofondan oluşan bir mikrofon dizisi ile farklı yönlerden gelen aynı frekans bandındaki sinyaller birbirinden ayrılabilir.



Şekil 3.1. Bir odada ses ve yankı sinyallerinin mikrofona geliş yönleri.

3.1. Hüzme Yönlendiriciler ile Uzaysal Süzgeçleme

Uzaysal süzgeçleme işlemi hüzme yönlendiriciler (Dudgeon, 1977) ile yapılmaktadır. İki den fazla duyargaç belirli bir biçime uygun olarak yerleştirilirler. En basit yerleştirme biçimi eşit aralıklarla doğrusal olarak yerleştirmektir. Bu yerleştirme biçiminde mikrofön dizisine aynı açıyla gelen doğruların oluşturdukları koni yüzeyi boyunca belirsizlik oluşur (Johnson ve diğerleri, 1993). Yani bu koni üzerinde bulunan tüm geliş yönleri aynı açıyla gelen sinyal olarak kabul edilmektedir. Bu doğaldır çünkü tek boyutlu bir dizi kullanılarak iki boyutlu yön belirlemek imkansızdır. Mikrofonların genellikle konuşmacıların önlerinde olmaları ve konuşmacıların da genellikle yan yana oturmaları dolayısıyla bu belirsizlik çok büyük bir sorun teşkil etmemektedir. Fakat çok sayıda insanı sadece yan yana değil aynı zamanda giderek yükselen bir konumda arka arkaya yerleştirilmesi durumunda iki boyutlu mikrofön dizileri kullanıp hem geliş doğrultusu hem de geliş yüksekliği istenen açılarda olan sesleri süzgeçleyen hüzme doğrultucular kullanılmalıdır.

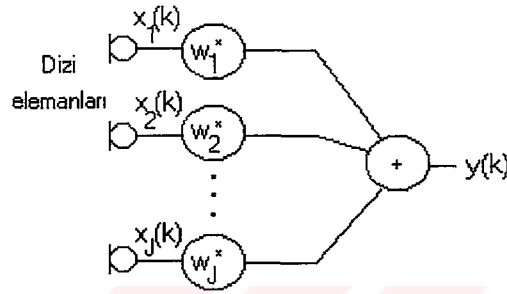


Şekil 3.2. Doğrusal olarak yerleştirilen mikrofönlere aynı açıyla gelen sinyallerin oluşturdukları koni yüzeyi.

Hüzme yönlendiricilerin (Mucci, 1984) (Van Veen, 1988) çalışma şeklini açıklamak için Şekil 3.3 ve 3.4’de mikrofön dizilerinin oluşturduğu iki ayrı hüzme yönlendirici görülmektedir. Şekil 3.3’deki hüzme yönlendirici yayılan dalga alanını uzaysal olarak örneklemeaktadır. k anındaki çıkış $y(k)$, J adet duyargaç girişlerinin ağırlıklı toplamından oluşur:

$$y(k) = \sum_{i=1}^J w_i^* x_i(k) \quad (3.1)$$

burada “ * ” karmaşık sayının eşleniğini temsil eder. Tüm duyargaçların analog/sayısal dönüştürücüsüne sahip olduğu düşünülmüştür.



Şekil 3.3. Dar bantlı sinyaller için hüzme yönlendirici.

Şekil 3.4’deki hüzme yönlendiricisi ise, yayılan dalga alanını hem uzayda hem zamanda örnekleme ve genellikle genişbantlı sinyaller söz konusu olunca kullanılır. Bu durumda çıkış ifadesi;

$$y(k) = \sum_{i=1}^J \sum_{p=0}^{K-1} w_{i,p}^* x_i(k-p) \quad (3.2)$$

Burada K , her J duyargaç kanalındaki zaman gecikmesi sayısıdır. Şekil 3.3 ve Şekil 3.4’deki hüzme yönlendiricilerin her ikisinin ortak çıkış ifadesi;

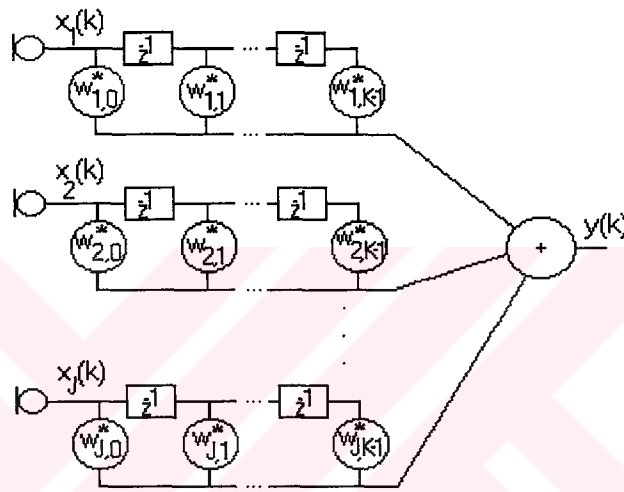
$$y(k) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(k) \quad (3.3)$$

şeklinde yazılabilir.

Burada $\mathbf{w}$ ağırlık vektörü ve $\mathbf{x}(k)$ veri vektörüdür. H ise hermitian operatörüdür. Her iki vektör N boyutlu kolon vektörleridir. Zamana bağlı bir değişim olmadığından yukarıdaki ifadede zaman indisi ihmal edilebilir. Bu durumda;

$$\mathbf{y} = \mathbf{w}^H \mathbf{x} \quad (3.3)$$

elde edilir.



Şekil 3.4. Geniş bantlı sinyaller için hüzme yönlendirici.

w_p^* $0 \leq p \leq J$ tap ağırlıklarına sahip bir sonlu birim dürtü cevaplı süzgecin frekans cevabı bir tap gecikmesi T saniye olmak üzere:

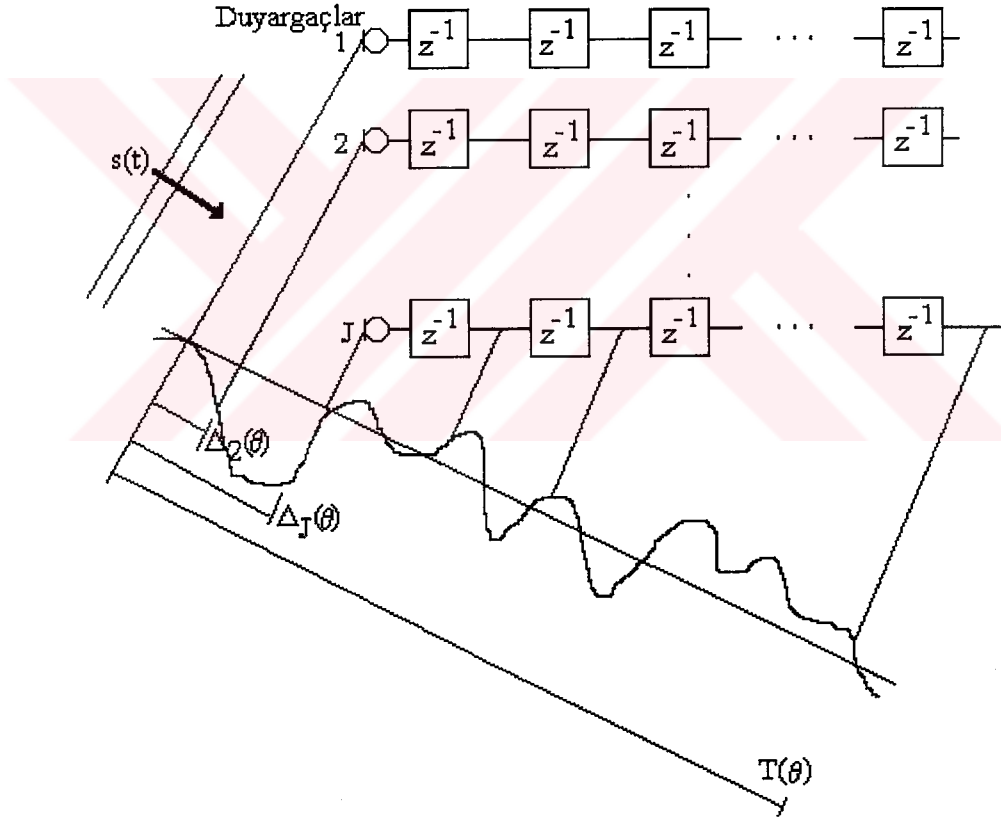
$$r(\omega) = \sum_{p=1}^J w_p^* e^{-j\omega T(p-1)} \quad (3.4)$$

veya eşdeğer olarak,

$$r(\omega) = \mathbf{w}^H \mathbf{d}(\omega) \quad (3.5)$$

burada $\mathbf{w}^H = [w_1^* \ w_2^* \dots w_J^*]$ ve $\mathbf{d}(\omega) = [1 \ e^{j\omega T} \ e^{j2\omega T} \dots e^{j(J-1)\omega T}]^H$ şeklinde tanımlanırken, $r(\omega)$; süzgecin ω frekanslı karmaşık bir sinüsoidal olan cevabını, $\mathbf{d}(\omega)$ ise karmaşık sinusoidalın fazını tanımlar.

Benzer şekilde, hüzme yönlendirici cevabı da konum ve frekansın işlevi olarak bir genlik ve faz ile tanımlanır. Konum üç boyutlu bir nitelik olmasına rağmen, sinyallerin düzlem dalga kabulü yapılabileceği bir mesafeden geldiği düşünüldüğünde, yatay ve düşey doğrultularda, kaynağın yönünü ifade edecek iki açısal parametrenin kullanılması yeterlidir. Şekil 3.5'i göz önüne alarak θ açısıyla gelen ω frekansında bir karmaşık düzlem dalga düşünelim. J adet duyargaç ve her duyargaç K adet örnek saklarsa $N=KJ$ adet düzensiz aralıklı örnek alınmış olur. Dizin zaman düzlemi açıklığı denilen $T(\theta)$, birinci duyargacın ilk örneği ile son duyargacın son örneği arasında geçen süredir ve θ ya bağlıdır. $\Delta_i(\theta)$, ilk duyargaçla ikinci duyargaç arasındaki gecikmeyi ifade etmektedir.



Şekil 3.5. Bir düzlem dalga'nın bir duyargaç dizisinde örneklenmesi.

Kolaylık olması açısından ilk duyargaçtaki fazı sıfır alalım. Böylece, $x_1(k) = e^{j\omega k}$ ve $x_i(k) = e^{j\omega(k - \Delta_i(\theta))}$, $2 \leq i \leq J$ yazılabilir. Burada $\Delta_i(\theta)$ birinci

duyargaçtan i . duyargaca kadar olan yayılım gecikmesidir. Sonuç olarak hüzme yönlendirici çıkışı;

$$y(k) = e^{j\omega k} \sum_{i=1}^J \sum_{p=0}^{K-1} w_{i,p}^* e^{-j\omega[\Delta_i(\theta)+p]} = e^{j\omega k} r(\theta, \omega) \quad (3.6)$$

$\Delta_1(\theta) = 0$ olacağı açıktır. $r(\theta, \omega)$ hüzme yönlendirici cevabıdır ve şu şekilde vektörel biçimde gösterilebilir:

$$r(\theta, \omega) = \mathbf{w}^H \mathbf{d}(\theta, \omega) \quad (3.7)$$

Burada $\mathbf{d}(\theta, \omega) = [1 \ e^{j\omega\tau_2(\theta)} \ e^{j\omega\tau_3(\theta)} \ \dots e^{j\omega\tau_N(\theta)}]^H$ olarak tanımlanır.

$\tau_i(\theta)$, sıfır faz referansından i . ağırlığın uygulandığı noktaya kadar olan yayılma zamanı gecikmesidir. $\mathbf{d}(\theta, \omega)$ dizinin cevabı veya yönlendirme vektörü denmektedir. $r(\theta, \omega)$ 'nın karesel mutlak değeri “hüzme örüntüsü” olarak adlandırılır. Burada dikkat edilmesi gereken, $\mathbf{w}$ ağırlıklarının gelen sinyali hem zaman hem uzay düzleminde etkilemesidir.

Sonlu birim dürtü cevaplı süzgeçler ile hüzme yönlendirme arasında bulunan benzerlik, hüzme yönlendirici tek bir frekansta çalışınca ve duyargaçlar eşit aralıklarla yerleştirildiğinde görülmektedir (Johnson ve diğerleri, 1982). Bu durumda d duyargaçlar arası mesafe, c yayılma hızı ve θ geliş açısı olmak üzere;

$$\tau_i(\theta) = (i-1) \left(\frac{d}{c} \right) \sin(\theta) \quad (3.8)$$

gecikmesi elde edilir. Bu durumda $d(\omega)$ 'daki ω frekansı (Sonlu birim dürtü cevaplı süzgeç) ile $\mathbf{d}(\theta, \omega_0)$ 'daki θ (hüzme yönlendirici) birbirine denk düşer. Yani sonlu birim

dürtü cevaplı süzgeçlemedeki frekans, darbantlı eşit aralıklı bir hüzme yönlendiricisinin geliş açısının sinüsüne eşittir.

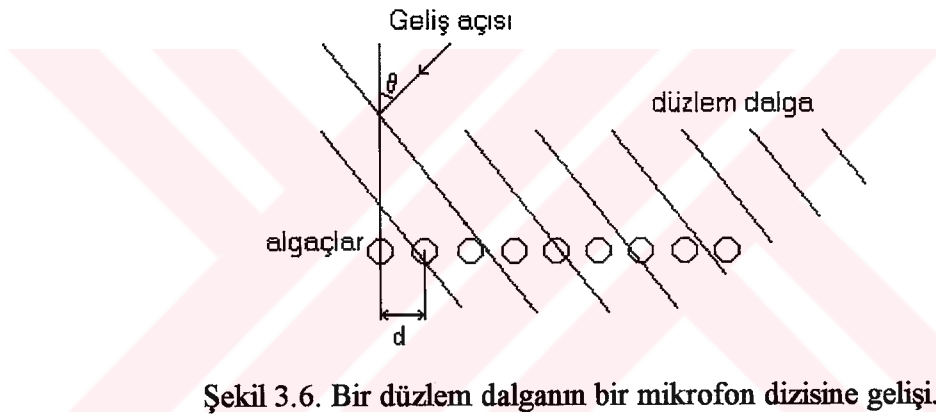
Hüzme yönlendiricileri *veriden bağımsız* ve *istatistiksel olarak uygun* hüzme yönlendiriciler olmak üzere iki gruba ayrılabilir. Veriden bağımsız hüzme yönlendiricisinin ağırlıkları duyurgaç dizisindeki veriden bağımsızdır ve sistemin cevabı her türlü sinyaller için sabittir. İstatistiksel olarak uygun hüzme yönlendiricilerinde ağırlıklar, sistemin cevabını en uygun hale getirmek için dizi verisinin istatistiklerinden yararlanırlar. Genel olarak istatistiksel olarak uygun hüzme yönlendiricisi girişim kaynaklarının geliş yönüne birer sıfır koyarak çıkıştaki sinyal gürültü oranını büyütmeye çalışmaktadırlar. Verinin istatistiklerinin bilinmediği veya zamanla değiştiği durumlarda uyarlamalı hüzme yönlendiricileri kullanılır. Uyarlama algoritması öyle seçilir ki hüzme yönlendiricisinin ağırlıkları sonuçta istatistiksel olarak uygun bir çözüme ulaşır. Yani uyarlamalı hüzme yönlendiricilerinde istatistiksel olarak uygunluktan biraz ödün verilerek işlem yükü azaltılmıştır.

Bir mikrofon dizisi yardımıyla yukarıda anlatılan hüzme yönlendirme teknikleri kullanılarak konuşma sinyali uzaysal olarak süzülebilir. Yani konuşmacının olduğu yönden gelen ses sinyali büyük kazançla alınırken farklı yönlerden gelen tüm girişim ve yankılar küçük kazançla bir araya getirilebilir.

Konuşma sinyalinin hüzme yönlendiricileri ile alınmasında karşılaşılan en büyük güçlük, hüzme yönlendiricilerin sinyali frekansda bozmalarıdır. Konuşma sinyalleri gibi geniş bantlı simyallerin frekans karakteristiği hüzme yönlendirici tarafından bozulmaya uğratılmaktadır. Bu bozulmayı önlemek için en çok kullanılan yöntem, iç içe geçirilmiş alt diziler kullanmaktır (Sydow, 1994). Bu konuda yapılan son çalışmaların birinde Chou (1995) istenen frekans aralığında sabit bir frekans cevabı olan bir hüzme yönlendirici tasarlamıştır.

3.2. Konuşmacının Yerinin Tespit Edilmesi (Geliş Açısı Kestirimi)

Hüzme yönlendirme ile akustik yankıyı gidermenin ilk akla gelen şekli, konuşmacının yerini belirleyip bu yönden gelen sesleri geçiren ve diğer açılardan gelen sesleri eleyen bir süzgeç kullanmaktır. Bu sebeple öncelikle konuşmacının yerini tespit etmeye çalıştık. Ses sinyali geniş bantlı bir sinyal olmasına rağmen basitlik açısından odadaki konuşmacının yerine tek bir frekans yayımlayan bir kaynak olarak düşündük. Duyargaç dizisi bu kaynağın bulunduğu yönden belli bir açı ile gelen düzlem dalgayı örneklemekte ve elde ettiği veriden dalgaının geliş açısını kestirmektedir. Geliş açısı ise bize kaynağın yönünü bildirmektedir. Kullanılan düzen şekildeki gibidir.



Şekil 3.6. Bir düzlem dalgaının bir mikrofon dizisine gelişi.

Tek frekans göz önüne alındığında ve eşit aralıklı duyargaç dizisi kullanıldığında yukarıda da değinildiği gibi hüzme yönlendiricisindeki geliş açısı geleneksel sonlu birim dürtü cevaplı süzgeçlerdeki frekansa karşılık düşmektedir. Öyleyse geliş açısını kestirmek ile frekans kestirimi eşdeğerdir. Bu ilişkiden yararlanarak Goertzel gibi geleneksel bir frekans kestirimi algoritmasının yanı sıra çok hızlı bir algoritma olan Cheung (1987)'un önerdiği ve bizim geliştirdiğimiz DFKT algoritması (Arslan, 1996, a) ile geliş açısı kestiriminde en çok kullanılan MUSIC (Çoklu sinyal sınıflandırma) algoritması (Schmidt, 1986) kaynağın yerini tespit etmek için denenmiştir. Bu üç algoritmanın yavaş veya çözünürlüğünün düşük olması sebebiyle bir yapay sinir ağını geliş açısını kestirmek için eğiterek ve başarımlarını değerlendirmesini yaptık (Arslan, 1996, b). Son olarak konuşma sinyalinin çok yüksek dereceden ilişkili olması sebebiyle bu yöntemlerin iyi sonuç

vermemesi üzerine Cadzow'un (1988) önerdiği ilişkili sinyallerin geliş yönünü kestirme algoritmasının benzetişimleri yapılmıştır.

Aşağıda önerilen geliş açısı kestirimcilerinin tümü kaynağın dar bantlı (tek bir sinüsoiden oluşan) bir sinyal olduğunu kabul etmektedirler. Oysa bizim amacımız bir konuşmacının yerini belirlemektir. Konuşma sinyali ise yaklaşık olarak 150 Hz ile 3500 Hz arasında bir frekans bandına sahip olan geniş bantlı bir sinyaldir. Bu tür sinyaller söz konusu olduğunda ilk akla gelen yöntem asıl sinyali dar bantlı alt sinyallere ayırmaktır. Dar bantlı bu sinyallerin herbirine yukarıdaki teknikler uygulanarak elde edilen sonuçların ortalaması alınabilir. Nawab ve diğerlerinin (1985) önerdikleri geniş bantlı sinyallerde geliş açısı kestirim yöntemi duyargaçlar arası çapraz ilişkiyi hesapladıktan sonra 2 boyutlu bir spektrum kestiriminden yararlanmaktadır. Ayrıca, Cadzow'un (1989) dar bantlı sinyaller için önerdiği yöntem kendisi tarafından geniş bantlı sinyallere uyarlanmıştır.

3.2.1. Goertzel Algoritması ile Geliş Açısı Kestirimi

Goertzel Algoritması Ayırık Fourier Dönüşümünün (AFD) hızlı bir sürümüdür. Algoritma W_N^{-Nk} çarpanının simetrisinden yararlanmaktadır:

$$W_N^{-Nk} = e^{j\frac{2\pi}{N}Nk} = e^{j2\pi k} = 1 \quad (3.8)$$

olmaktadır. AFD bağıntısı,

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n]W_N^{nk} \quad k=0, 1, \dots, N-1 \quad (3.9)$$

şeklinde yazılır. AFD bağıntısı W_N^{-Nk} ifadesi ile çarpıldığı takdirde etkilenmeyecektir;

$$X[k] = \sum_{r=0}^{N-1} x[r] W_N^{-k(N-r)} \quad (3.10)$$

Bu noktada yeni bir tanım yapılırsa;

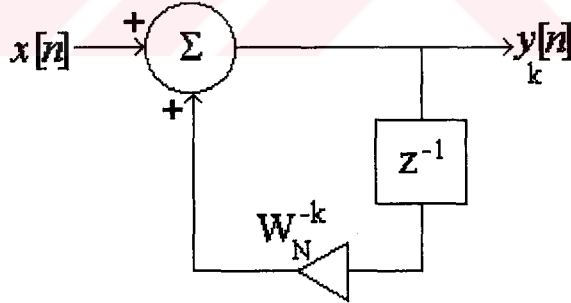
$$y_k[n] = \sum_{r=-\infty}^{\infty} x[r] W_N^{-k(n-r)} u[n-r] \quad (3.11)$$

Tanımdan yararlanarak; $n < 0$ ve $n \geq N$ arasında $x[n] = 0$ için,

$$X[k] = y_k[n] \Big|_{n=N} \quad (3.12)$$

yazılabilir. Eşitlik (3.11)'e bakılarak $y_k[n]$ 'in, birim dürtü cevabı W_N^{-kn} olan bir süzgecin $x[n]$ girişine verdiği cevap olarak düşünülebilir.

Bu ifadenin blok diyagram gösterimi şekildeki gibidir.



Şekil 3.7. Basit Goertzel Algoritmasının blok diyagramı.

Karmaşık bir giriş dizisi için bu yapı örnek başına $4N$ gerçel çarpma ve $4N$ gerçel toplama işlemi gerektirmektedir.

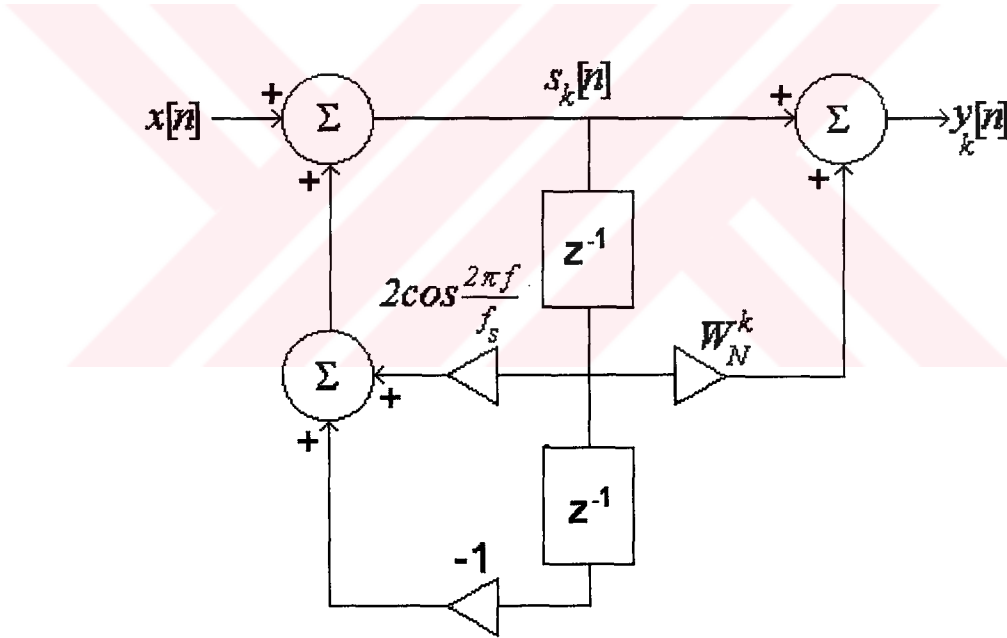
İşlem yükünü hafifletmek için üzerinde değişiklik yapmak üzere sistem işlevi yazılacak olursa;

$$H_k(z) = \frac{1}{1 - W_N^{-k} z^{-1}} \quad (3.13)$$

bu ifade $\frac{1 - W_N^k z^{-1}}{1 - W_N^k z^{-1}}$ ile çarpılıp bazı düzenlemeler yapılması sonucunda,

$$H_k(z) = \frac{1 - W_N^k z^{-1}}{1 - 2 \cos \frac{2\pi k}{N} z^{-1} + z^{-2}} \quad (3.14)$$

elde edilir. Bu işlevin blok diyagram gösterimi şekildeki gibidir.



Şekil 3.8. Goertzel Algoritmasının geliştirilmiş blok diyagramı.

Daha karmaşık görünen bu diyagramda, -1 ifadesi bir çarpma işlemi olarak görülemeyeceğinden sistemin kutuplarını gerçeklemek için karmaşık bir giriş dizisinde örnek başına $2N$ gerçel çarpma ve $2N$ gerçel toplama işlemi gerektirmektedir. Sistemin sıfırı olan W_N^k çarpımı sadece son yinelemede bir defa gerçekleştirilir. Çünkü her n değeri

için $y_k(n)$ çıkışı gerekmemektedir. Bu sıfırı gerçekleştirmek için 4 gerçel çarpma ve 4 gerçel toplama işlemi gerekmektedir.

Sinyal işlemcisi üzerine uygulanırken karmaşık sayı çarpımını önlemek için son yinelemede gerçekleştirilen W_N^k çarpımı yerine aşağıdaki ifade ile $X(k)$ 'nin mutlak değer karesi elde edilebilir.

$$|X[k]|^2 = y^2_k[N] = s_k^2[N] - 2\cos\left(\frac{2\pi k}{N}\right) \cdot s_k[N]s_k[N-1] + s_k^2[N-1] \quad (3.15)$$

Goertzel algoritması gibi AFD'ne dayalı yöntemler ile geliş açısının kestirimi hem çözünürlük açısından düşük olmaları hem de geliş açısının mutlak değerini bulabilmeleri bakımından pratik değildir. Çözünürlüğü artırmak için dönüşüm boyutunu büyütmek ise işlem yükünü artırdığından algoritmanın yavaş kalma ihtimali olmaktadır. Bu sebeple çok daha hızlı olan ve çözünürlük sorunu olmayan GDFKT geliş açısı kestirimine uygulanmıştır.

3.2.2. Geliştirilmiş Doğrudan Frekans Kestirimi Tekniği (GDFKT) ile Geliş Açısı Kestirimi

Doğrudan Frekans kestirimi tekniği EKKO algoritmasına dayalı olarak Cheung (1987) tarafından önerilmiştir. Bir sinüsoidin aşağıdaki trigonometrik bağıntıyı sağladığı kolayca ispat edilebilir:

$$\sin(\omega n) = 2\cos(\omega) \sin(\omega[n-1]) - \sin(\omega[n-2]) \quad (3.16)$$

Bu eşitlik bize bir sinüsoidin n anındaki örneğinin geçmiş iki örnek yardımıyla kestirilebileceğini göstermektedir. $x[n]$ tek bir sinüsoidden oluşan bir sinyal olsun;

$$x[n] = 2a_1x[n-1] - x[n-2] + v[n] \quad (3.17)$$

yazılabilir burada $v[n]$ kestirim hatası olarak düşünülebilir. $a_1 = \cos \omega$ olup bu değer bulunduğu takdirde ω frekansı hesaplanabilir. EKKO algoritması kullanılarak a_1 şu bağıntı yardımıyla kestirilebilir:

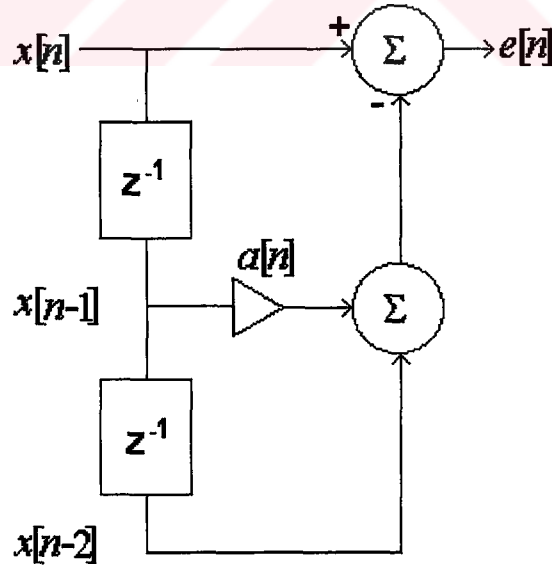
$$a_1[k] = a_1[k-1] + 2\mu[n]x[n-1] \quad (3.18)$$

Burada μ algoritmasının yakınsama hızını ve kararlılığını belirleyen öğrenme katsayısıdır. Deneylerimizde bu katsayının zamanla değişmesi halinde algoritmanın daha etkili çalıştığını gözledik (Sakarya ve diğerleri, 1995) ve μ' yü;

$$\mu[n] = \frac{\mu_0}{1+n \bmod N} \quad \mu_0 = 0.04 \quad (3.19)$$

bağıntısına uygun olarak değişken seçerek yeni algoritmanın adını Geliştirilmiş Doğrudan Frekans Kestirimi Tekniği (GDFKT) koyduk.

GDFKT Algoritmasının blok diyagramı şekilde görülmektedir.



Şekil 3.9. GDFKT'nin blok diyagramı.

Bu algoritmanın geliş açısı kestiriminde kullanılmasında karşılaşılan bir sorun algoritmanın sadece geliş açısının mutlak değerini bulmasıdır. θ geliş açısı -90 ile 90 derece arasında değişmesine rağmen geliş açısı bilgisi $\alpha = \cos \omega$ terimindeki ω 'nın içinde bulunmasından dolayı ve $\cos$ işlevinin çift işlev olması dolayısıyla belli bir geliş açısının negatif ve pozitif değerlerinin her ikisi içinde aynı sonucu vermektedir. Bu sebeple bu algoritma sadece 90 derecelik bir açıklığa sahiptir.

GDFKT, Goertzel gibi geliş açısının sadece mutlak değerini verdiğiinden pratik kullanımı pek uygun değildir. Aynı zamanda bu teknik gürültüye karşı aşırı hassas olduğundan konuşmacının yerini tespitinde yeterince doğru sonuç vermeyebilmektedir. MUSIC; gürültüye karşı güçlü, tüm geliş açılarını kestirebilen ve yüksek çözünürlüklü bir algoritma olması sebebiyle konuşmacının yerini bulmak için daha iyi bir geliş açısı kestirici olabilir.

3.2.3. MUSIC Yöntemi ile Geliş Açısı Kestirimi

Çoklu sinyal sınıflandırma algoritması Schmidt (1979) tarafından gürültüye gömülmüş karmaşık sinüsoidlerin kestiriminde kullanılmak üzere önerilmiş yüksek çözünürlüklü bir algoritmadır. Bu algoritmanın temel ilkesi giriş sinyalinin ilişki matrisini birbirine dik iki alt uzaya ayırmaktır. Bu alt uzaylar sinyal ve gürültü alt uzaylarıdır. Ayırıştırılan alt uzaylar birbirine dik olduğu için bunların skaler çarpımları sıfır verecektir.

Başlangıç veri vektörümüz;

$$y = As + v \quad (3.20)$$

burada $A = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ e^{j\omega_1} & e^{j\omega_2} & \dots & e^{j\omega_P} \\ e^{j2\omega_1} & e^{j2\omega_2} & \dots & e^{j2\omega_P} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{jK\omega_1} & e^{jK\omega_2} & \dots & e^{jK\omega_P} \end{bmatrix}$ Vandermonde matrisi ve $\omega_1 \omega_2 \dots \omega_P$, y 'nin içerdği

frekansları göstermektedir. s ise sinyal genliklerini taşıyan bir kolon vektörüdür. v sıfır ortalamalı beyaz gürültü dizisidir.

y 'nin öz ilişki matrisi şöyle yazılabilir:

$$R_y = E\{yy^H\} = AR_{ss}A^H + \sigma^2 I \quad (3.21)$$

$R_y = R_y^H$ yani R_y hermitian simetrik olduğundan öz değerleri büyükten küçüğe doğru dizilebilir;

$$\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \lambda_3 \geq \dots \geq \lambda_J \quad (3.22)$$

Bu öz değerlere karşılık düşen öz vektörleri iki matrise yazabiliriz. En büyük P adet özdeğere ait öz vektörleri U_S matrisine, geri kalanları U_V matrisine yazılırsa;

$$U_S = [\mathbf{q}_1 \quad \dots \quad \mathbf{q}_P] \quad U_V = [\mathbf{q}_{P+1} \quad \mathbf{q}_{P+2} \quad \dots \quad \mathbf{q}_J] \quad (3.23)$$

elde edilir. Burada U_S sinyale ait alt uzayı ve U_V gürültüye ait alt uzayı tanımlamaktadır.

Tüm $i \neq j$ için $q_i \cdot q_j = q_i^H \cdot q_j = 0$ olduğundan,

$$J(\omega) = \frac{1}{a(\omega)^H U_V U_V^H a(\omega)} \quad (3.24)$$

işlevinin tüm maksimum noktaları bize y 'nin içindeki frekansları veya eş anlamlı olarak geliş açılarını vermektedir. Burada $a(\omega)$ daha önce tanımlanan yönlendirme vektörüdür.

MUSIC algoritmasının hesap yükünün büyük bir kısmını özdeğer ayrışımı teşkil etmektedir. QR, Jacobi gibi klasik yöntemlerin (Watkins, 1991) yavaş kalması dolayısıyla çok zor bir işlem olan özdeğer ayrışımını gerçeklemek için birçok yöntem önerilmiştir. Örneğin Chang ve diğerleri (1995) önerdikleri bir geliş açısı kestiricisinde, özdeğer ayrışımını bir yapay sinir ağı ile gerçeklemiştir. Analitik ve sayısal olarak yapılan ispatlar bu yapay sinir ağının ağırlık matrisinin pozitif tanımlı olması durumunda kullanılan dinamik eşitliğin bir matrise yakınsadığını göstermiştir. Bu matris Schur ayrışımındaki (Watkins, 1991) gibi ağırlık matrisini üst üçgen bir matrise dönüştürmektedir. Elde edilen matrisin diyagonalinde, ağırlık matrisinin öz değerleri azalan bir sırada bulunmaktadır. Hatta ağırlık matrisinin hermitian olması durumunda, bu yapay sinir ağı özdeğer ayrışımını gerçeklemektedir.

Mathew (1995) ve arkadaşları öz ilişki matrisinin özdeğer ayrışımını gerçeklemek için Newton tipi uyarlamalı bir algoritma önermişlerdir.

Önerilen bu yöntemler sayesinde öz değer ayrışımı kabul edilebilir bir hızda yapılabilmekte ve MUSIC algoritmasını hızlandırmaktadır. Fakat konuşmacının yerini tespit etmek amacıyla MUSIC algoritmasının kullanılması bir başka sorunu ortaya çıkarmaktadır; ortamda geliş açısı kestirilecek olan sinyal ile ilişkili başka girişim sinyallerinin olması durumunda bu yöntem kötü sonuç vermektedir.

Linebarger ve diğerleri (1995) ilişkili sinyallerin bulunduğu ortamda MUSIC tipi geliş açısı kestiricilerinin nasıl sonuç verdiğini incelemişlerdir. Buna göre ilişki katsayısı arttıkça geliş açısı kestiricisinin kestirim hatasının değışintisi artmaktadır.

Konuşmacının yerinin tespiti, yankılı bir ortamda gerçekleştirileceğinden ve yankının istenen sinyal ile yüksek ilişkili olmasından dolayı MUSIC tipi geliş açısı kestiricileri istenen sonucu vermeyecektir. Bunu önlemek için bir çok yöntem önerilmiştir. En yaygın çözüm önerisi yüksek dereceden istatistikleri kullanmaktır. Yüksek dereceden istatistikler kullanıldığında ikinci dereceden bir istatistik olan ilişki

önemini yitirmektedir. Bundan yararlanarak bir çözüm öneren Gönen ve diğerleri (1995) 0 dB sinyal gürültü oranında ve yüksek ilişkili sinyaller söz konusu olduğunda bile iyi sonuç veren bir hüzme yönlendiricisi önermişlerdir. Dai ve diğerleri (1995) duyargaç verisinin yüksek dereceden istatistiklerini hesaplayıp, bu verilerden geliş açısını hesaplayan bir yapay sinir ağına girmiştir.

Yang ve diğerleri (1995) değişik bir bakış açısıyla yaklaşmış ve geliş açısı kestiricilerinin büyük bir çoğunluğunun başarı ölçüsü olan karesel ortalama hata yerine istenen sinyalin girişime oranını kullanmayı önermişlerdir.

3.2.4. Yapay Sinir Ağı Kullanarak Geliş Açısı Kestirimi

Klasik geliş açısı kestiricilerinin çözünürlüklerinin düşük olması ve alt uzay ayırtırmaya dayanan yüksek çözünürlüklü yöntemlerin işlem hacminin yüksek olması başka yöntemlerin aranması ihtiyacını doğurmuştur. Yapay sinir ağı temelli geliş açısı kestiricileri bunlardan biridir. Yapay sinir ağı kullanmanın en iyi tarafı paralel çalışması dolayısıyla sahip olduğu yüksek hızdır (Malendez ve diğerleri, 1995).

Jha ve diğerleri (1991) Hopfield modeline sahip bir yapay sinir ağı ile geliş açısı kestirimcisi tasarlamışlardır. Belli sayıda yineleme sonunda duyargaç bilgisinden geliş açılarını kestiren bu yapay sinir ağı bazı durumlarda istenen çözüme yakınsayamamaktadır. Colnet ve diğerlerinin (1995) önerdikleri yapay sinir ağı ise yineleme gerektirmeden istenen çözünürlükte geliş açısını kestirebilmektedir. Bu sinir ağı 180 derecelik açıklığı istenen sayıda alt bölgelere bölerek bunların her birine karşılık bir çıkış atamıştır. Geliş açısının içinde kaldığı bölge ile ilgili çıkışı aktif yaparak geliş açısını kestirmektedir. Bu yapı kullanıldığında 5 derecelik bir çözünürlük için 13 adet sinir ağı gerekmektedir.

Önerilen iki yapay sinir ağından birinin doğru sonuca yakınsamama ihtimali olması ve yakınsama işlemi için de belli bir süre gerekmesi diğerinin de 5 derecelik bir

çözünürlük için 13 adet yapay sinir ağı gerektirmesi bizim yeni bir yapay sinir ağı önermemize neden oldu. Önerdiğimiz yapay sinir ağı yineleme gerektirmeden duyargaç verisinden doğrudan geliş açısını kestirmekte ve tek bir yapay sinir ağı kullanarak tek bir çıkıştan geliş açısının değerini vermektedir (Arslan ve diğerleri, 1996, b).

Yapay sinir ağı temelli geliş açısı kestiricisinin benzetişimlerinde 1000 Hz frekansında yayılan bir düzlem dalga düşünülmüştür. Dizi geometrisinden iki duyargaç arasındaki gecikme;

$$\tau = \frac{d \sin \theta}{c} \quad (3.25)$$

elde edilir burada c sabit yayılma hızı, d iki duyargaç arasındaki mesafe ve θ geliş açısıdır.

Duyargaç i 'den n anında alınan örnek şöyle modellenir;

$$X_i[n] = \sin\left(\frac{2\pi f n}{f_s} - 2\pi f t\right) + v[n] \quad i=1,2,\dots,J; \quad n=1,2,\dots,K \quad (3.26)$$

Burada, f ; düzlem dalgaının merkez frekansı, f_s ; 8000 Hz seçilen örnekleme frekansı ve $v[n]$ beyaz gürültü dizisidir. Son olarak, J duyargaç sayısını ifade etmektedir.

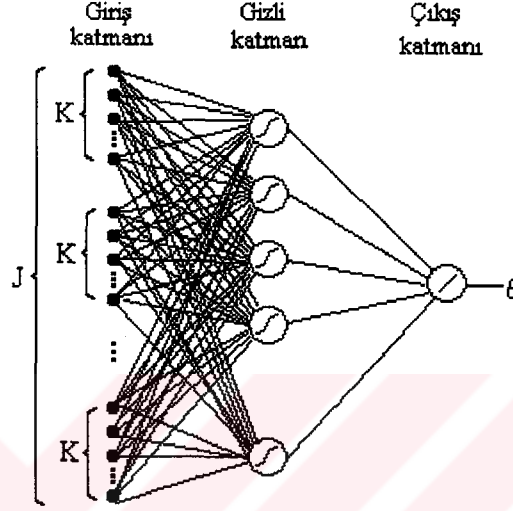
Yapay sinir ağı eşit aralıklı yerleştirilmiş duyargaçlardan K adet anlık örnek alarak çıkış olarak geliş açısını vermektedir (Şekil 3.10). Yapay sinir ağının nasıl çalıştığı anlamak için, ağın önce, $E\{\cdot\}$ beklendik değer operatörü olmak üzere;

$$E\{X_i(t + \tau)X_{i+1}(t)\} \quad (3.27)$$

olarak tanımlanan duyargaçlar arası çapraz ilişki işlevlerini hesapladığını. Sonra, iki duyargaç arasındaki gecikmeyi veren ve bu işlevi maksimum yapan $\tau_{gecikme}$ hesapladığını;

$$\tau_{\text{gecikme}} = \arg \max_{\tau} [E\{X_i(t)X_{i+1}(t+\tau)\}] \quad (3.28)$$

Son olarak da (3.25) denklemi yardımıyla geliş açısını çıkışa verdiği düşünülebilir.



Şekil 3.10. Önerilen yapay sinir ağının yapısı.

Geliş açısı kestirimi Gürgen ve diğerlerinin (1993) bahsettiği türden bir işlev yaklaşımı olarak düşünülebilir. x duyargaçlardan alınan anlık verilerden oluşan giriş vektörü ve θ bu vektöre karşı düşen geliş açısı olmak üzere elimizde (x, θ) örnek çiftleri bulunmaktadır. $f(x)$ yaklaşılmak istenen işlev ve η toplamsal gürültü olmak üzere $\theta = f(x) + \eta$ yazılabilir. Eğer $\xi(\cdot)$ ile gösterilen bir model seçersek, bir hata işlevini küçültülecek şekilde seçilen ψ parametreleri ile $\xi(\psi, x)$ işlevi $f(x)$ işlevine yaklaştırılabilir.

$\xi(\psi, x)$ işlevini modelleyen yapay sinir ağımız karesel hatayı en küçük hale getirmek için geri iletme algoritmasını (Haykin, 1994) kullanmaktadır.

- $w^{(l)}$ l . katmandaki bir nöronun ağırlık vektörü
- $\theta^{(l)}$ l . katmandaki bir nöronun eşik değeri
- $v^{(l)}$ l . katmandaki nöronların dahili etkinlik seviyeleri vektörü
- $y^{(l)}$ l . katmandaki nöronların işlev sinyallerinin vektörü

- $\delta^{(l)}$ l . katmandaki nöronların yerel gradientlerinin vektörü
 e hata vektörü olma üzere algoritmanın adımları şöyledir:

1. *İlklendirme*: Yapay sinir ağının tüm ağırlıklarını ve eşik değerlerine birer başlangıç değeri verilir.
2. Yapay sinir ağına örnek verilerin öğretilmesi için her giriş-çıkış çifti için 3. ve 4. adımları tekrarlanır.
3. *İleri ileme*: $x(n)$ giriş vektörü ve $d(n)$ çıkış vektörü olmak üzere, $[x(n) d(n)]$ eğitim çiftini kullanarak, her katmanın her düğümünün dahili etkinlik değeri ve her katmanın sinyal işlevi hesaplanır. l katmanındaki j . düğümün dahili etkinlik seviyesi $v_j^{(l)}(n)$ şöyle ifade edilir:

$$v_j^{(l)}(n) = \sum_{i=0}^P w_{ji}^{(l)}(n) y_i^{(l-1)}(n) \quad (3.29)$$

Burada $y_i^{(l-1)}(n)$, bir önceki katman $l-1$ deki i . düğümün n . yinelemedeki işlev sinyali. $w_{ji}^{(l)}(n)$, $l-1$ katmanındaki i . düğüm ile l katmanındaki j . düğüm arasındaki ağırlık değeridir. $i=0$ için $y_0^{(l-1)} = -1$ ve $w_{j0}^{(l)}(n) = \theta_j^{(l)}(n)$ 'dır ve $\theta_j^{(l)}(n)$, l katmanındaki j . düğüme uygulanan eşik değeridir. Doğrusal olmayan düğüm işlevlerinin sigmoid olduğu düşünülürse, l katmanının j . düğümünün işlev sinyali (çıkışı);

$$y_j^{(l)}(n) = \frac{1}{1 + e^{(-v_j^{(l)}(n))}} \quad (3.30)$$

Eğer j . düğüm 1. katmandaysa ($l=1$ ise);

$$y_i^{(1)}(n) = x_i(n) \quad (3.31)$$

olur ki burada $x_j(n)$, giriş vektörü $x(n)$ in j . elemanıdır.

Eğer j . düğüm çıkış katmanındaysa ($l=L$);

$$y_i^{(l)}(n) = o_f(n) \quad (3.32)$$

alınır. Son olarak hata sinyali hesaplanır;

$$e_f(n) = d_f(n) - o_f(n) \quad (3.33)$$

Burada $d_f(n)$, istenen cevap vektörü $d(n)$ 'nin j . üyesidir.

4. *Geri iletme hesapları:* Katman katman geri giderek her katmanın yerel gradientleri hesaplanır:

Çıkış katmanı L deki j . düğüm için,

$$\delta_j^{(L)}(n) = e_j^{(L)}(n) o_f(n) [1 - o_f(n)] \quad (3.34)$$

l . gizli katmanın j . düğümü için,

$$\delta_j^{(l)}(n) = y_j^{(l)}(n) [1 - y_j^{(l)}(n)] \sum \delta_k^{(l+1)}(n) w_{kj}^{(l+1)}(n) \quad (3.35)$$

Artık l katmanındaki ağırlıklar şu eşitliğe göre güncellenir:

$$w_{ji}^{(l)}(n+1) = w_{ji}^{(l)}(n) + \alpha [w_{ji}^{(l)}(n) - w_{ji}^{(l)}(n-1)] + \eta \delta_j^{(l)}(n) y_i^{(l-1)}(n) \quad (3.36)$$

Burada η öğrenme katsayısı ve α momentum sabitidir.

5. *Yineleme*: Ortalama karesel hata kabul edilebilir bir seviyeye inene kadar mümkünse eğitme verisinin sırasını her seferinde değiştirerek yapay sinir ağı yukarıdaki adımlar ile eğitilir.

3.2.5. İlişkili Sinyaller için Geliş Açısı Kestiricisi

Cadzwow'un (1988) önerdiği İlişkili Sinyaller için Geliş Açısı Kestiricisi, ortamda birbirleriyle tam ilişkili sinyaller olduğu durumda dahi yön bulabilmektedir. Bu yöntem MUSIC algoritmasından (3.21) denklemindeki öz ilişki işlevinin tanımından itibaren farklılık göstermektedir.

$$R = a(\omega)R_s a(\omega)^H + \sigma^2 R_\eta \quad (3.36)$$

Burada R_η diagonal toplamı bir verecek şekilde normalize edilmiş gürültüye ait öz ilişki matrisidir. Biliniyor ki, ortamda tam ilişkili sinyaller olduğunda gürültüye ait özdeğerler ile sinyale ait öz değerler birbirlerine çok yakın değerler alabildiğinden gürültü alt uzayı ile sinyal alt uzayını ayırtmak zor olmaktadır. Bu durumda sinyale ait olduğu bariz bir şekilde ortada olan (diğerlerine göre büyük genlikli olan) öz değerler ve bunlara ait özvektörlerden yararlanılarak çözüm elde edilebilir.

$e_1, e_2, \dots, e_r$ gürültüye ait öz değerlere göre bariz bir şekilde büyük yani sinyale ait olduğu garanti edilebilen öz vektörler olsun.

Sinyal alt uzayını tanımlayan matris,

$$E_z = [R_\eta e_1 \ R_\eta e_2 \ \dots \ R_\eta e_r] \quad (3.37)$$

şekinde yazılabilir. Ortamda r 'den daha fazla sinyalin olduğu bilindiğinden, bunların geliş yönlerini bulmak için sinyal alt uzayını geren en az gerçek sinyal sayısı s kadar vektör gerekmektedir. Bu amaç için E_z 'e belli dönüşümler uygulanarak daha küçük boyutlu

fakat daha fazla sayıda dik vektör haline getirilebilir. Bunun için, J duyargaç sayısı olmak üzere;

$$\begin{aligned} P^1(m,n) &= \delta(n-i_m) & 1 \leq m \leq s \text{ ve } 1 \leq n \leq J \\ P^2(m,n) &= \delta(n-j_m) & 1 \leq m \leq s \text{ ve } 1 \leq n \leq J \end{aligned} \quad (3.38)$$

şekinde alt dizi seçme matrisleri tanımlansın.

Alt dizi seçme matrisleri kullanılarak yeni tanımlanan sinyal alt uzayı matrisi;

$$E_{z1} = [P^1 E_z, P^2 E_z, \dots, P^s E_z] \quad (3.39)$$

şekini alır. Genellikle bu durumda E_{z1} matrisinin rankı s 'e eşit olur ve bu durumda,

$$e^1(\omega) = P^1 e(\omega) \quad (3.40)$$

olmak üzere ve “ $^\top$ ” sözde ters matrisi göstermek üzere;

$$d_{z1}(\omega) = 1 - \frac{e^1(\omega)^* E_{z1} [E_{z1}^* E_{z1}]^\top E_{z1}^* e^1(\omega)}{e^1(\omega)^* e^1(\omega)} \quad (3.41)$$

şeklinde tanımlanan uzaklık işlevinin sıfır verdiği noktalar sinyallerin geliş yönünü vermektedir.

IV. BENZETİŞİMLER

Akustik yankıların giderilmesi için önerilen uzaysal süzgeçleme yöntemi ve süzgeçleme işleminden önce uygulanması gereken konuşmacının yerini belirleme yöntemlerinin benzetişimleri MATLAB ortamında yapılmıştır. Uzaysal süzgeçleme benzetişimleri hem dar bantlı hem de geniş bantlı sinyaller için yapılırken, geniş bantlı sinyal; üç sinüs sinyalinin toplamı şeklinde modellenmiştir. Konuşmacı yerinin tespit benzetişimleri, konuşmacının dar bantlı sinyaller yaydığı kabulü ile yapılmış ve geniş bantlı durum için benzetişimler gelecek çalışmalara bırakılmıştır.

4.1. Uzaysal Süzgeçleme Benzetişimleri

Uzaysal süzgeçleme benzetişimlerinde, modellenen duyargaç verisi en basit hüzmeye yönlendiricisi olan geciktir-topla hüzmeye yönlendiricisine verilmiştir ve girişlere karşılık çıkış verileri gözlenmiştir.

4.1.1. Dar Bant Sinyaller

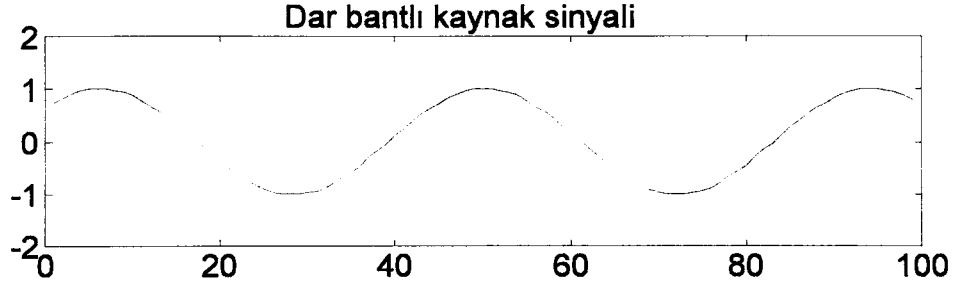
Şekil 4.1'de görülen $f = 1000$ Hz sinüs sinyali $d = 0.0425$ m arayla yerleştirilmiş 20 tane duyargaçta $f_s = 44000$ Hz de örneklenecek şekilde modellenmiştir. i . duyargaçtaki sinyalin ifadesi;

$$X_i[n] = \sin\left(\frac{2\pi f n}{f_s} - 2i\pi\tau\right) + v[n] \quad n=1,2,\dots,100 \quad (4.1)$$

şeklindedir. Bu ifadede:

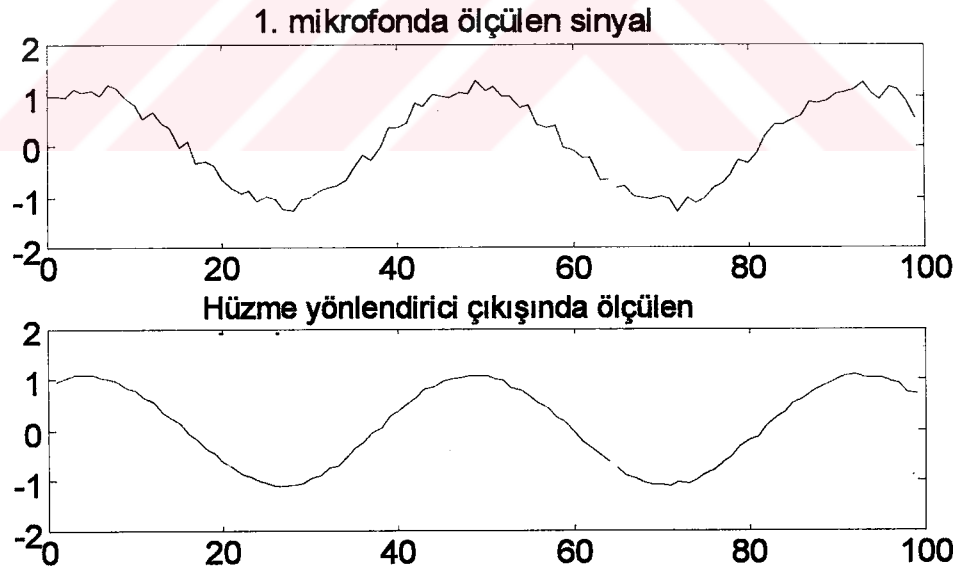
$$\tau = \frac{d \sin(\theta)}{c} \quad (4.2)$$

şeklinde tanımlanır. Burada $v[n]$, belirtilen sinyal gürültü oranı verecek şekilde seçilmiş beyaz gürültü dizisidir.

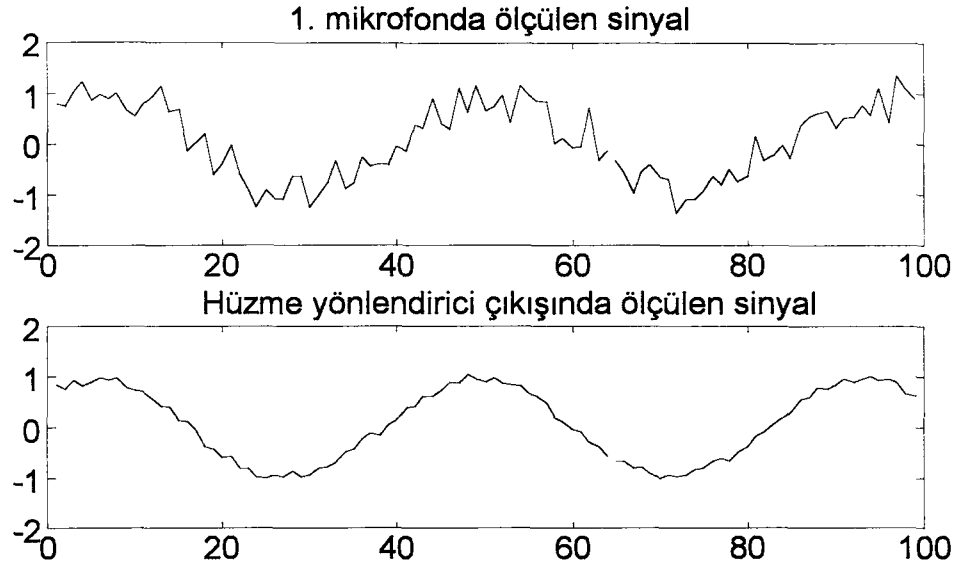


Şekil 4.1. Frekansı 1 Khz olan orijinal sinyalin zamana göre değişimi.

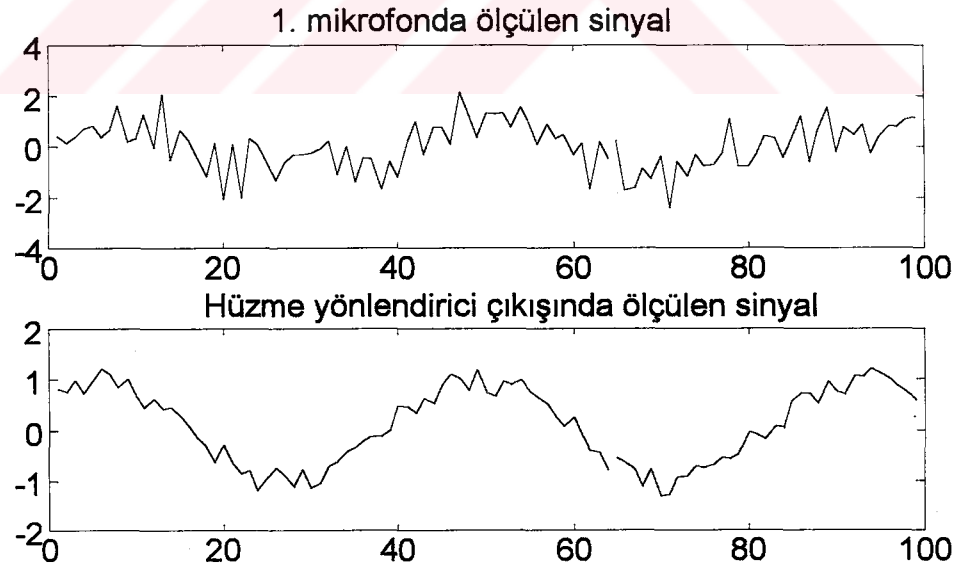
Aşağıda 20 dB, 8 dB ve 3 dB sinyal gürültü oranına sahip veriler için 1. mikrofonda görülen sinyal ve hüzme yönlendirici çıkışında görülen sinyaller görülmektedir.



Şekil 4.2. Sinyal Gürültü Oranının 20 dB olması durumunda 1.mikrofonda ve hüzme yönlendirici çıkışında görülen sinyallerin zamana göre değişimi.



Şekil 4.3. Sinyal Gürültü Oranının 8 dB olması durumunda 1.mikrofonda ve hüzme yönlendirici çıkışında görülen sinyallerin zamana göre değişimi.



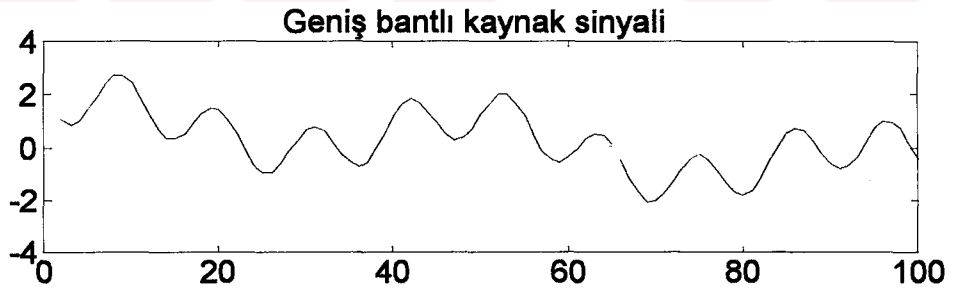
Şekil 4.4. Sinyal Gürültü Oranının 3 dB olması durumunda 1.mikrofonda ve hüzme yönlendirici çıkışında görülen sinyallerin zamana göre değişimi.

Şekil 4.2, 4.3 ve 4.4’de görüldüğü gibi hüzme yönlendirici çıkışı Şekil 4.1’deki orijinal sinyal ile karşılaştırıldığında her bir mikrofondaki sinyale göre daha az gürültülüdür. 20 dB SGO’na sahip giriş sinyali için çıkış sinyali hemen hemen gürültüsüz olmuştur. 8 dB SGO’na sahip sinyalin çıkışında ise kabul edilebilir bir gürültü vardır. Sinyal ile gürültünün hemen hemen aynı güce sahip olduğu 3 dB SGO durumunda bir mikrofondaki sinyal tanmamaz durumda iken çıkış sinyalinden sinyalin kaba şekli hakkında bilgi edinilebilmektedir.

Bunlar beklenen sonuçlardır çünkü, bir hüzme yönlendiricisi çıkışında sinyal birim kazançlı bulunurken, gürültü duyargaç sayısı oranında zayıflatılmaktadır. Yani 20 duyargaç için SGO 13 dB artırılmış olur.

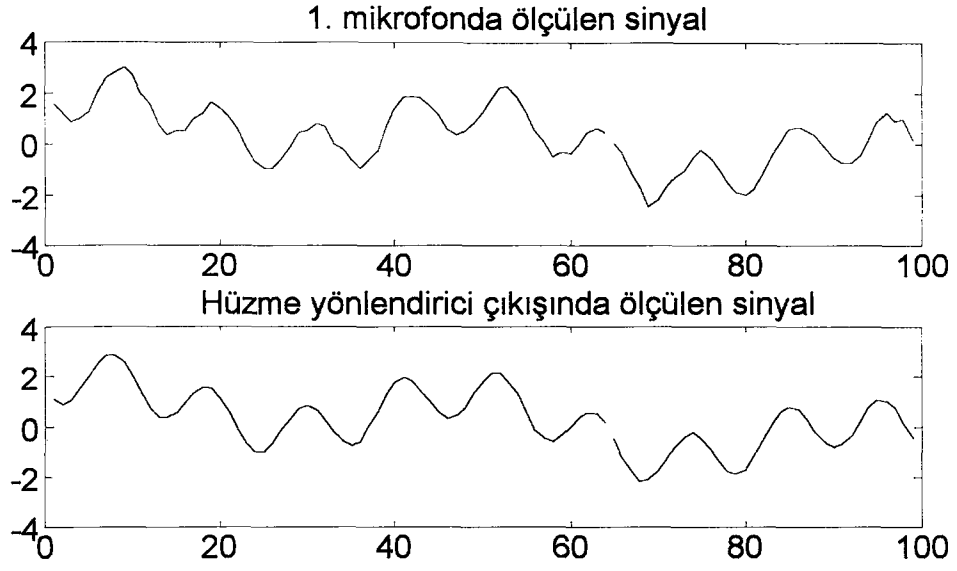
4.1.2. Geniş Bantlı Sinyaller

Geniş bantlı sinyallerle uzaysal süzgeçleme yapmak amacıyla 100 Hz, 1500 Hz ve 3500 Hz lik üç sinüs sinyali toplanmış (Şekil 4.5) ve toplam sinyalin 44 KHz’de örneklendirilmiştir.

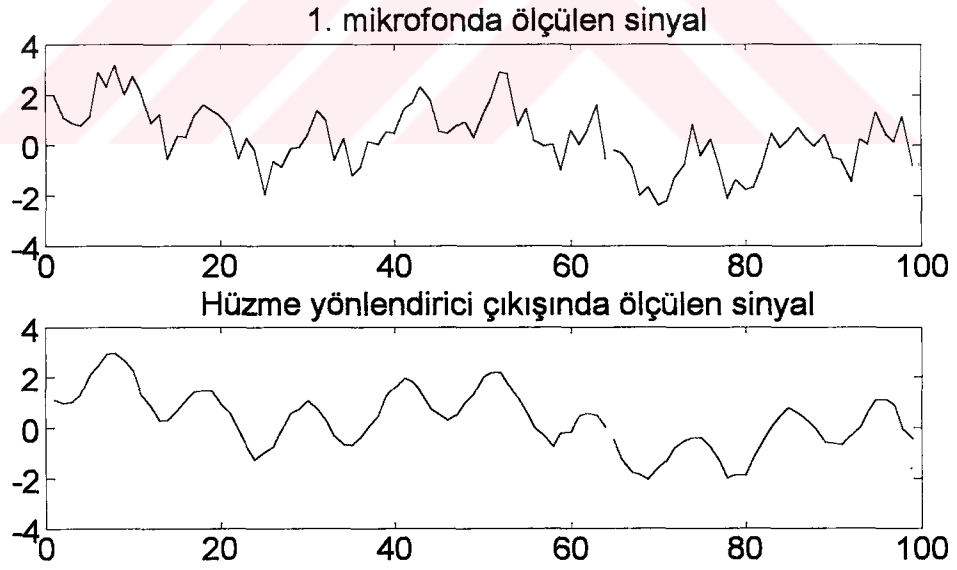


Şekil 4.5. Frekansları 100, 1500 ve 3500 Hz olan üç sinüsoidalın toplamından oluşan orijinal sinyalin zamana göre değişimi.

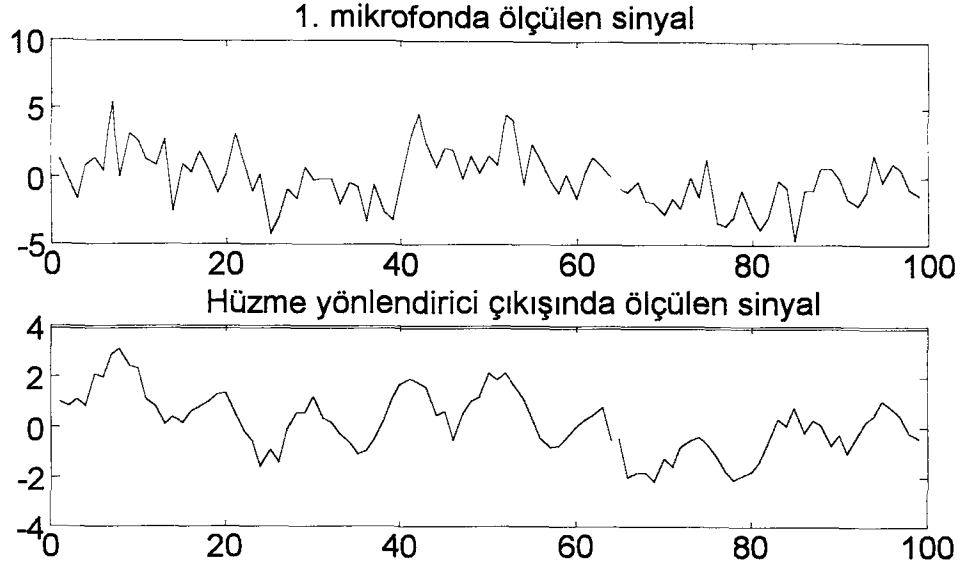
Aşağıda, yine 20 dB, 8 dB ve 3 dB sinyal gürültü oranları için elde edilen sonuçlar görülmektedir:



Şekil 4.6. Sinyal Gürültü Oranının 20 dB olması durumunda 1.mikrofonda ve hüzme yönlendirici çıkışında görülen sinyallerin zamana göre değişimi.



Şekil 4.7. Sinyal Gürültü Oranının 8 dB olması durumunda 1.mikrofonda ve hüzme yönlendirici çıkışında görülen sinyallerin zamana göre değişimi.



Şekil 4.8. Sinyal Gürültü Oranının 3 dB olması durumunda 1.mikrofonda ve hüzme yönlendirici çıkışında görülen sinyallerin zamana göre değişimi.

Görüldüğü gibi dar bantlı sinyaller için yapılan yorumlar geniş bantlı sinyaller için aynen geçerlidir.

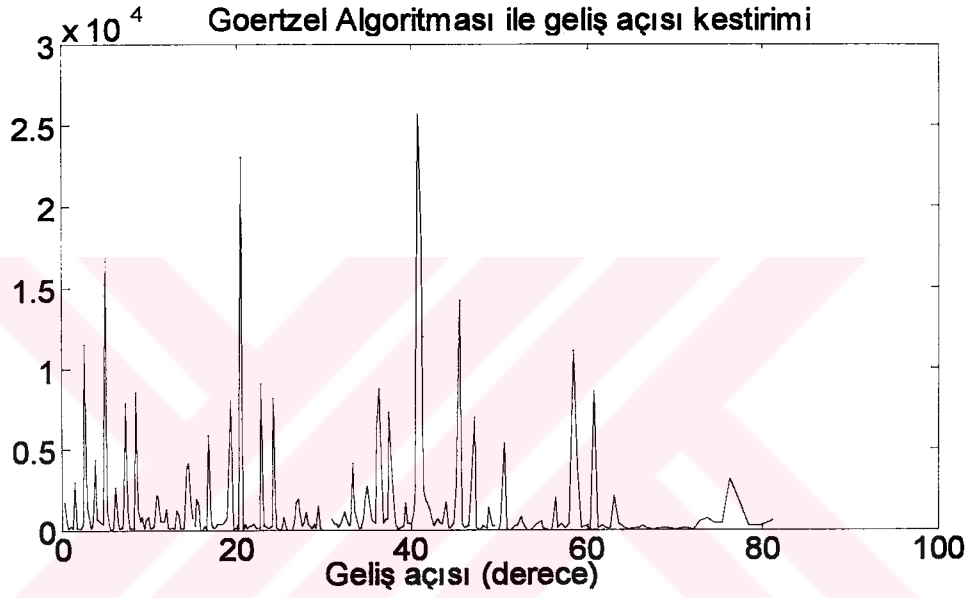
4.2. Konuşmacı Yerin Tespiti Benzetişimleri

Eşit aralıklarla dizilmiş duyargaçlardan alınan veri (4.1) eşitliğindeki gibi modellenmiştir. Tüm algoritmalar çeşitli açılardan gelen sinyaller kullanılarak ve çeşitli sinyal gürültü oranlarında beyaz gürültü eklenerek koşturulmuş ve sonuçları karşılaştırılmıştır.

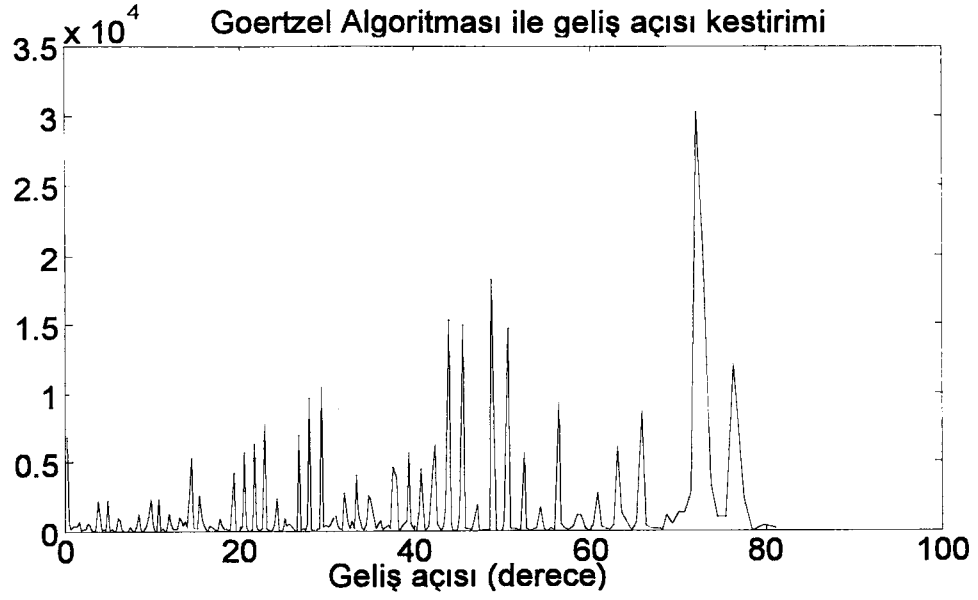
4.2.1. Goertzel Algoritması Benzetişimleri

Goertzel Algoritması benzetişimleri (4.1) eşitliğinde tanımlanan verinin üzerinde yapılmıştır. 20 duyargaçtan alınan zaman örnekleri, önce n anındaki 20 örnek, $n+1$ anındaki 20 örnek ve devam eden şekilde alınarak her duyargaçtaki 100 örnek bitene

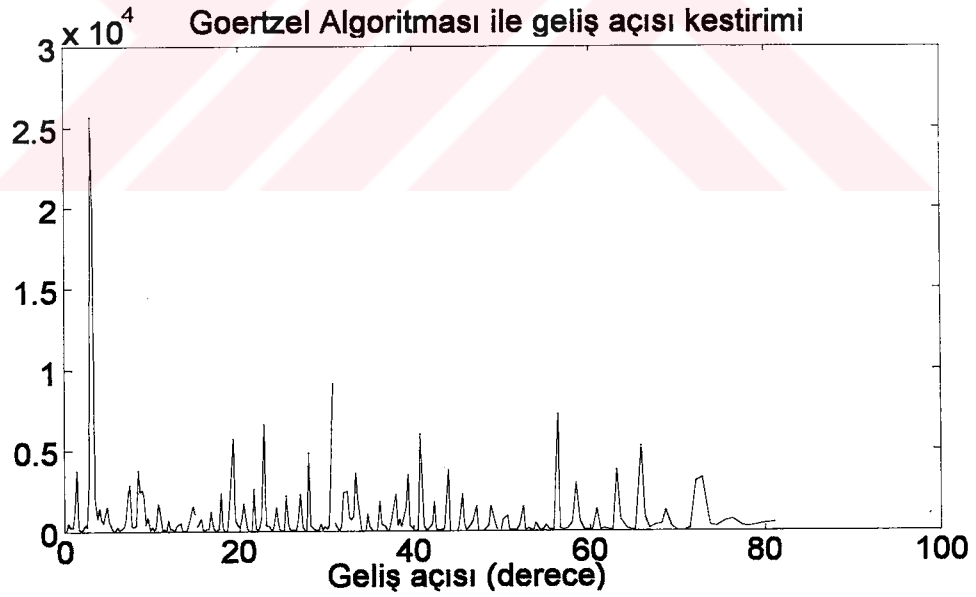
kadar ard arda eklenerek 2000 örnek uzunluğuna sahip bir vektör elde edilmiştir. Bu vektör kullanılarak $N=500$ noktalı Ayrık Fourier Dönüşümü, Goertzel Algoritması yardımıyla alınmıştır. -45 , -90 , 0 , $+45$ ve $+90$ derecelik geliş açıları için 0 , 30 ve ∞ dB sinyal gürültü oranına sahip veriler için elde edilen sonuçlar aşağıdadır:



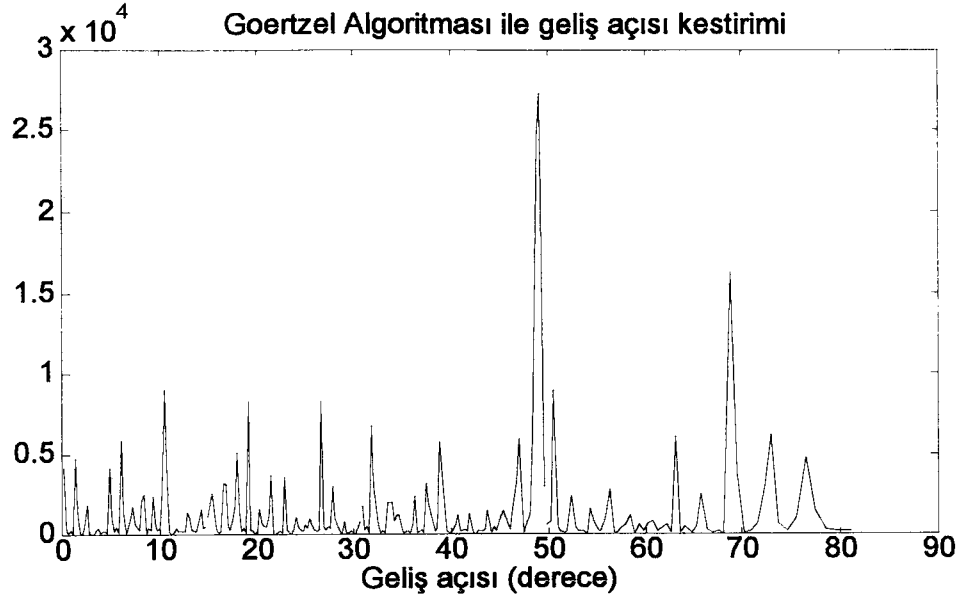
Şekil 4.9. Sinyal Gürültü Oranının 0 dB olması durumunda -45 dereceden gelen sinyalin geliş açısının Goertzel Algoritması ile kestirimi.



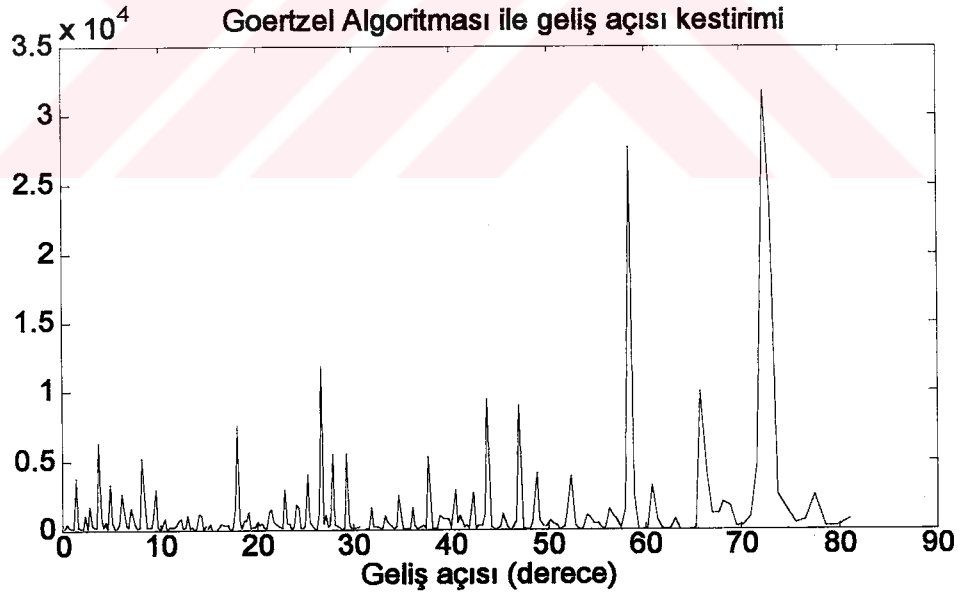
Şekil 4.10. Sinyal Gürültü Oranının 0 dB olması durumunda -90 dereceden gelen sinyalin geliş açısının Goertzel Algoritması ile kestirimi.



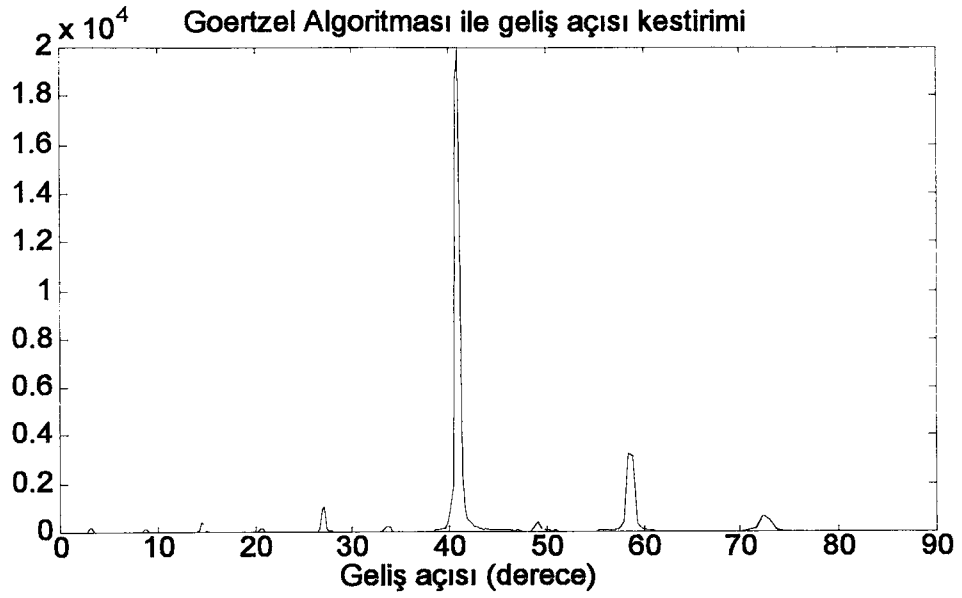
Şekil 4.11. Sinyal Gürültü Oranının 0 dB olması durumunda 0 dereceden gelen sinyalin geliş açısının Goertzel Algoritması ile kestirimi.



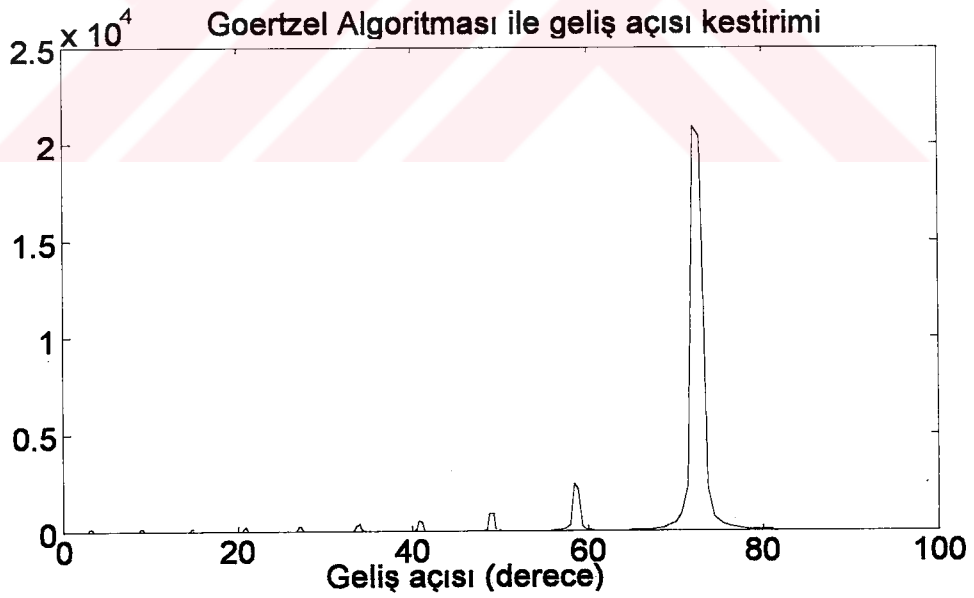
Şekil 4.12. Sinyal Gürültü Oranının 0 dB olması durumunda +45 dereceden gelen sinyalin geliş açısının Goertzel Algoritması ile kestirimi.



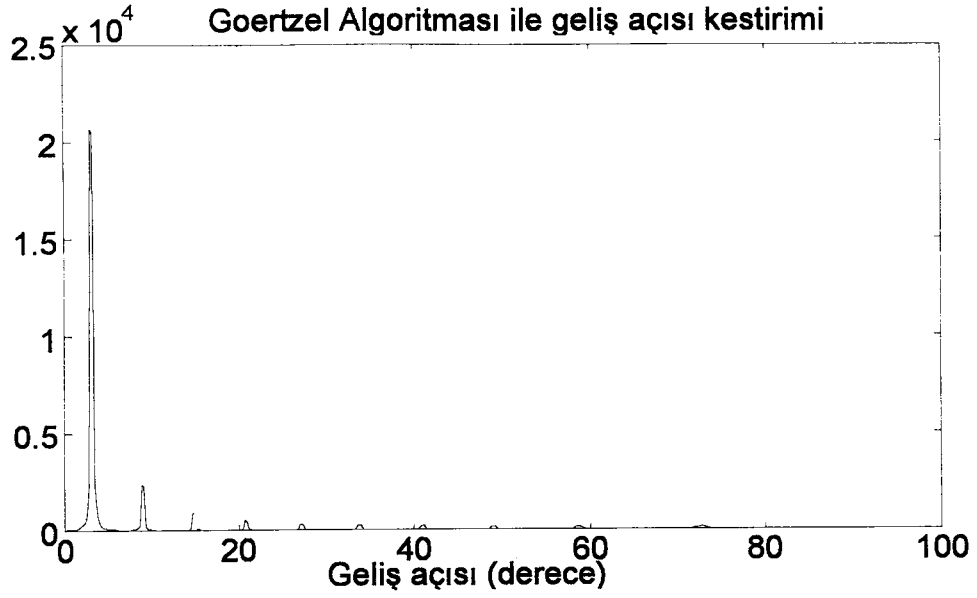
Şekil 4.13. Sinyal Gürültü Oranının 0 dB olması durumunda +90 dereceden gelen sinyalin geliş açısının Goertzel Algoritması ile kestirimi.



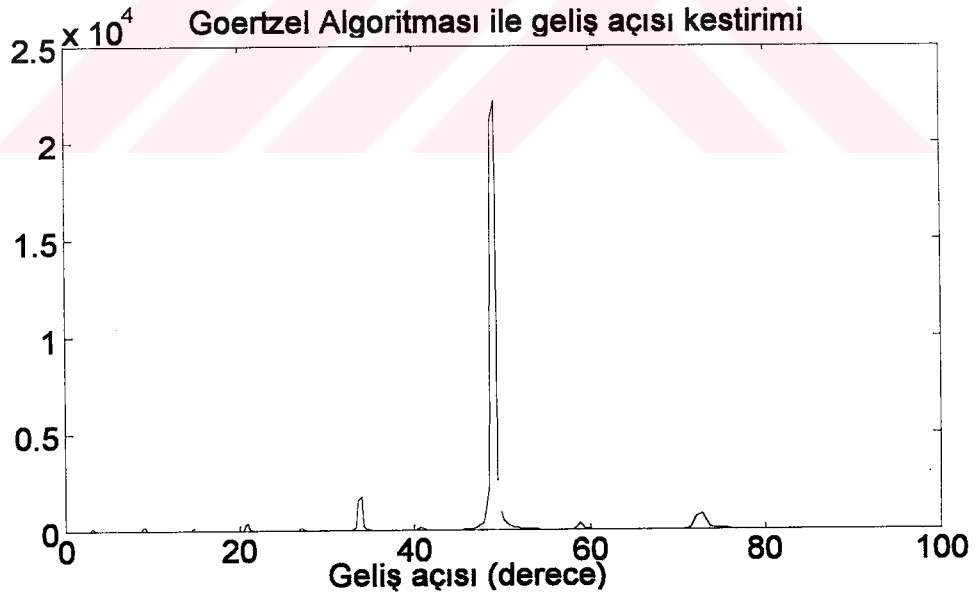
Şekil 4.14. Sinyal Gürültü Oranının 30 dB olması durumunda -45 dereceden gelen sinyalin geliş açısının Goertzel Algoritması ile kestirimi.



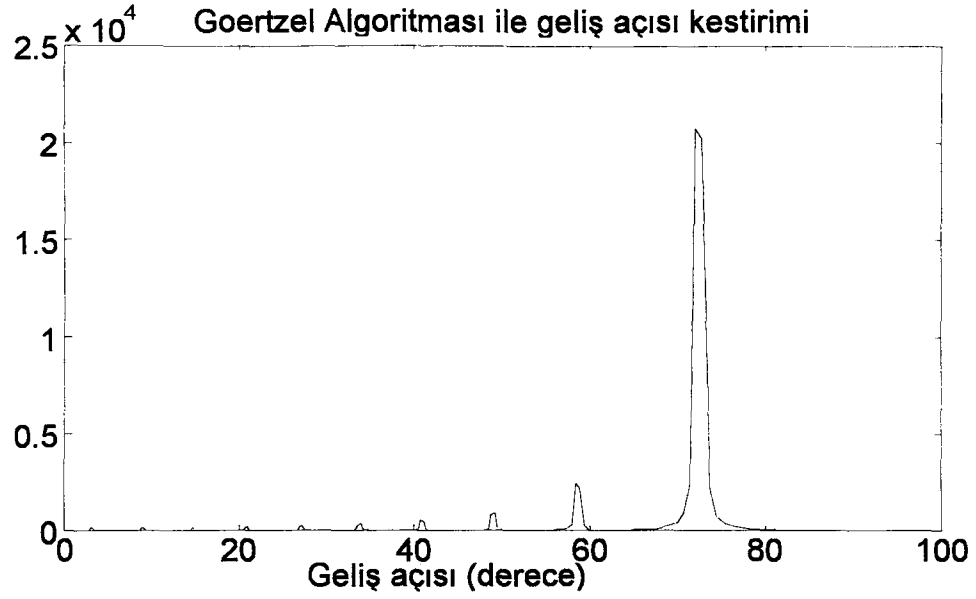
Şekil 4.15. Sinyal Gürültü Oranının 30 dB olması durumunda -90 dereceden gelen sinyalin geliş açısının Goertzel Algoritması ile kestirimi.



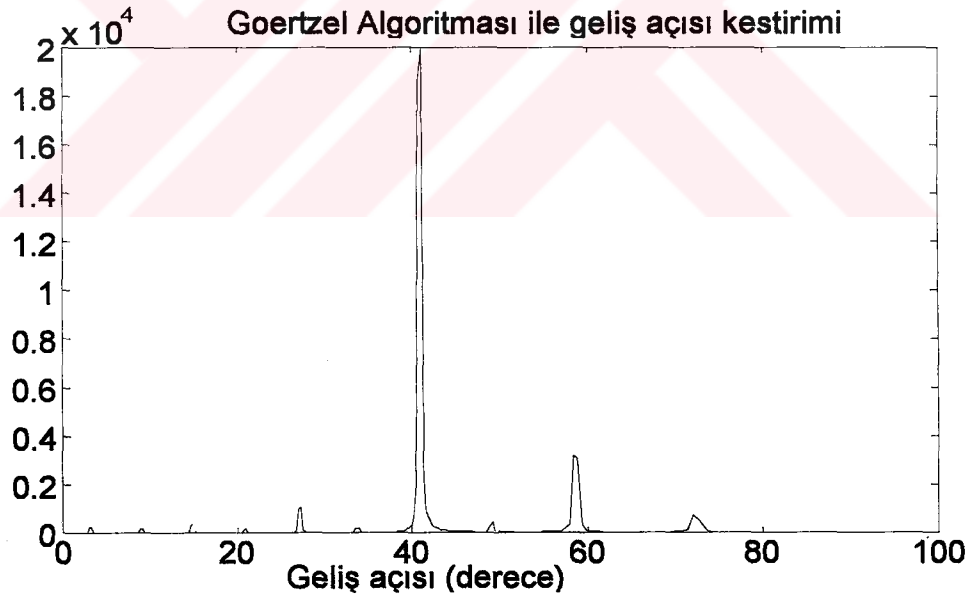
Şekil 4.16. Sinyal Gürültü Oranının 30 dB olması durumunda 0 dereceden gelen sinyalin geliş açısının Goertzel Algoritması ile kestirimi.



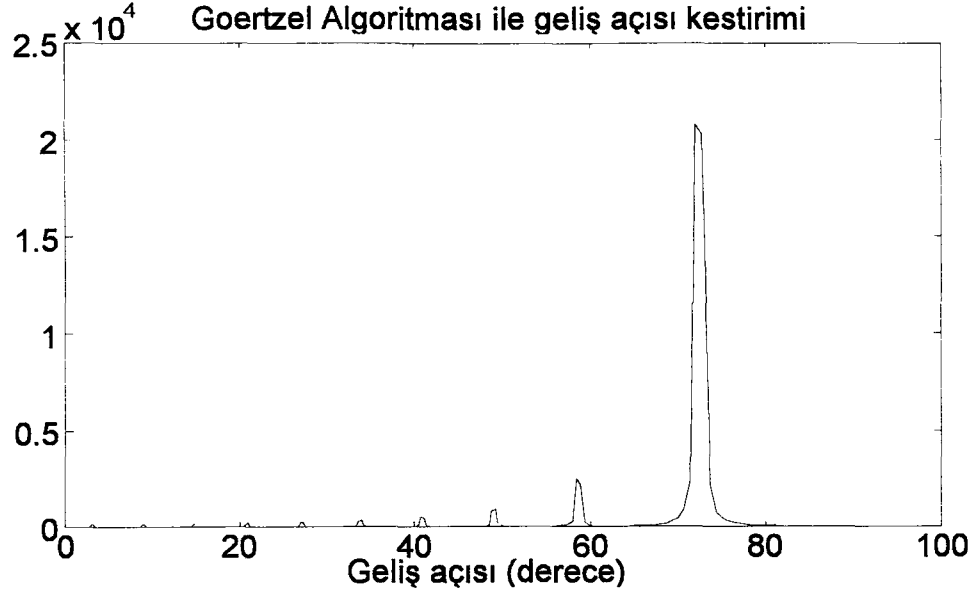
Şekil 4.17. Sinyal Gürültü Oranının 30 dB olması durumunda +45 dereceden gelen sinyalin geliş açısının Goertzel Algoritması ile kestirimi.



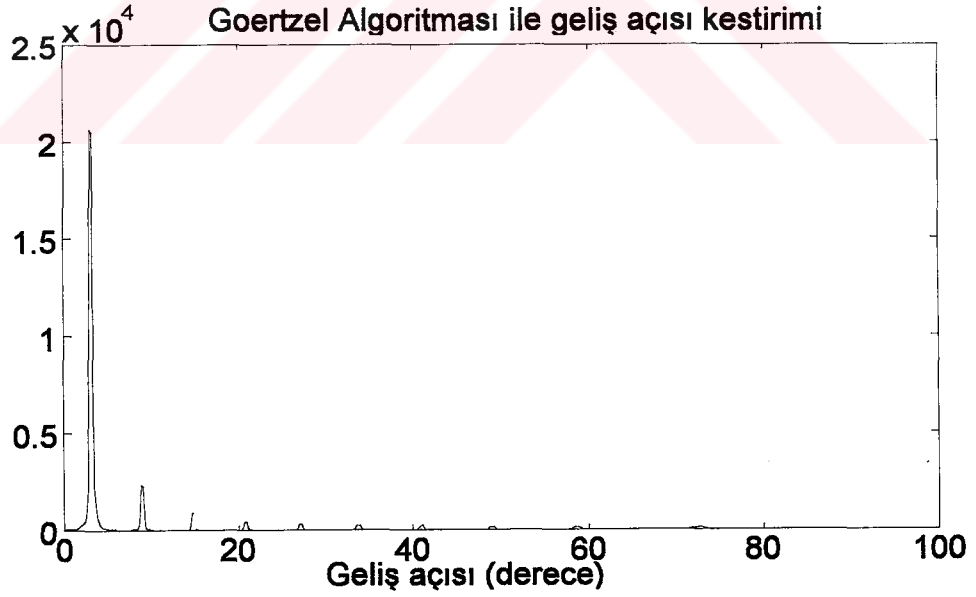
Şekil 4.18. Sinyal Gürültü Oranının 30 dB olması durumunda +90 dereceden gelen sinyalin geliş açısının Goertzel Algoritması ile kestirimi.



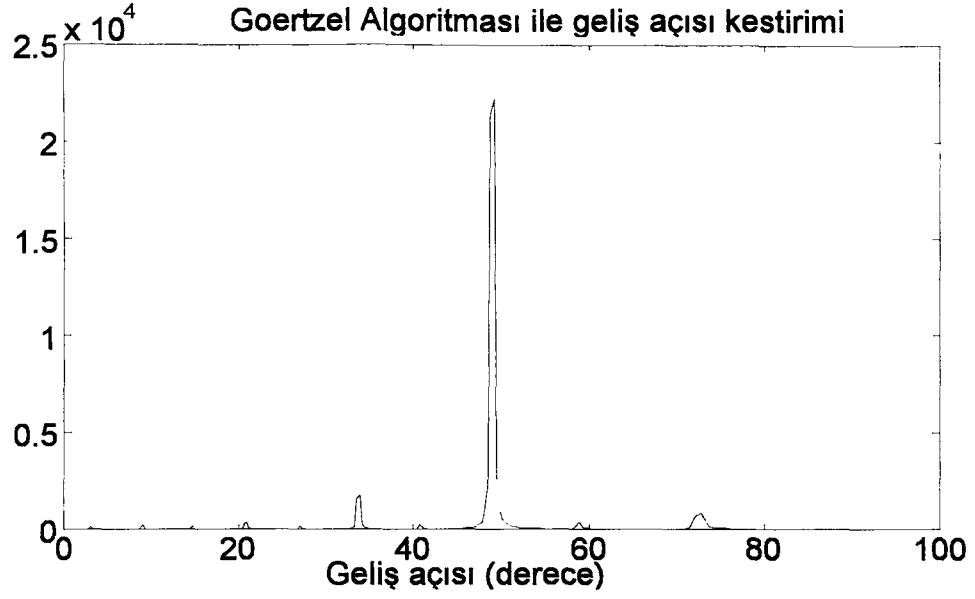
Şekil 4.19. Sinyal Gürültü Oranının ∞ dB olması durumunda -45 dereceden gelen sinyalin geliş açısının Goertzel Algoritması ile kestirimi.



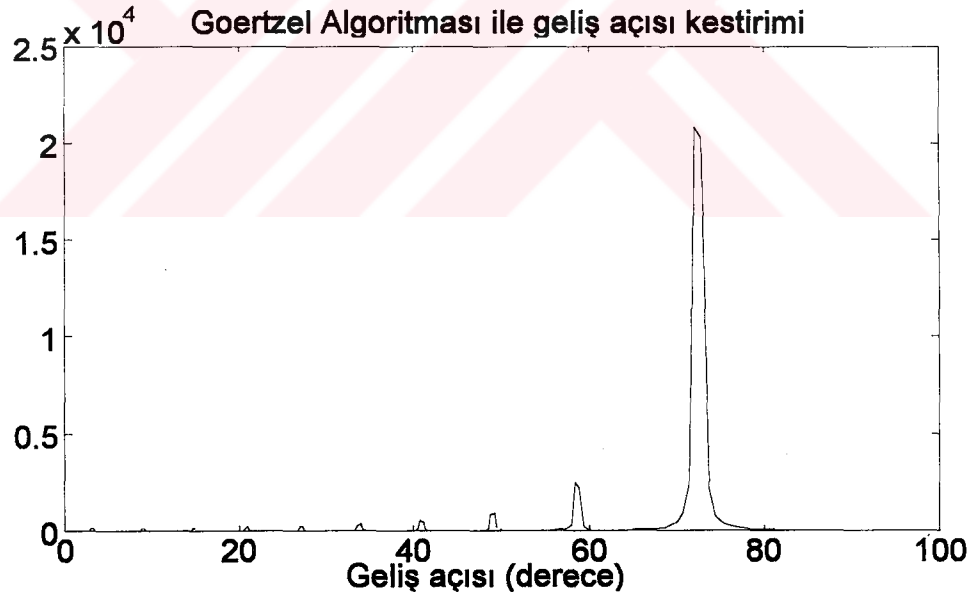
Şekil 4.20. Sinyal Gürültü Oranının ∞ dB olması durumunda -90 dereceden gelen sinyalin geliş açısının Goertzel Algoritması ile kestirimi.



Şekil 4.21. Sinyal Gürültü Oranının ∞ dB olması durumunda 0 dereceden gelen sinyalin geliş açısının Goertzel Algoritması ile kestirimi.



Şekil 4.22. Sinyal Gürültü Oranının ∞ dB olması durumunda +45 dereceden gelen sinyalin geliş açısının Goertzel Algoritması ile kestirimi.

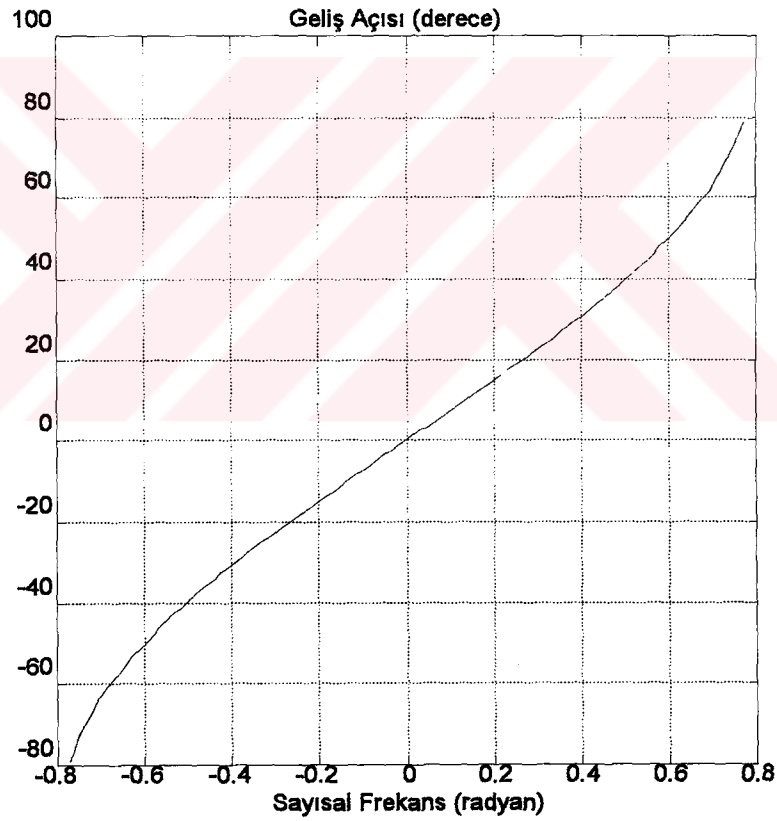


Şekil 4.23. Sinyal Gürültü Oranının ∞ dB olması durumunda 90 dereceden gelen sinyalin geliş açısının Goertzel Algoritması ile kestirimi.

Grafiklerden de gözlenebileceği gibi Goertzel Algoritması ile ∞ ve 30 dB SGO'larda geliş açısı etkili bir şekilde kestirilebilmektedir. 0 dB SGO'da ise gelen

sinyalin yönü haricinde fazlardan tepeler oluşmaktadır. Bunlar, gelen ikinci bir sinyal gibi algılanabileceğinden bu algoritmanın 0 dB'ye yakın SGO'larda kullanılmaması gerektiği ortaya çıkar.

Grafiklerde göze batan ikinci nokta, algoritmanın geliş açısının mutlak değerini belirlemesidir. Bu beklenen bir sonuçtur, çünkü $-\theta$ ile $+\theta$ açılarından gelen iki sinyal arasındaki tek fark 180 derecelik faz farkıdır. Bu faz farkı sinyallerin birbirlerine göre tanımlandığından, ancak birinin hangi açıdan geldiği bilindiğinde diğerinin geliş yönü kestirilebilir. Bu sebeple benzetişim sonuçları gösteriyor ki bu algoritmanın açıklığı 90 derecedir.



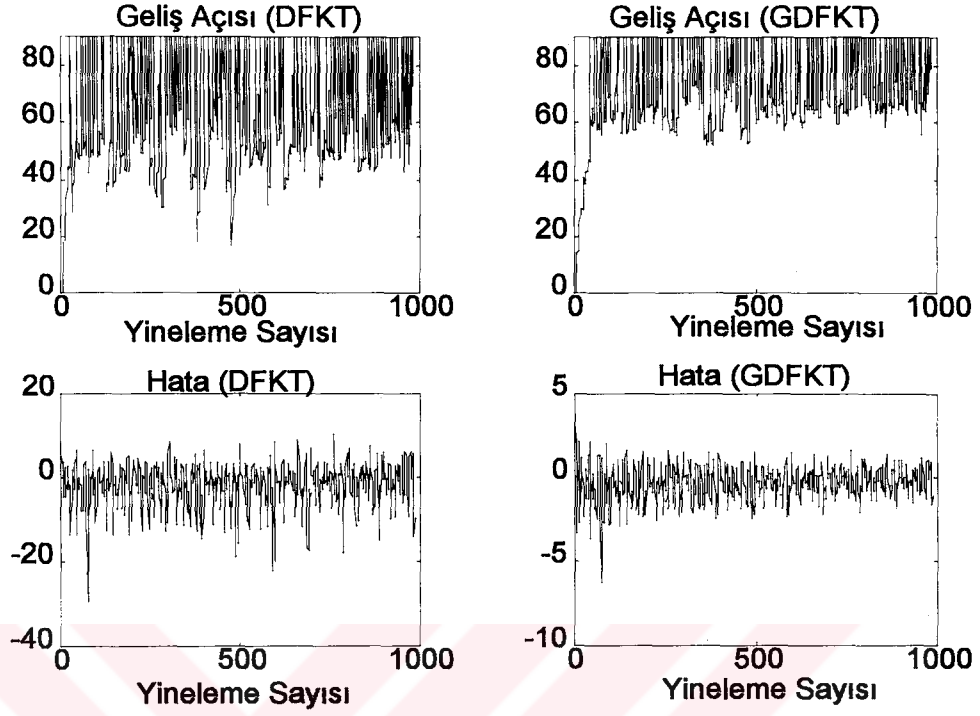
Şekil 4.24. Geliş açısının sayısal frekansa göre değişimi.

Kestirim hatasının 0 dereceden 90 dereceye giderken arttığı gözlenen üçüncü noktadır. 0 derecelik geliş açısına sahip bir sinyal 3-4 derecelik bir hata ile belirlenirken 90

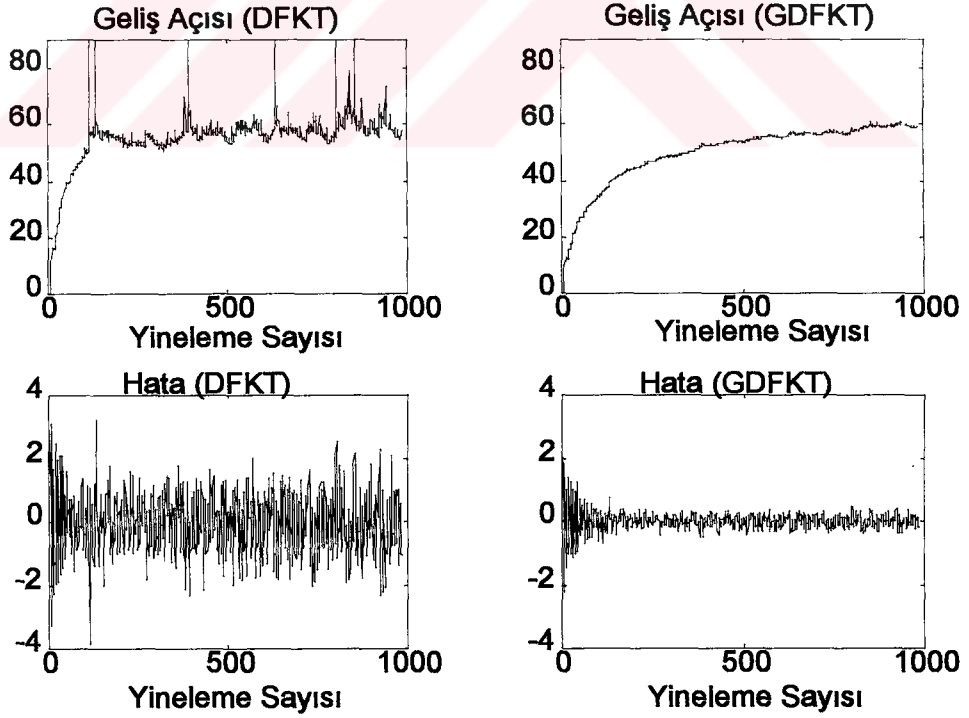
derecelik geliş açısına sahip bir sinyalin geliş açısı 15 dereceye varan bir hatayla belirlenmektedir. Bunu açıklamak için geliş açısıyla, bu algoritmanın kestirdiği bilinen anlamda frekans arasında daha önce gösterildiği gibi sinüsoidal bir ilişki olduğu hatırlanmalıdır. Bu ilişkinin Şekil 4.24’de görülmektedir. Görüldüğü gibi 0 merkezine yakın frekanslar ile geliş açısı arasında doğrusal bir ilişki varken merkezden uzaklaştıkça doğrusallık bozulmakta ve frekansdaki değişimler geliş açısına daha büyük bir oranda yansımaktadır. Dolayısıyla bu bölgelerde frekans kestiriminde yapılan hata geliş açısının kestirimine daha büyük oranda yansımaktadır.

4.2.2. Geliştirilmiş Doğrudan Frekans Kestirimi Tekniği (GDFKT) Benzetişimleri

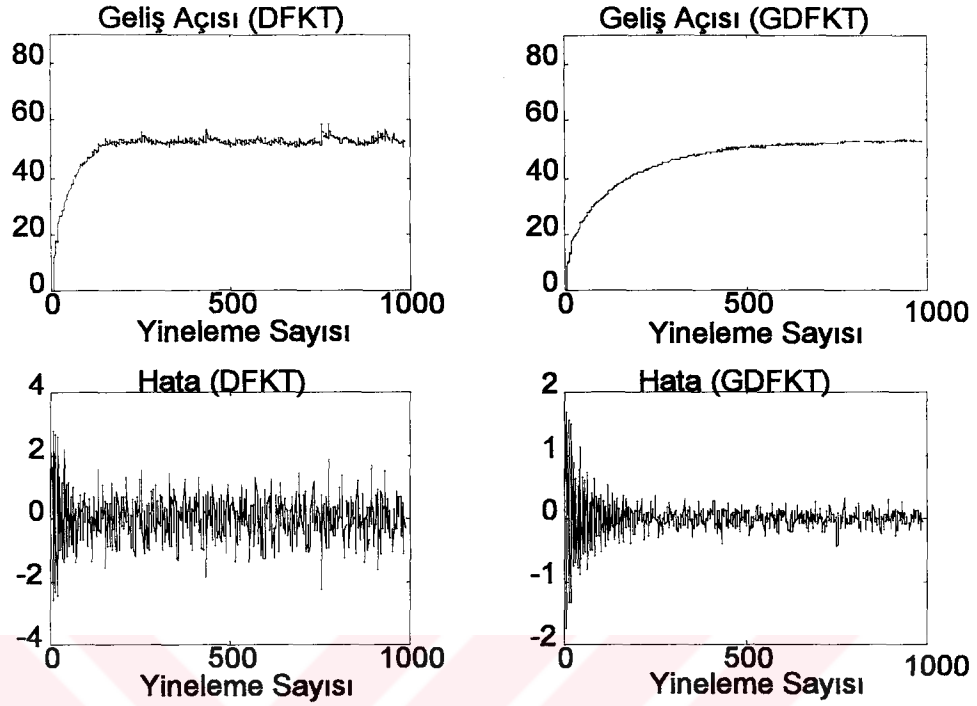
GDFKT’nin benzetişimlerine geçmeden önce Cheung (1987) önerdiği DFKT’yi ne ölçüde geliştirdiğimizi görmek amacıyla benzetişimler yaptık. Yakınsama katsayısını Bölüm 3.2.2’de açıklandığı gibi değişken seçerek, +45 derecelik sabit bir geliş açısı ile gelen sinyal, değişik SGO’larda elde ettiğimiz sonuçlar ile asıl DFKT ile elde edilen sonuçlar aşağıdadır.



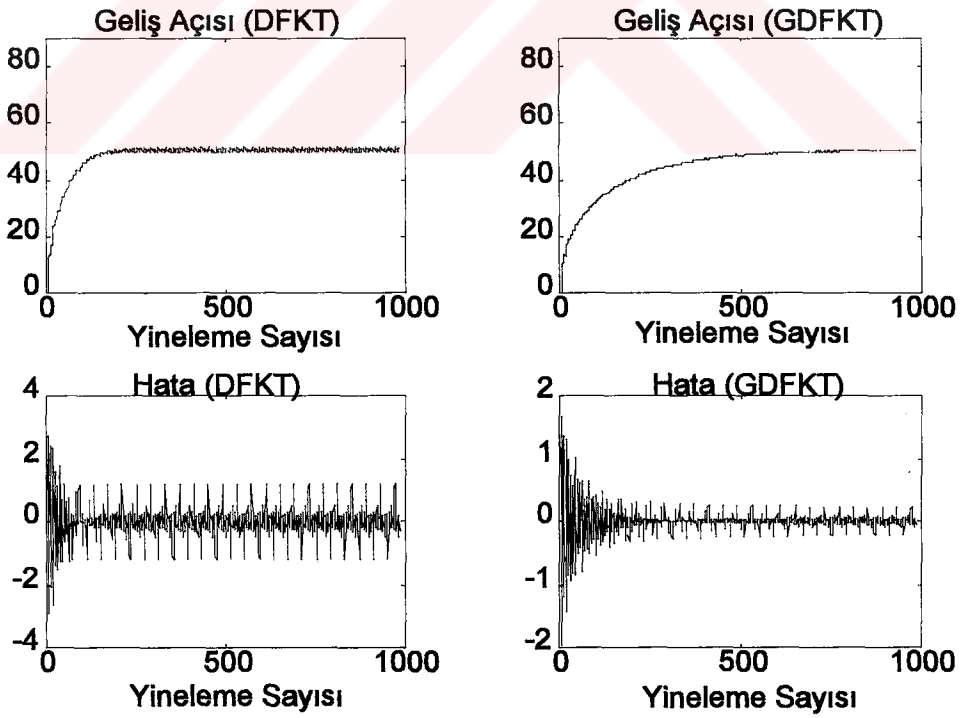
Şekil 4.25. Sinyal Gürültü Oranının 0 dB olması durumunda GDFKT ile DFKT'nin karşılaştırılması.



Şekil 4.26. Sinyal Gürültü Oranının 7 dB olması durumunda GDFKT ile DFKT'nin karşılaştırılması.



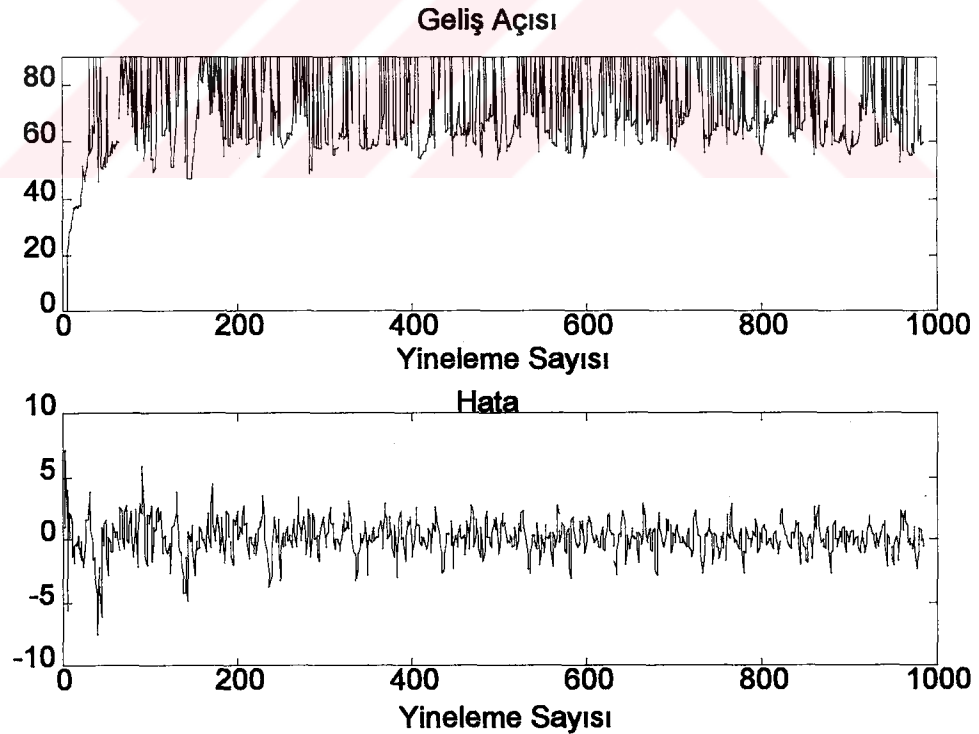
Şekil 4.27. Sinyal Gürültü Oranının 13 dB olması durumunda GDFKT ile DFKT'nin karşılaştırılması.



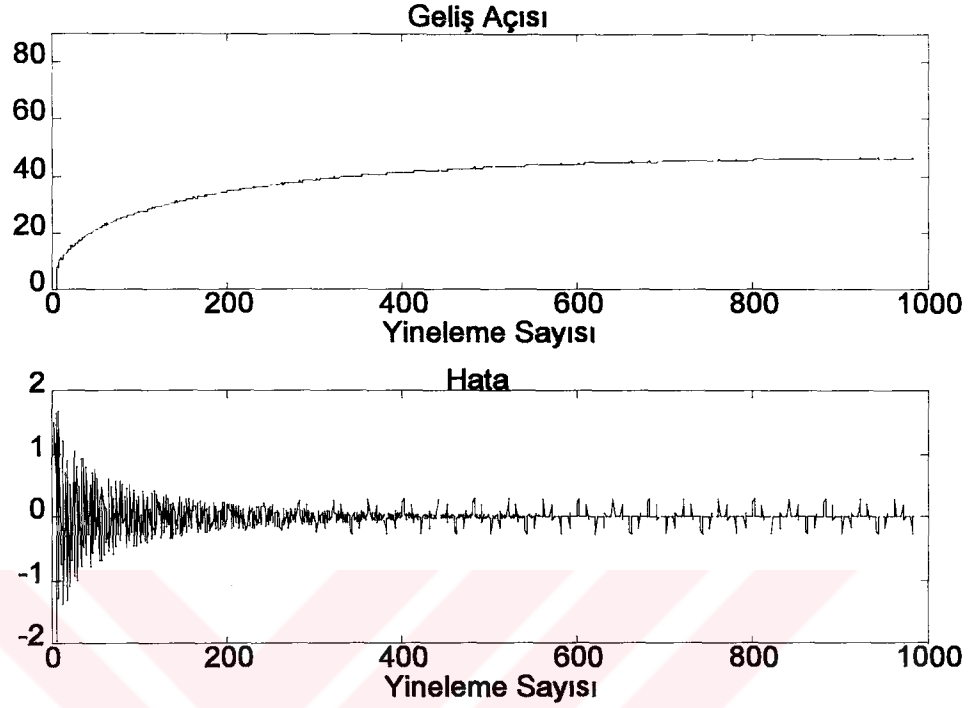
Şekil 4.28. Sinyal Gürültü Oranının ∞ dB olması durumunda GDFKT ile DFKT'nin karşılaştırılması.

Görüldüğü gibi 0 dB SGO'da her iki algoritma da yakınsamıyorken 7 dB SGO'da bizim önerdiğimiz GDFKT yakınsamaya başlamıştır. Oysa DFKT ancak 13 dB lerde bir yakınsama göstermektedir. Bu demektir ki önerdiğimiz yöntem algoritmayı 5 dB geliştirmiştir. Bunun yanısıra 13 dB SGO'da DFKT yakınsamasına rağmen küçük salınımlar yapmaktadır oysa GDFKT daha kararlı bir yakınsama içindedir. ∞ dB SGO'da, DFKT bizim algoritmamıza göre daha hızlı yakınsamasına rağmen aynı salınımlar halen vardır.

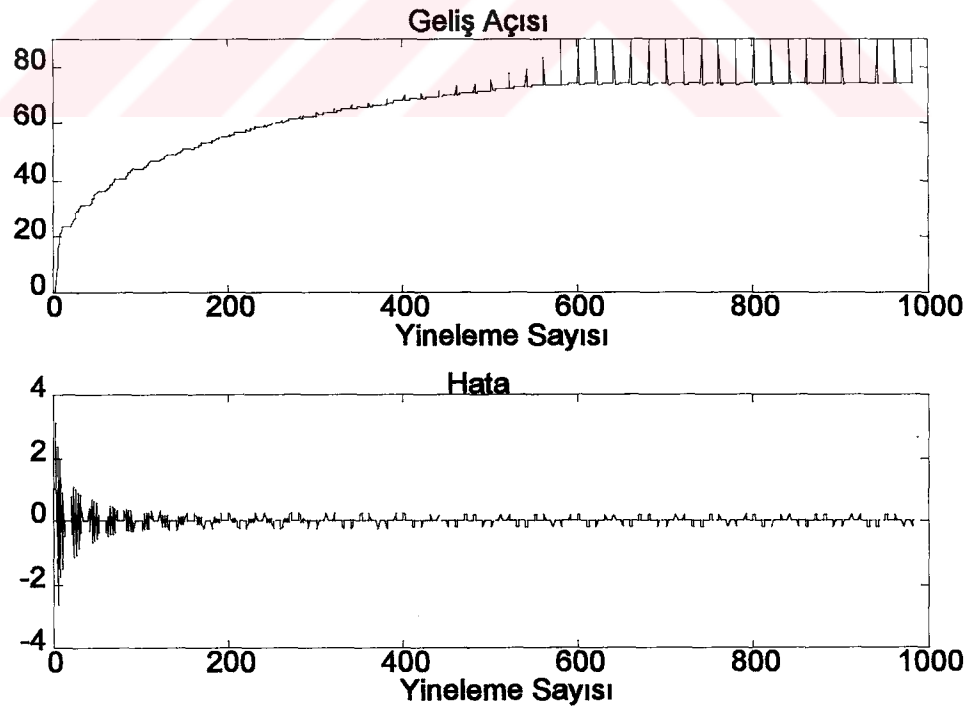
GDFKT benzetişimleri yapılırken, 10 duyargacın her birinden alınan 100 örnek ardarda dizilerek oluşturulan yeni vektör giriş olarak kullanılmıştır. 1000 örneklik vektör elde edilmiş ve tüm örnekler kullanılarak 1000 yineleme yapılmıştır. -45, -90, 0, +45, +90 derecelik geliş açıları ve 0 dB, 30 dB ve ∞ dB SGO'lar için elde edilen sonuçlar aşağıdaki grafiklerde görülmektedir.



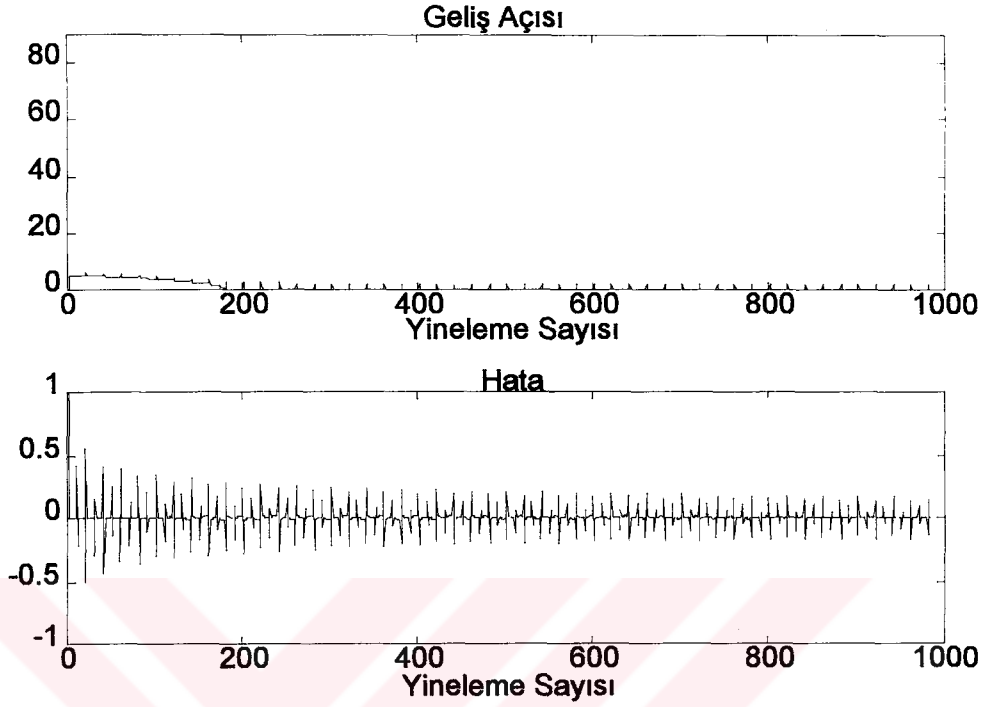
Şekil 4.29. SGO = 0 dB için 0 dereceden gelen sinyalin geliş açısının GDFKT ile kestirilmesi.



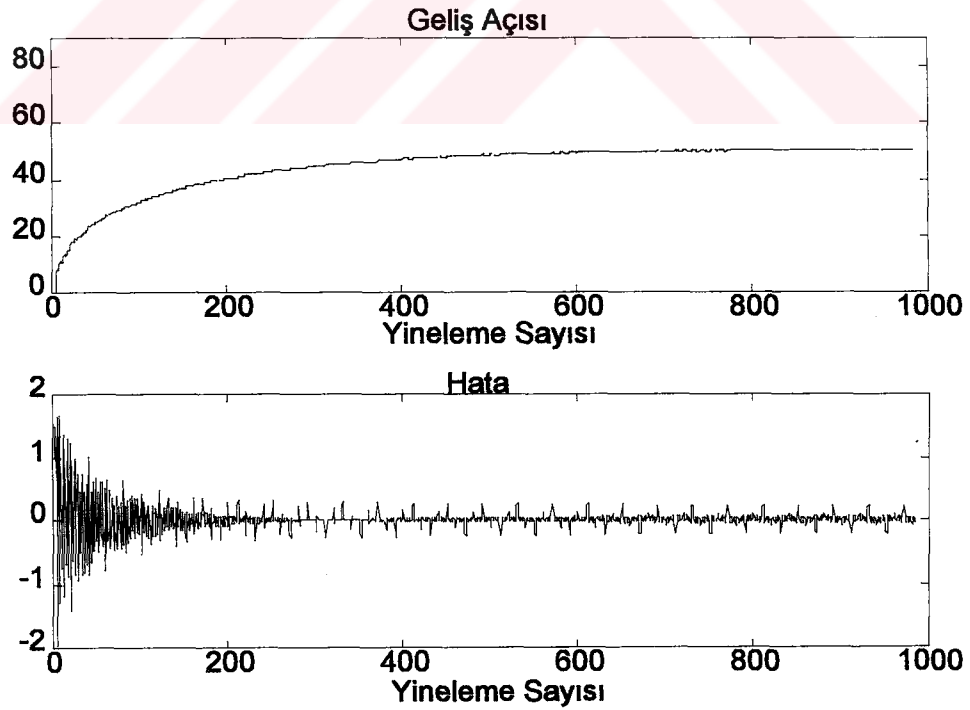
Şekil 4.30. SGO = 30 dB için -45 dereceden gelen sinyalin geliş açısının GDFKT ile kestirilmesi.



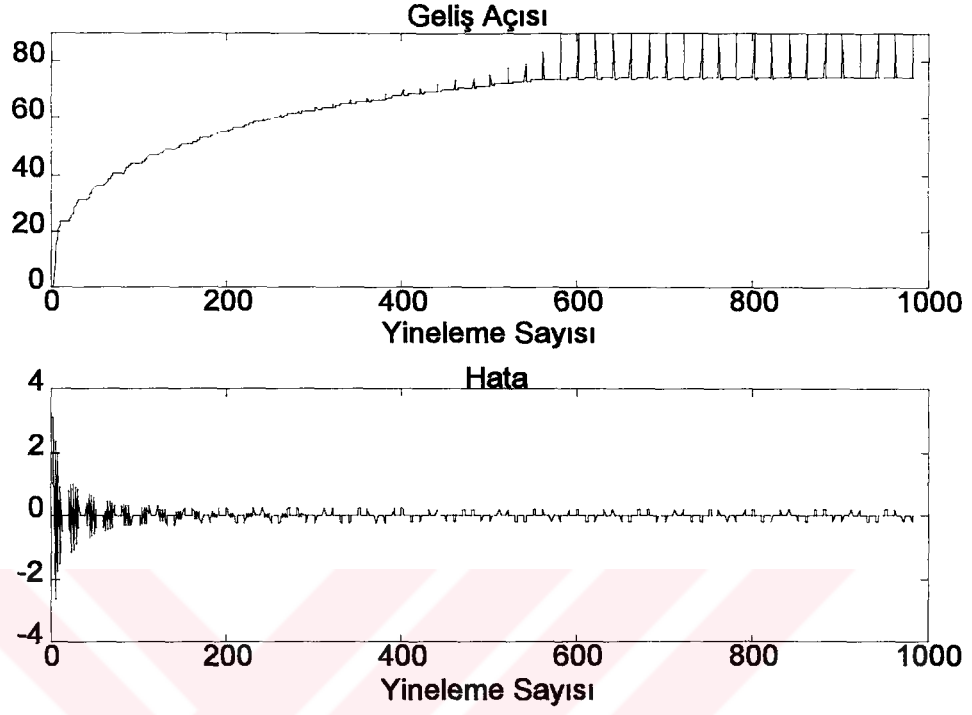
Şekil 4.31. SGO = 30 dB için -90 dereceden gelen sinyalin geliş açısının GDFKT ile kestirilmesi.



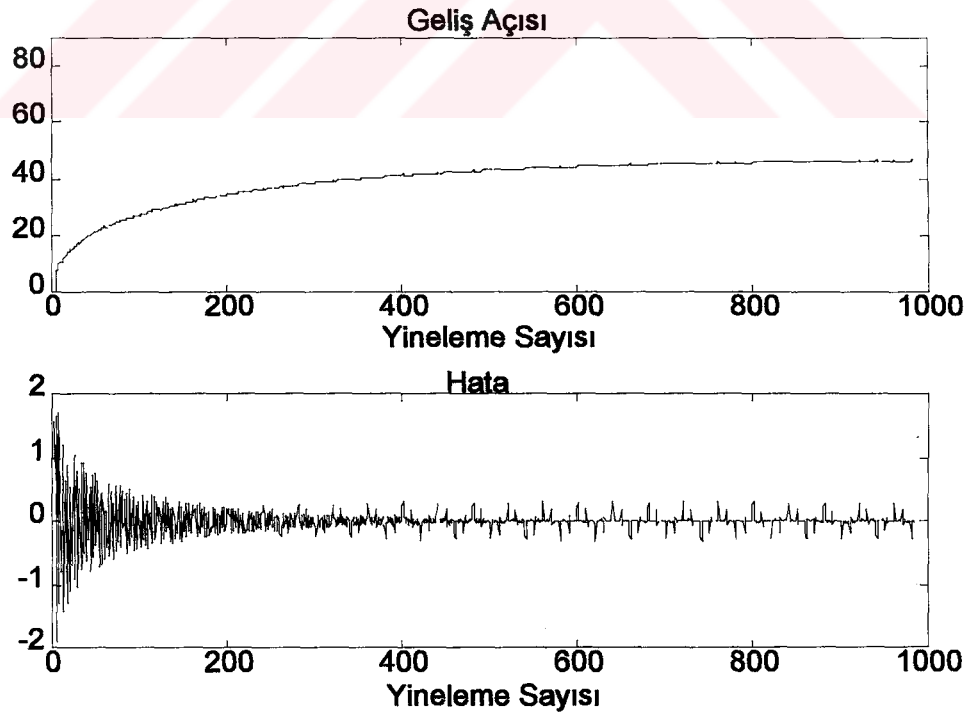
Şekil 4.32. SGO = 30 dB için 0 dereceden gelen sinyalin geliş açısının GDFKT ile kestirilmesi.



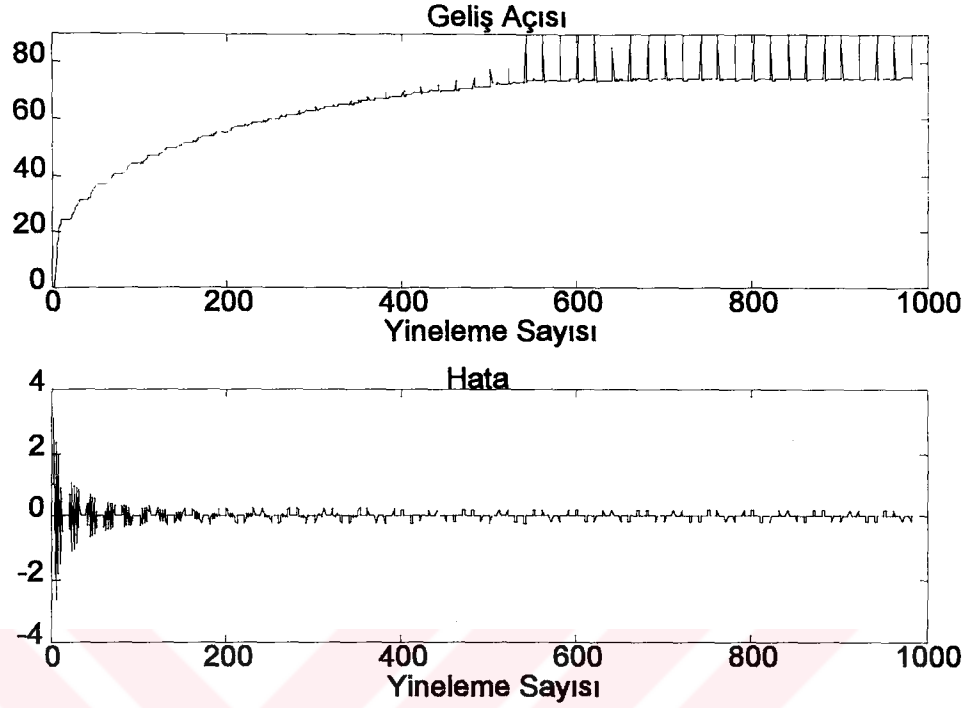
Şekil 4.33. SGO = 0 dB için +45 dereceden gelen sinyalin geliş açısının GDFKT ile kestirilmesi.



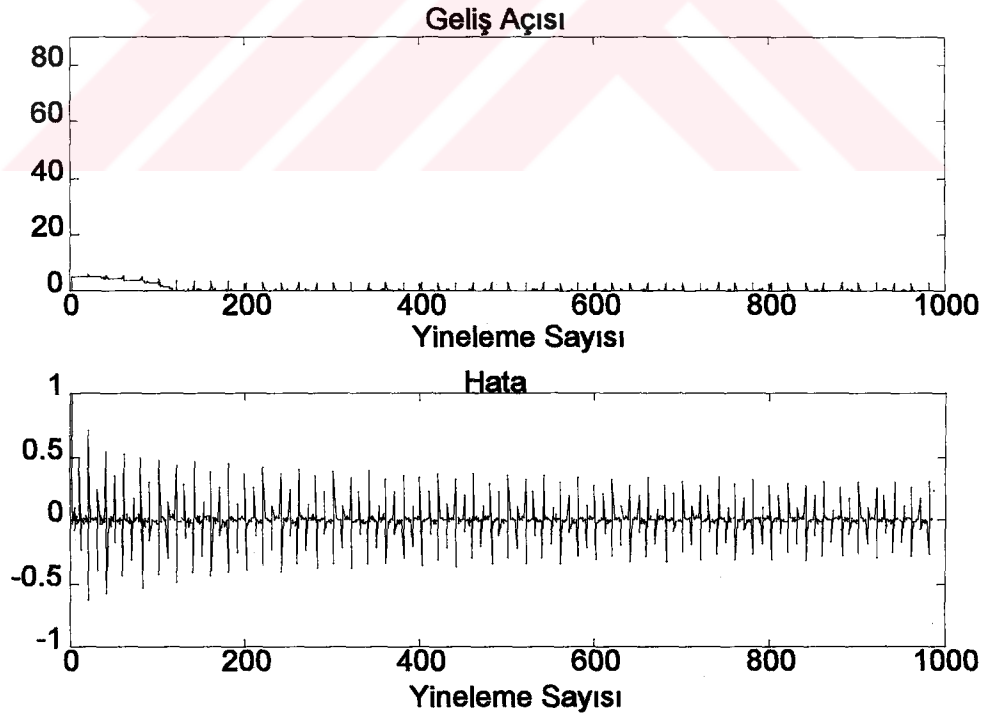
Şekil 4.34. SGO = 30 dB için +90 dereceden gelen sinyalin geliş açısının GDFKT ile kestirilmesi.



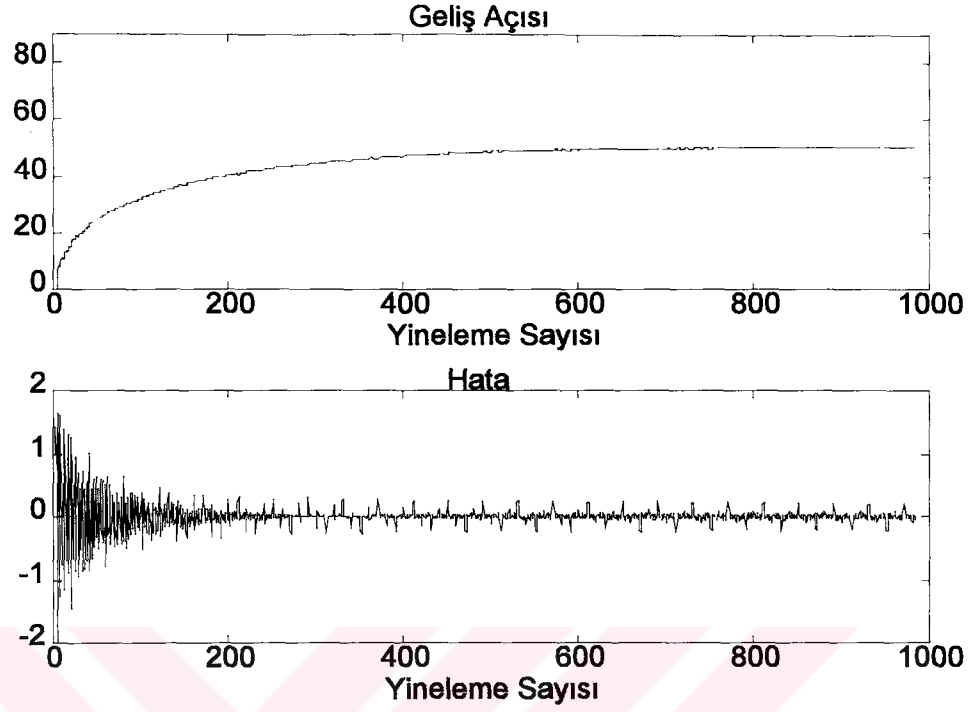
Şekil 4.35. SGO = ∞ dB için -45 dereceden gelen sinyalin geliş açısının GDFKT ile kestirilmesi.



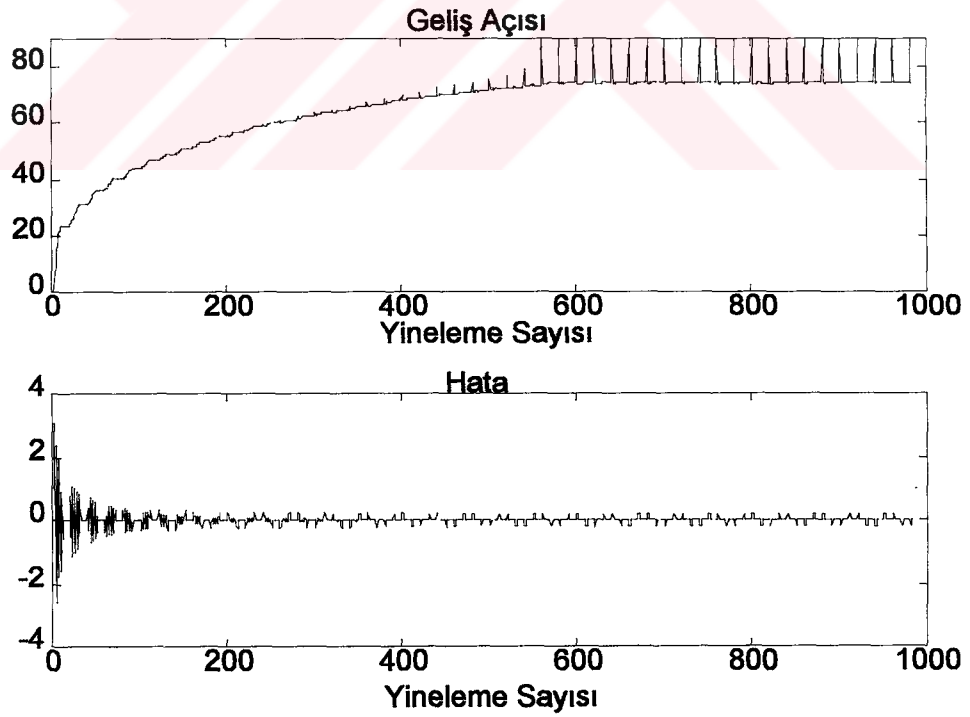
Şekil 4.36. SGO = ∞ dB için -90 dereceden gelen sinyalin geliş açısının GDFKT ile kestirilmesi.



Şekil 4.37. SGO = ∞ dB için 0 dereceden gelen sinyalin geliş açısının GDFKT ile kestirilmesi.



Şekil 4.38. $SGO = \infty$ dB için +45 dereceden gelen sinyalin geliş açısının GDFKT ile kestirilmesi.

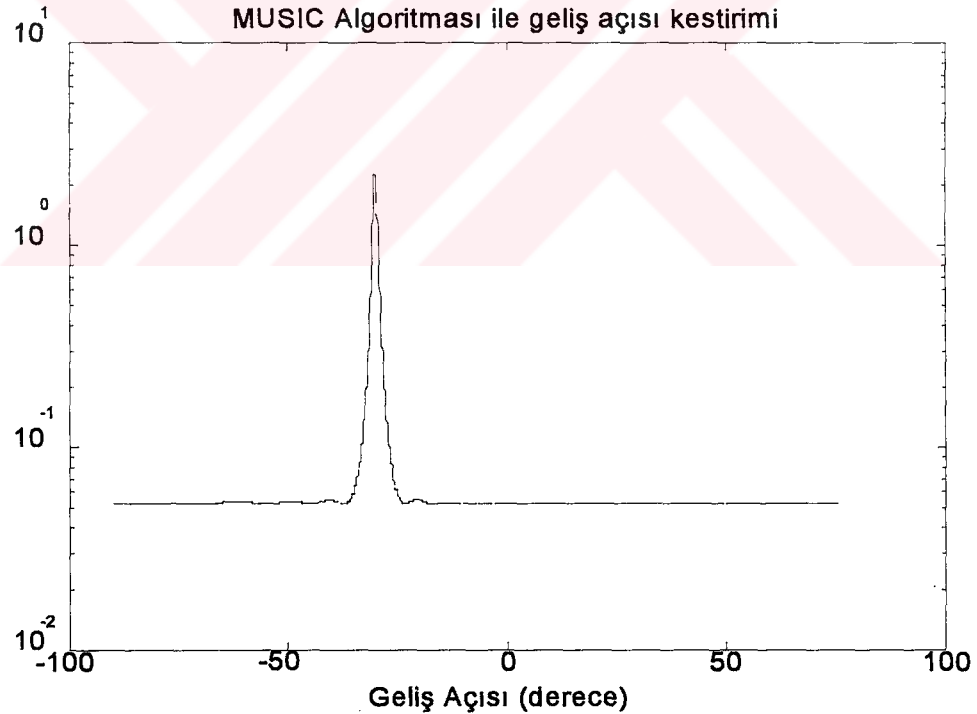


Şekil 4.39. $SGO = \infty$ dB için +90 dereceden gelen sinyalin geliş açısının GDFKT ile kestirilmesi.

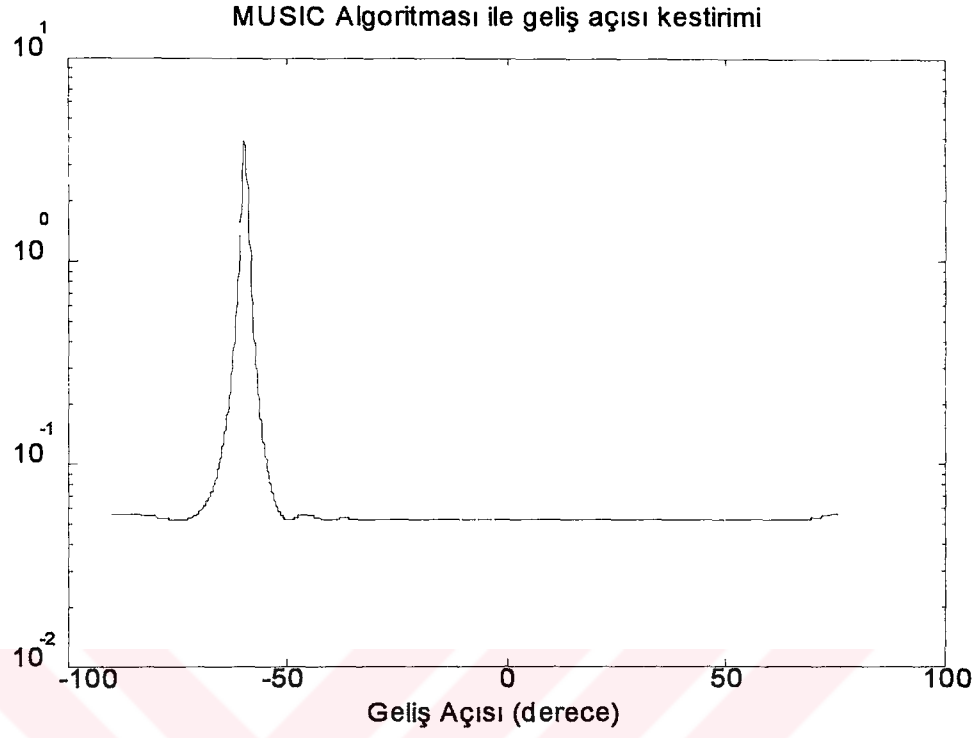
GDFKT benzetişimleri sonucunda 0 dB SGO'da bir yakınsama olmadığı görülmektedir. 30 ve ∞ dB SGO için ise geliş açısı belli bir hatayla kestirilebilmektedir. Görüldüğü gibi GDFKT de Goertzel Algoritması gibi sadece geliş açısının mutlak değerini bulmakta ve kestirim hatası 90 dereceye yaklaştığında artmaktadır. Bunun sebebi Goertzel Algoritmasındaki sebeplerin aynısıdır.

4.2.3. MUSIC Algoritması Benzetişimleri

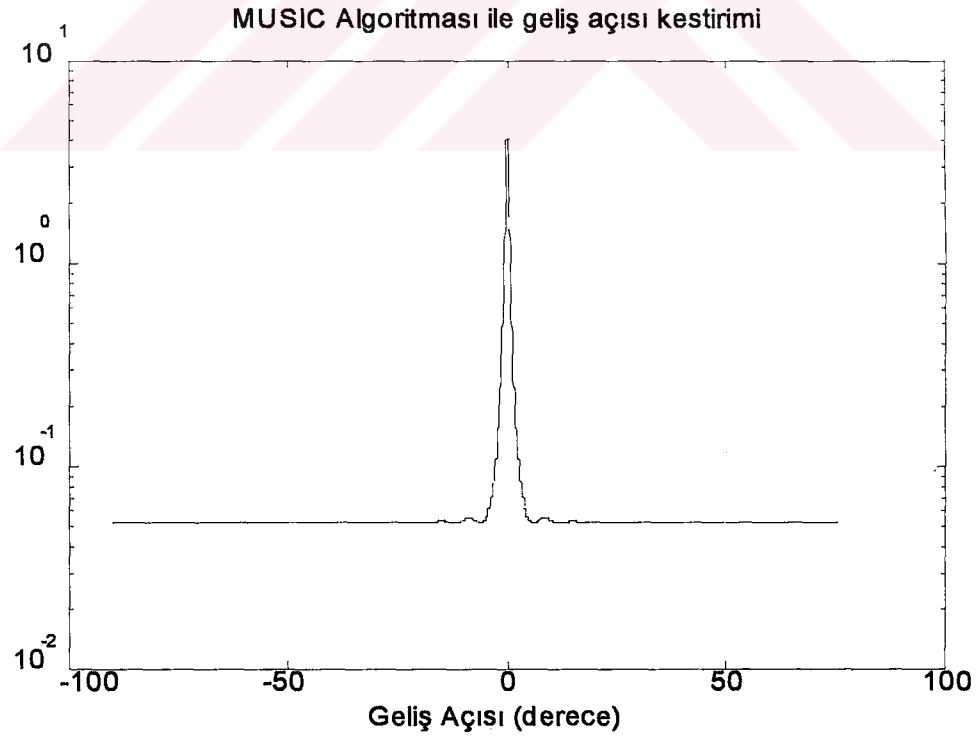
MUSIC Algoritması benzetişimleri yapılırken 20 duyurgaçtan alınan 100 örneğin kolonlarını oluşturduğu veri matrisi kullanıldı. MATLAB'ın öz ilişki matrisi hesaplama ve özdeğer ayrışımı komutları kullanılarak -60, -30, 0, 30 ve 60 derecelik geliş açıları için 0, 30 ve ∞ dB SGO'larda yapılan benzetişim sonuçları aşağıdadır:



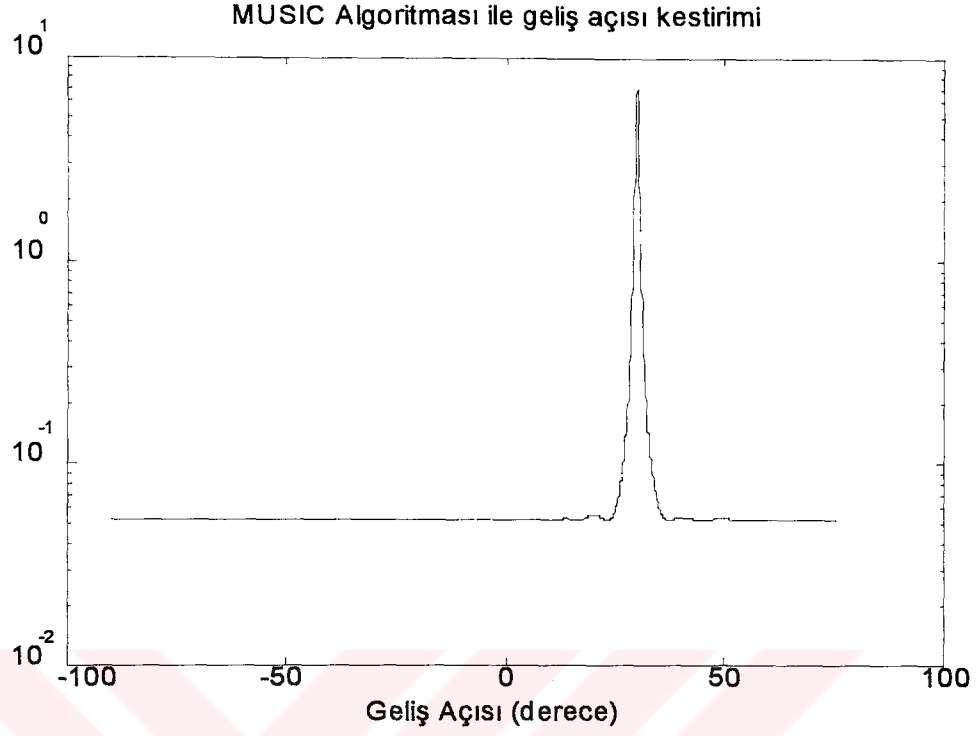
Şekil 4.40. Sinyal Gürültü Oranının 0 dB olması durumunda -30 dereceden gelen sinyalin MUSIC algoritması ile geliş açısının kestirimi



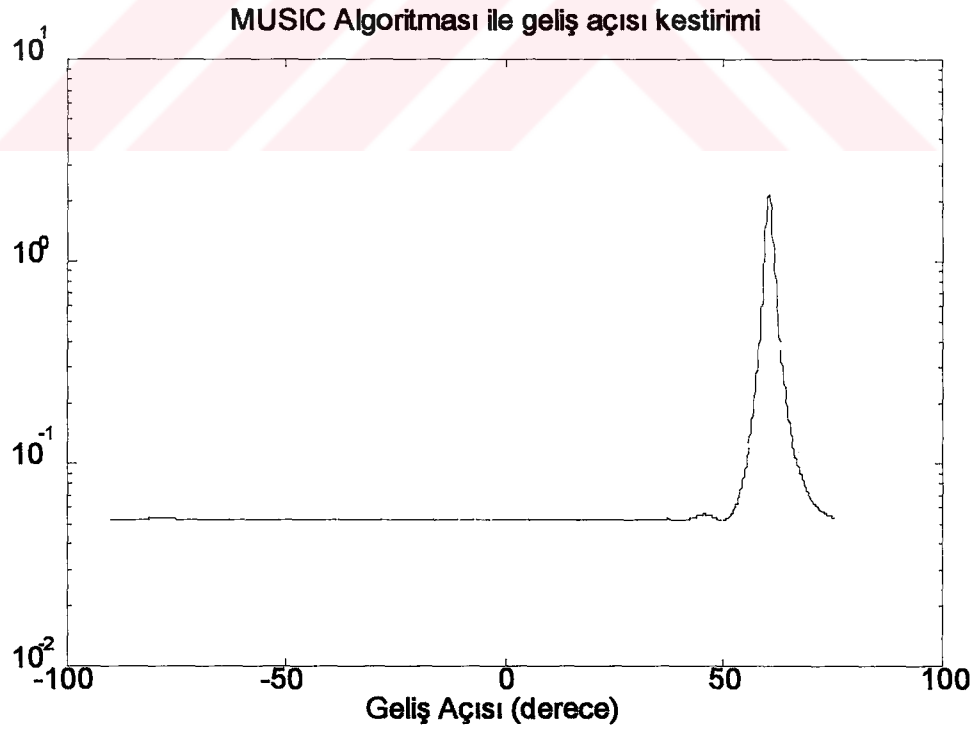
Şekil 4.41. Sinyal Gürültü Oranının 0 dB olması durumunda -60 dereceden gelen sinyalin MUSIC algoritması ile geliş açısının kestirimi



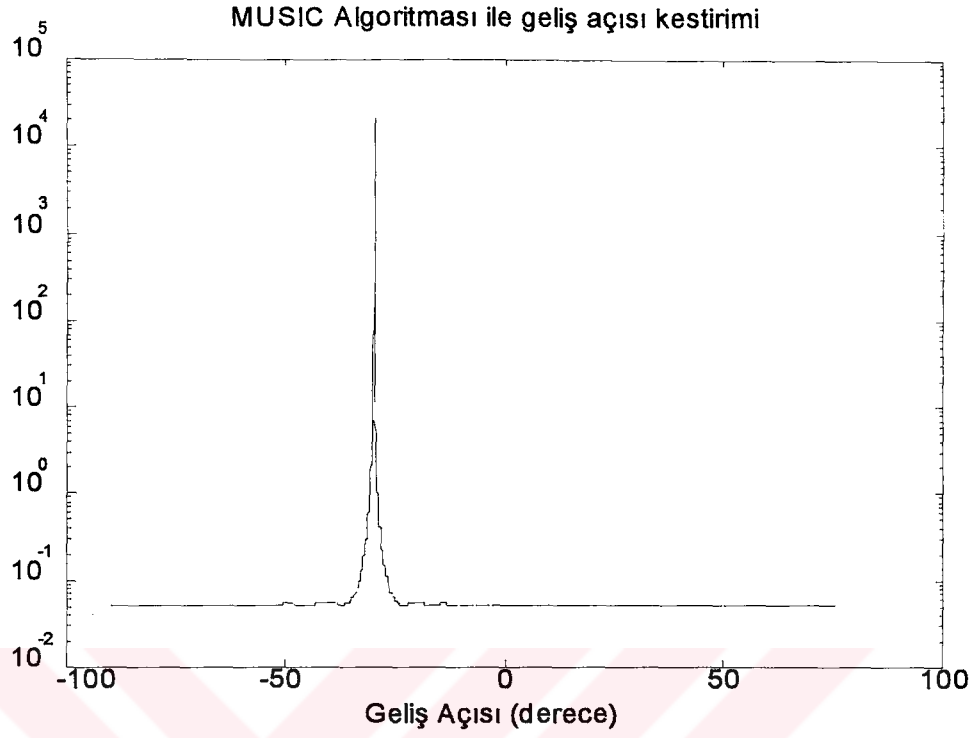
Şekil 4.42. Sinyal Gürültü Oranının 0 dB olması durumunda 0 dereceden gelen sinyalin MUSIC algoritması ile geliş açısının kestirimi



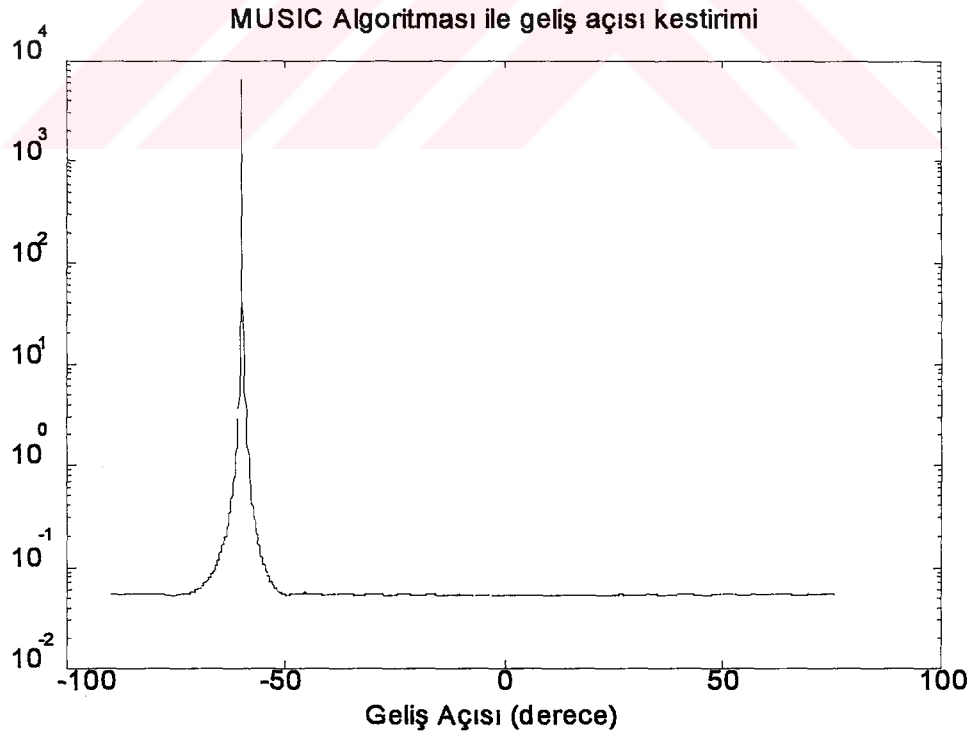
Şekil 4.43. Sinyal Gürültü Oranının 0 dB olması durumunda +30 dereceden gelen sinyalin MUSIC algoritması ile geliş açısının kestirimi



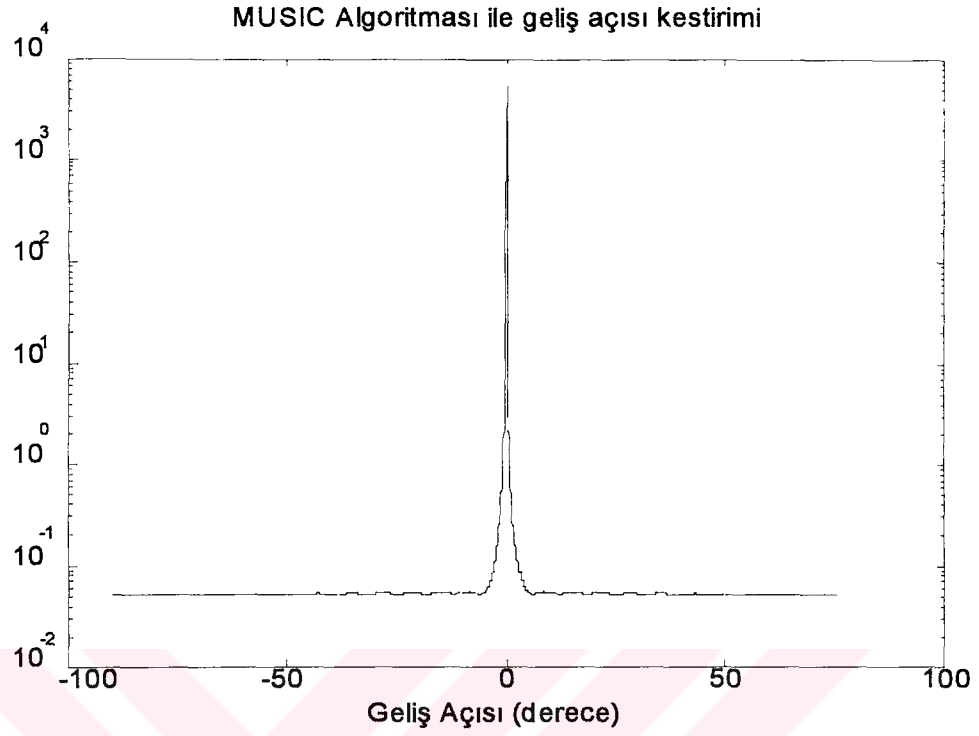
Şekil 4.44. Sinyal Gürültü Oranının 0 dB olması durumunda +60 dereceden gelen sinyalin MUSIC algoritması ile geliş açısının kestirimi



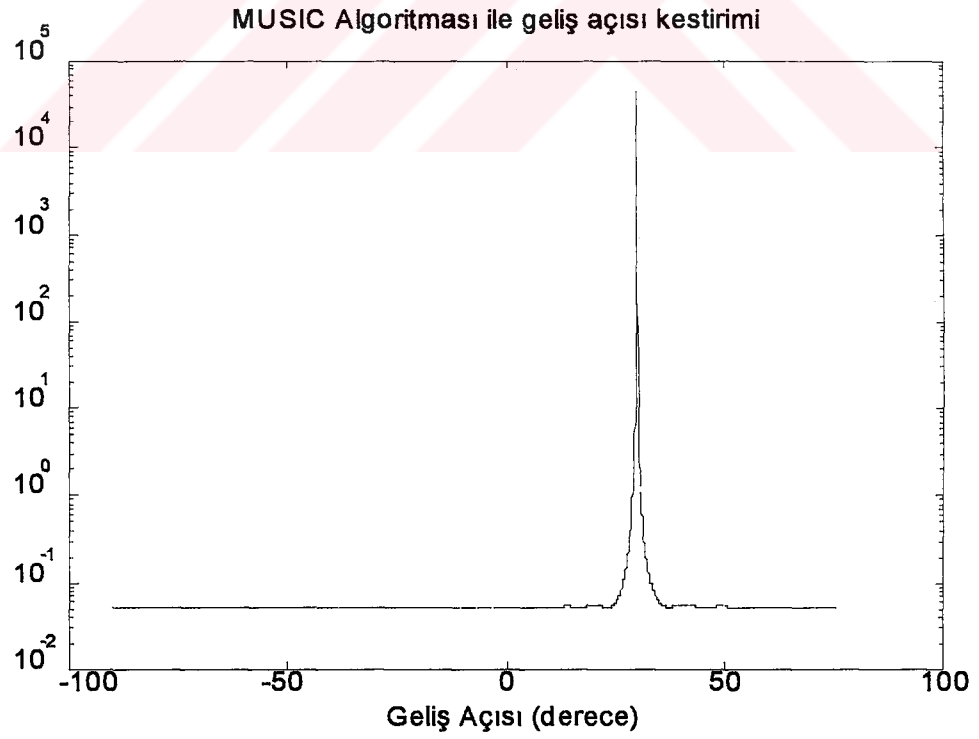
Şekil 4.45. Sinyal Gürültü Oranının 30 dB olması durumunda -30 dereceden gelen sinyalin MUSIC algoritması ile geliş açısının kestirimi



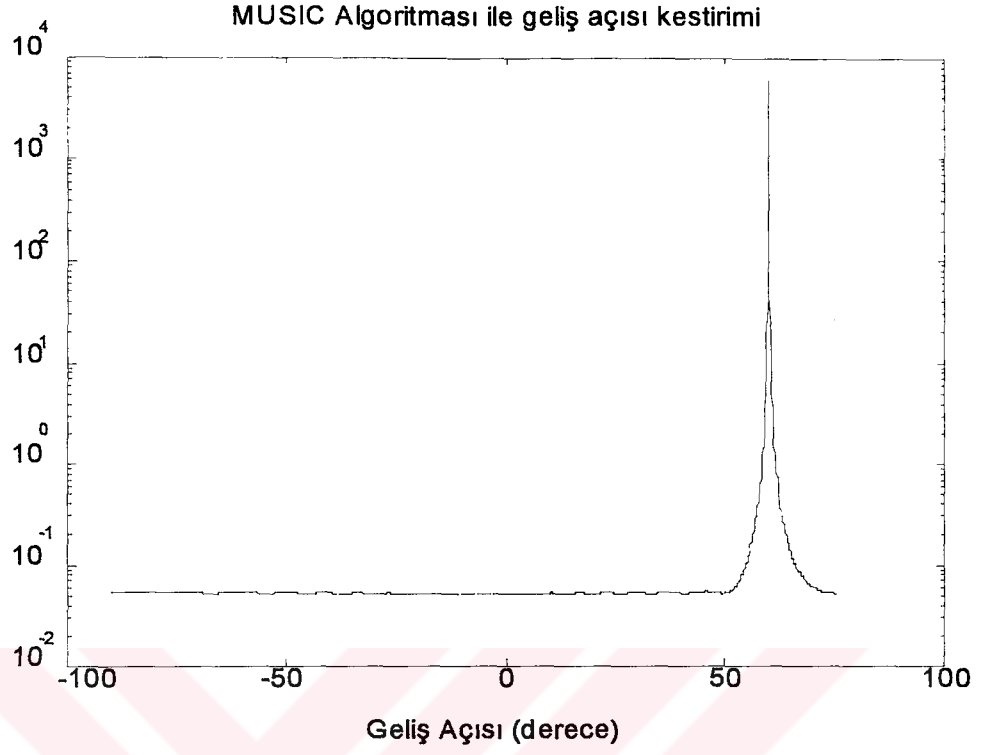
Şekil 4.46. Sinyal Gürültü Oranının 30 dB olması durumunda -60 dereceden gelen sinyalin MUSIC algoritması ile geliş açısının kestirimi



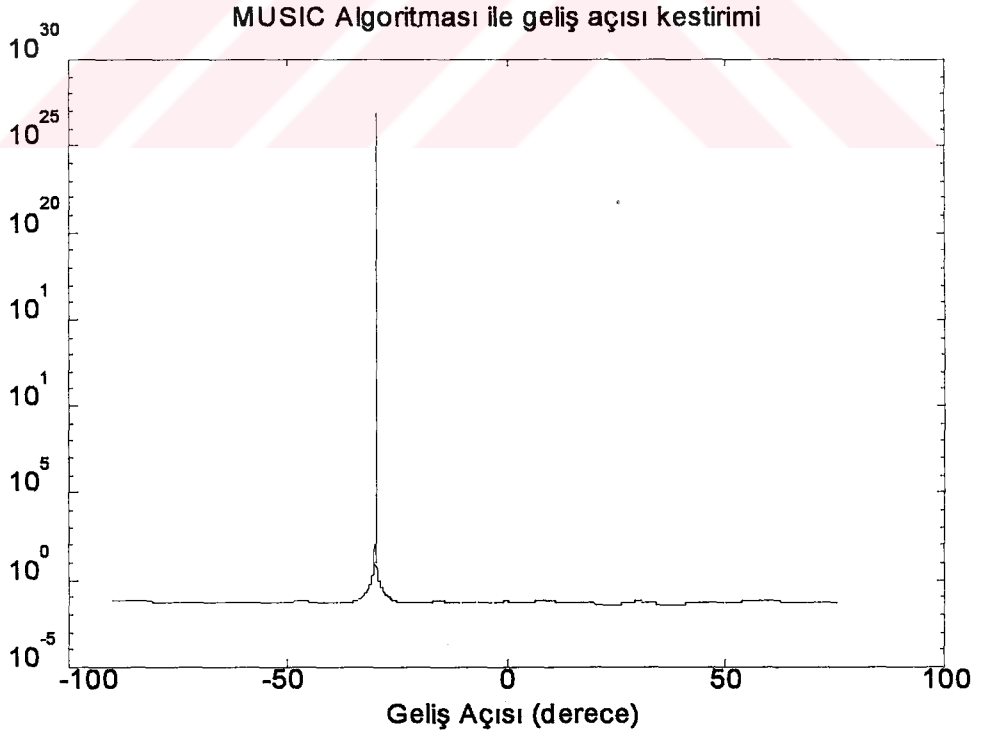
Şekil 4.47. Sinyal Gürültü Oranının 30 dB olması durumunda 0 dereceden gelen sinyalin MUSIC algoritması ile geliş açısının kestirimi



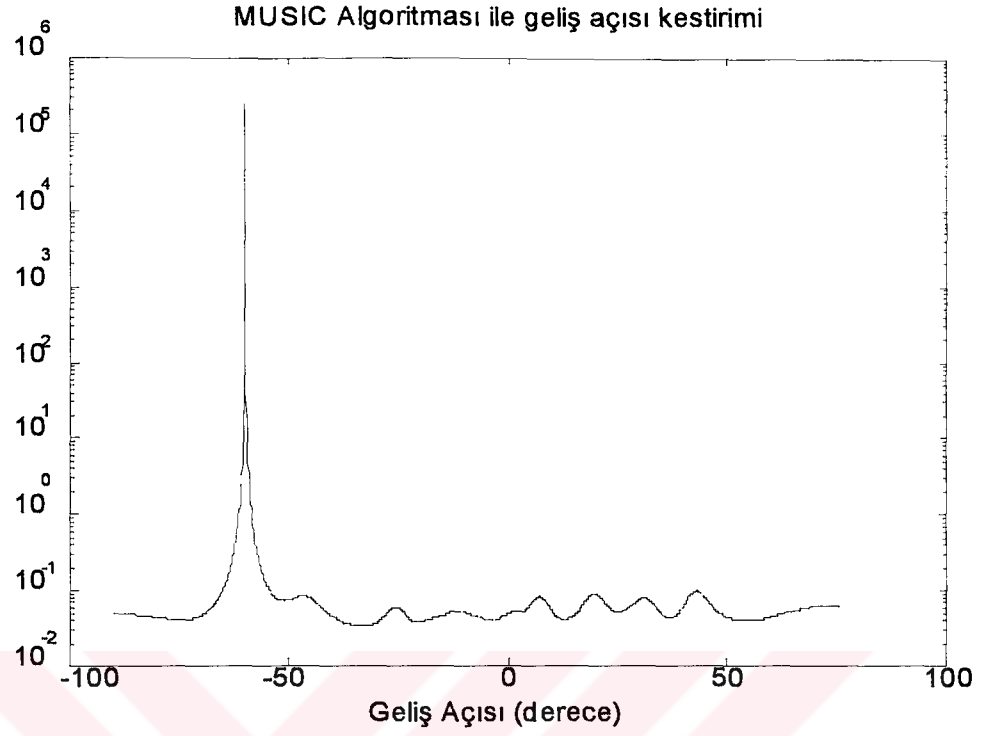
Şekil 4.48. Sinyal Gürültü Oranının 30 dB olması durumunda +30 dereceden gelen sinyalin MUSIC algoritması ile geliş açısının kestirimi



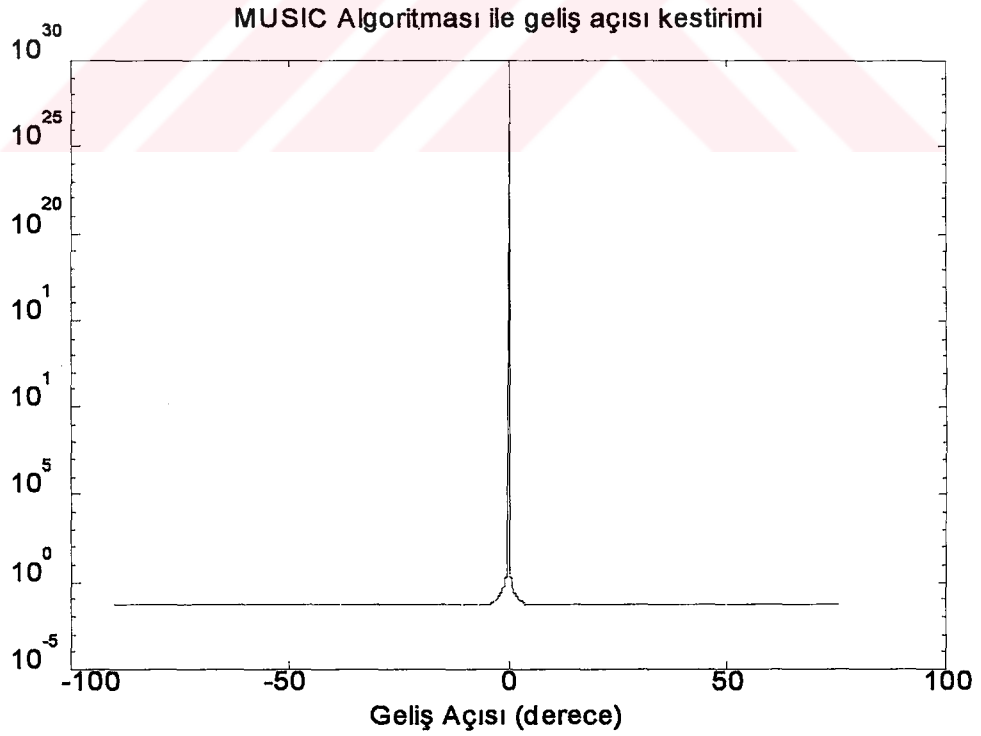
Şekil 4.49. Sinyal Gürültü Oranının 30 dB olması durumunda +60 dereceden gelen sinyalin MUSIC algoritması ile geliş açısının kestirimi



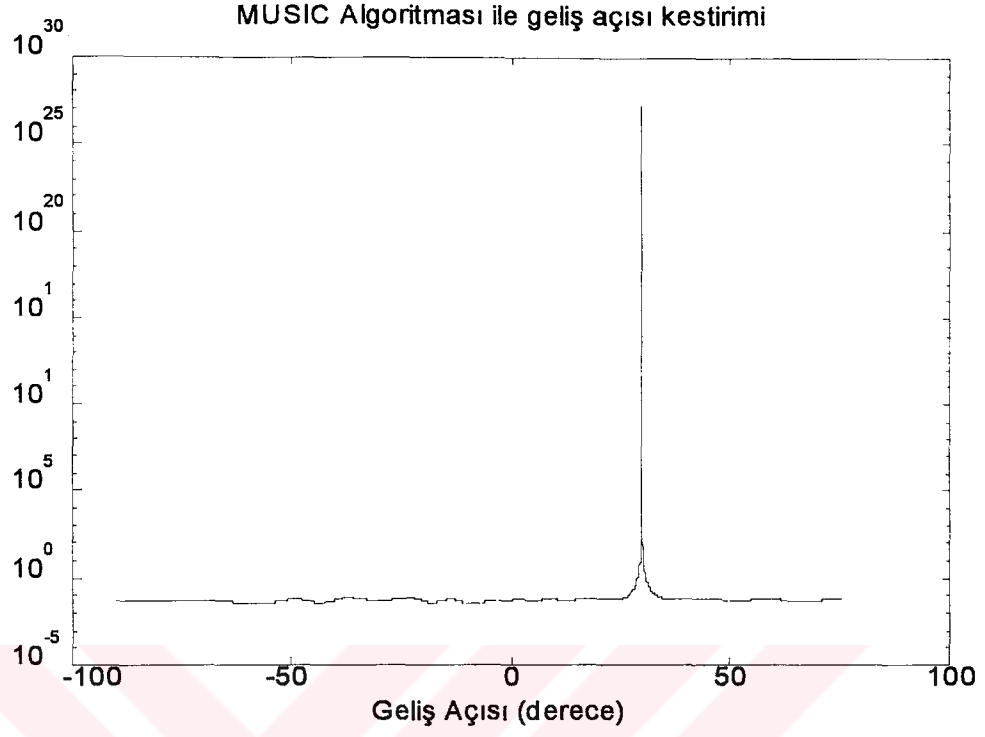
Şekil 4.50. Sinyal Gürültü Oranının ∞ dB olması durumunda -30 dereceden gelen sinyalin MUSIC algoritması ile geliş açısının kestirimi



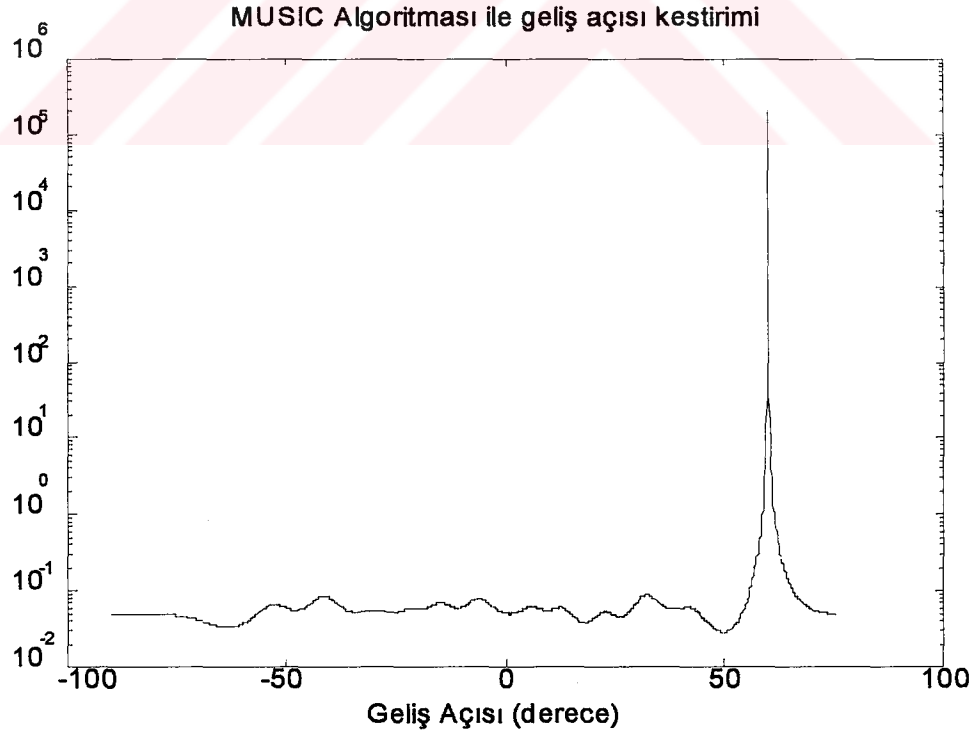
Şekil 4.51. Sinyal Gürültü Oranının ∞ dB olması durumunda -60 dereceden gelen sinyalin MUSIC algoritması ile geliş açısının kestirimi



Şekil 4.52. Sinyal Gürültü Oranının ∞ dB olması durumunda 0 dereceden gelen sinyalin MUSIC algoritması ile geliş açısının kestirimi



Şekil 4.53. Sinyal Gürültü Oranının ∞ dB olması durumunda +30 dereceden gelen sinyalin MUSIC algoritması ile geliş açısının kestirimi

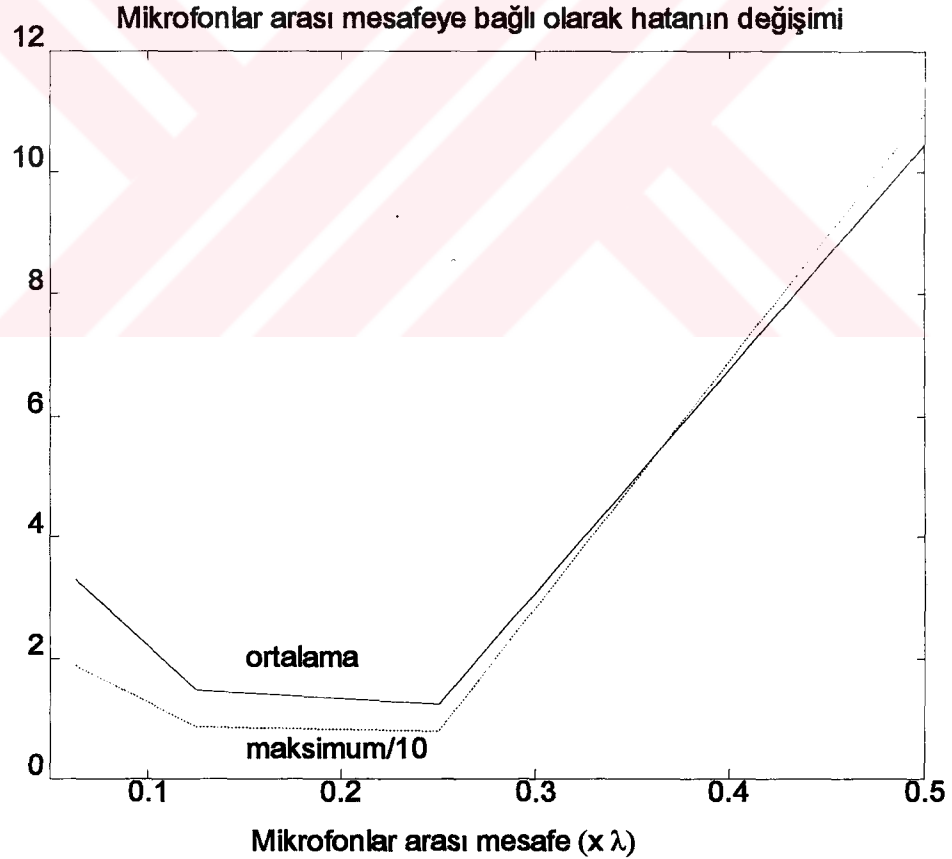


Şekil 4.54. Sinyal Gürültü Oranının ∞ dB olması durumunda +60 dereceden gelen sinyalin MUSIC algoritması ile geliş açısının kestirimi

Grafiklerden görüldüğü gibi MUSIC Algoritması tüm geliş açılarında ve SGO'larda istenen geliş açısını bulabilmektedir. Maalesef, ortamda istenen sinyal ile ilişkili bir başka sinyal bulunduğunda MUSIC Algoritması sonuç vermemektedir. MUSIC Algoritmasının önceki iki tekniğe göre tek kötü yanı yüksek işlem yükü getirmesidir. Özilişki matrisinin hesabının yanında bir de bu matrisin özdeğer ayrışımı oldukça yüksek işlem maliyeti gerektirmektedir.

4.2.4. Yapay Sinir Ağı Benzetişimleri

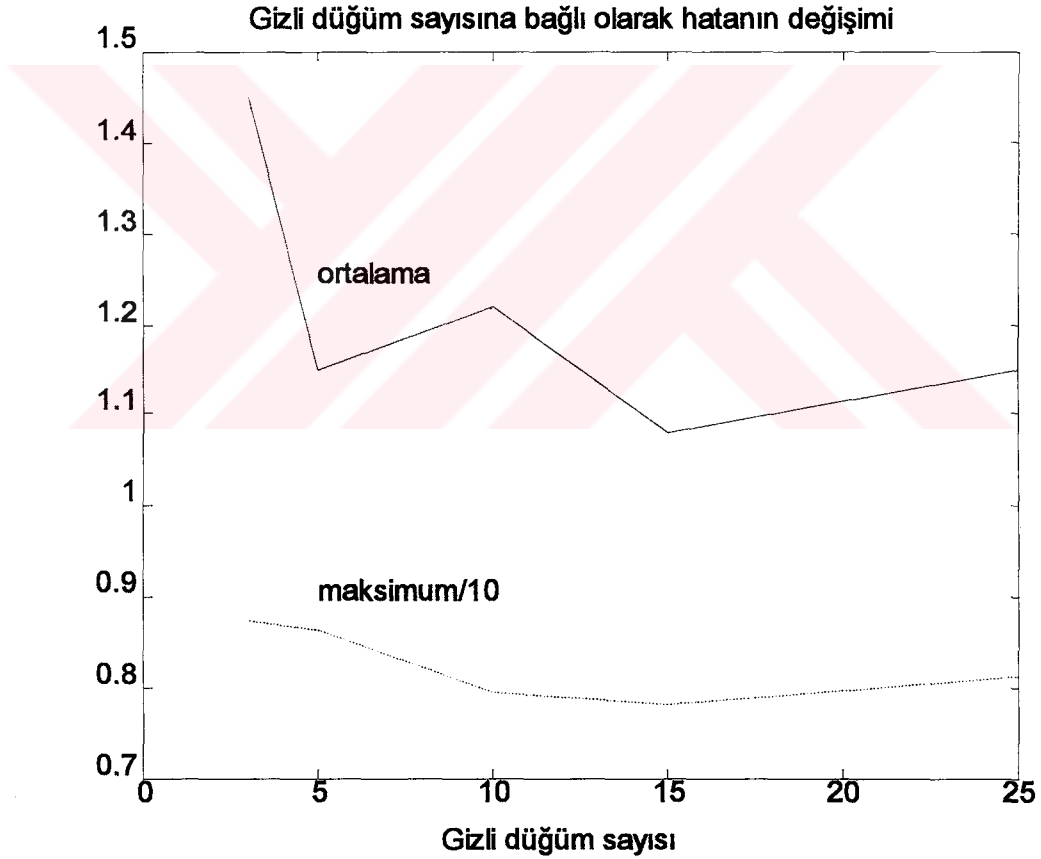
Önerdiğimiz Yapay Sinir Ağınn benzetişimlerinde başlangıç ağı olarak Şekil 3.10'daki ağ kullanılmıştır.



Şekil 4.55. Mikrofonları arasındaki mesafeye bağlı olarak kestirim hatasının değişimi. Düz çizgi ortalama hatayı, kesikli çizgi en büyük hatanın onda birini göstermektedir.

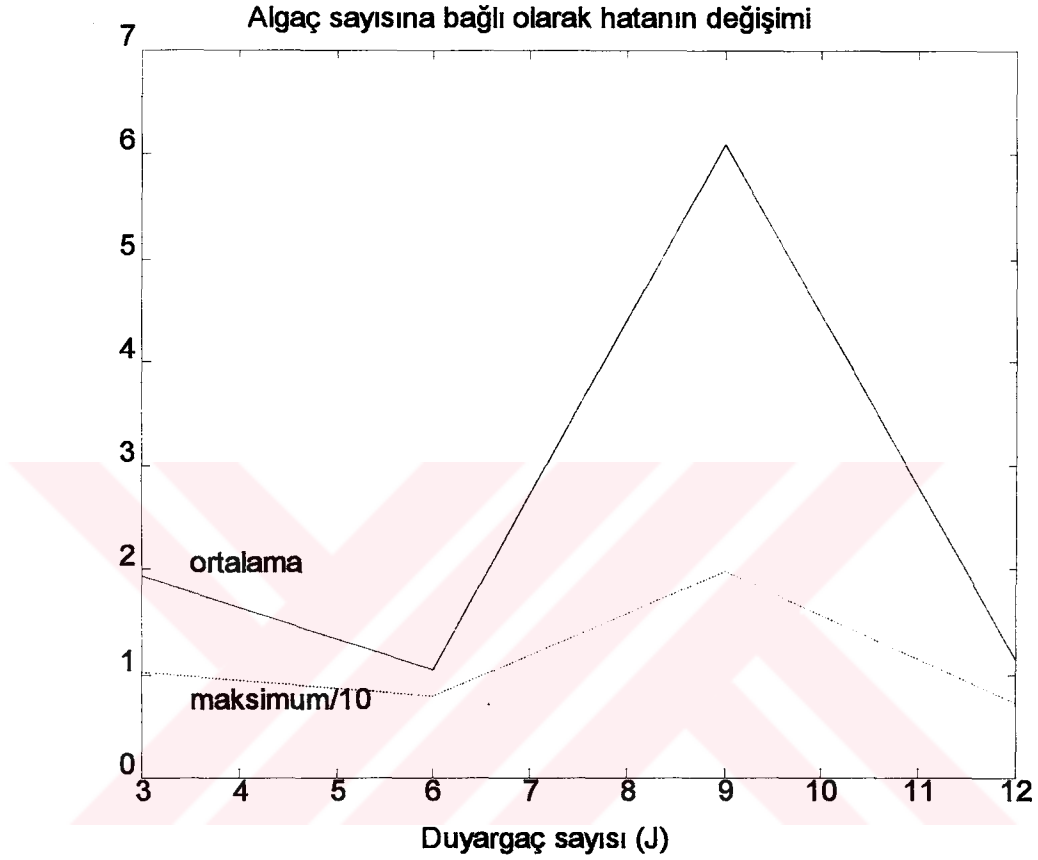
Öncelikle duyargaç sayısı (J), zaman örneği sayısı (K) ve gizli düğüm sayılarının tümü 5 alınarak mikrofonlar arası mesafe için en uygun değer belirlendi. Bunun için yapay sınır ağı, λ ($= c/f = 340/1000$) dalga boyu olmak üzere $\lambda/16$, $\lambda/8$, $\lambda/4$ ve $\lambda/2$ mesafeleri için eğitildi. Şekil 4.55, $\lambda/4$ ($=0.25 \times \lambda$)'ün en iyi sonucu yani en düşük hatayı verdiğini göstermektedir. Bu sebeple geri kalan deneylerde mikrofonları arası mesafe bu değerde sabit seçilmiştir.

Mikrofonlar arası mesafe belirlendikten sonra gizli düğüm sayısı değiştirilerek en uygun değer belirlenmiştir. Şekil 4.56'da görüldüğü gibi en uygun değer 15'dir.



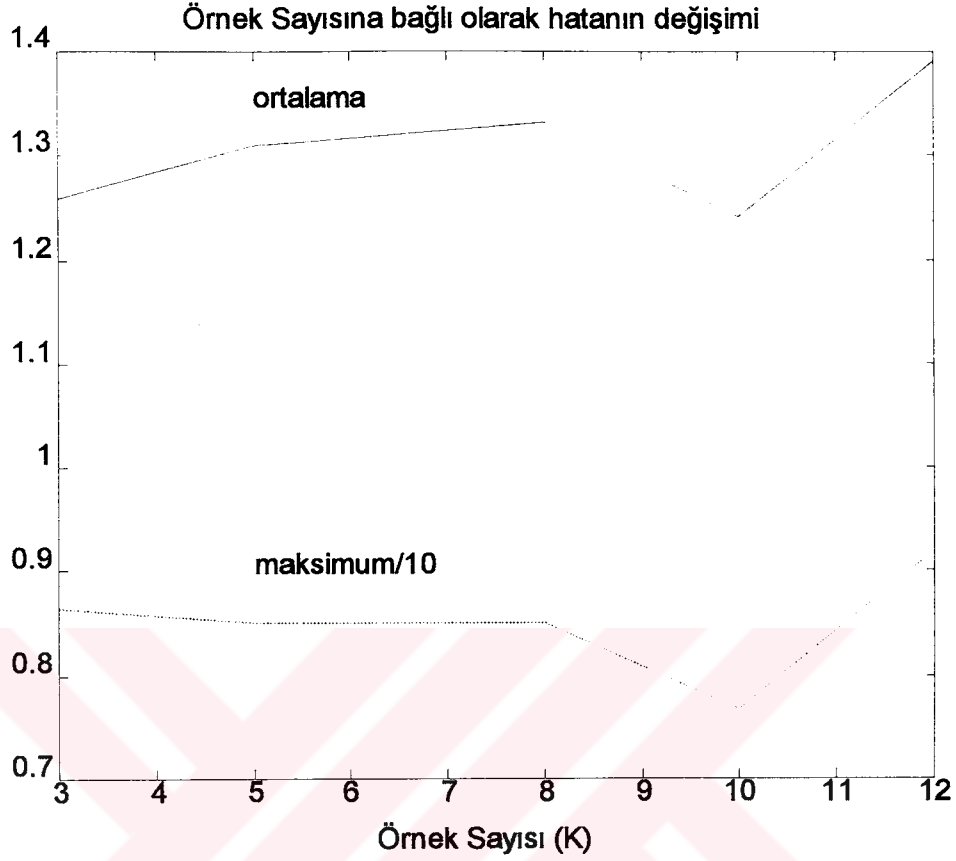
Şekil 4.56. Gizli düğüm sayısına bağlı olarak kestirim hatasının değişimi. Düz çizgi ortalama hatayı, kesikli çizgi en büyük hatanın onda birini göstermektedir.

Aynı mantık kullanılarak duyargaç sayısı (J) için 6 ve zaman örneği sayısı (K) için 10'un en uygun değerler olduğu Şekil 4.57 ve Şekil 4.58'de görülmektedir.



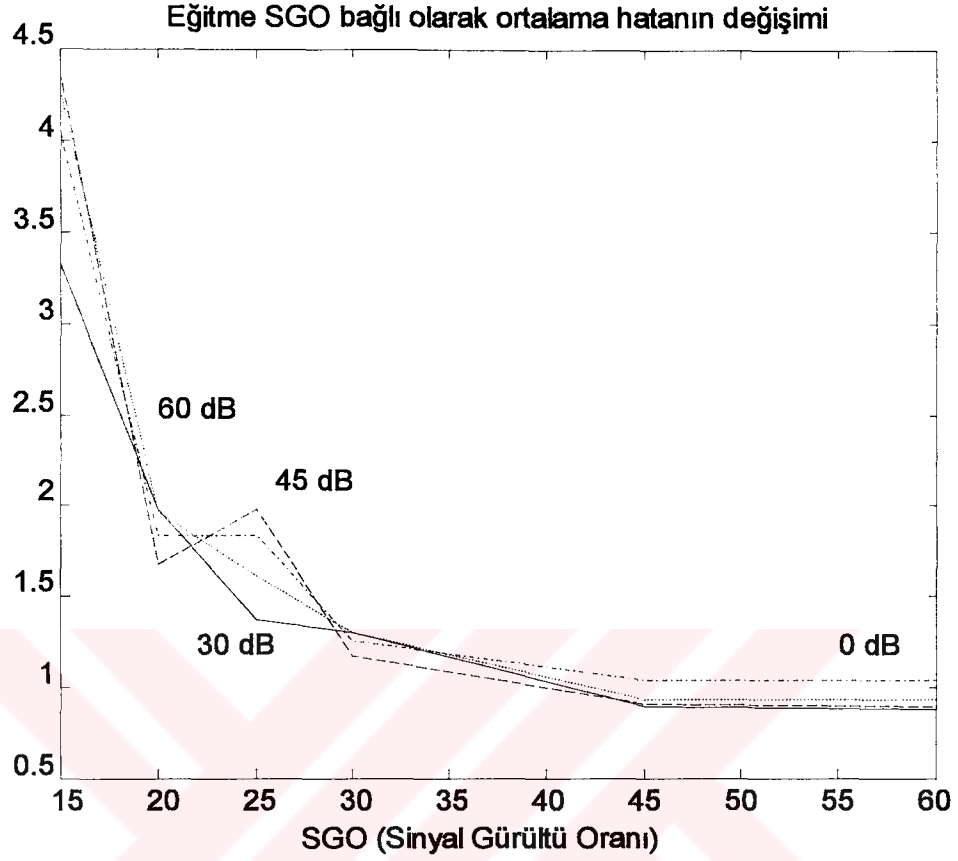
Şekil 4.57. Gizli düğüm sayısına bağlı olarak kestirim hatasının değişimi. Düz çizgi ortalama hatayı, kesikli çizgi en büyük hatanın onda birini göstermektedir.

Tüm parametreleri sabitlenen yapay sinir ağı 0 dB, 30 dB, 45 dB ve 60 dB SGO'ya sahip veri ile eğitilen YSA 15 dB'den 60 dB'ye kadar çeşitli SGO'lara sahip veriler ile test edilmiştir. Elde edilen sonuçlar Şekil 4.59'dadır. Bu grafikte düz çizgi 30 dB, kesikli çizgi 45 dB, bir kısa bir uzun çizgi 0 dB ve noktadan oluşan çizgi 60 dB SGO'larda eğitilen YSA için sonuçları göstermektedir.



Şekil 4.58. Her bir duyargaçtan alınan örnek sayısına bağlı olarak kestirim hatasının değişimi. Düz çizgi ortalama hatayı, kesikli çizgi en büyük hatanın onda birini göstermektedir.

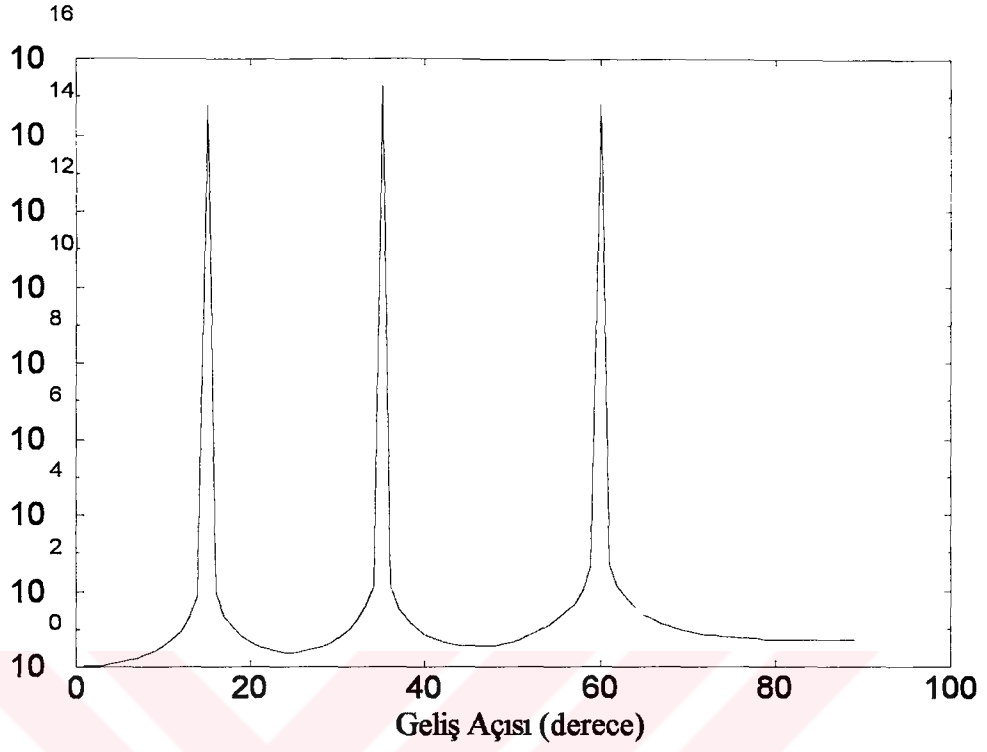
Yapay Sinir Ağı Geliş Açısı Kestiricisi 25-30 dB'den büyük sinyal gürültü oranlarında 1-1.5 derecelik ortalama hata ile geliş açısını kestirebilmektedir. Paralel çalışması sebebiyle bu yöntemle en hızlı geliş açısı kestiricisidir. Diğer yöntemlerdekine benzer bir şekilde Yapay Sinir Ağı geliş açısı kestiricisinde de ± 90 derecelere yaklaşırken kestirim hatası büyümektedir. Yukarıdaki grafiklerde gösterilen maksimum hata değerlerinin tümü mutlak değer olarak 85 derecenin üstündeki açılarda oluşmaktadır. Geliş açısı kestiricileri, ± 70 -80 derecelik bir açıklık yeterli olacak şekilde uygun yerleştirildiği takdirde, ± 90 derecelere yaklaşılmayacağından, grafiklerde gösterilen maksimum hatalar hiçbir zaman oluşmayacaktır.



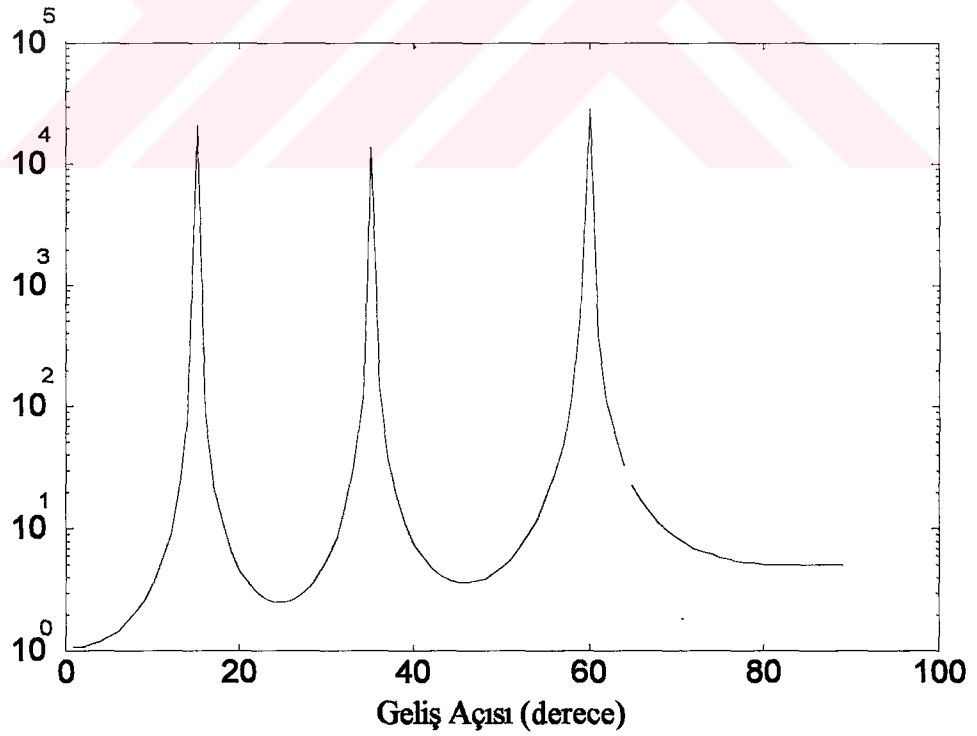
Şekil 4.59. Çeşitli SGO'larda eğitilen YSA'nın test SGO'na bağılı olarak kestirim hatasının değişimi.

4.2.5. İlişkili Sinyaller için Geliş Açısı Kestiricisinin Benzetişimleri

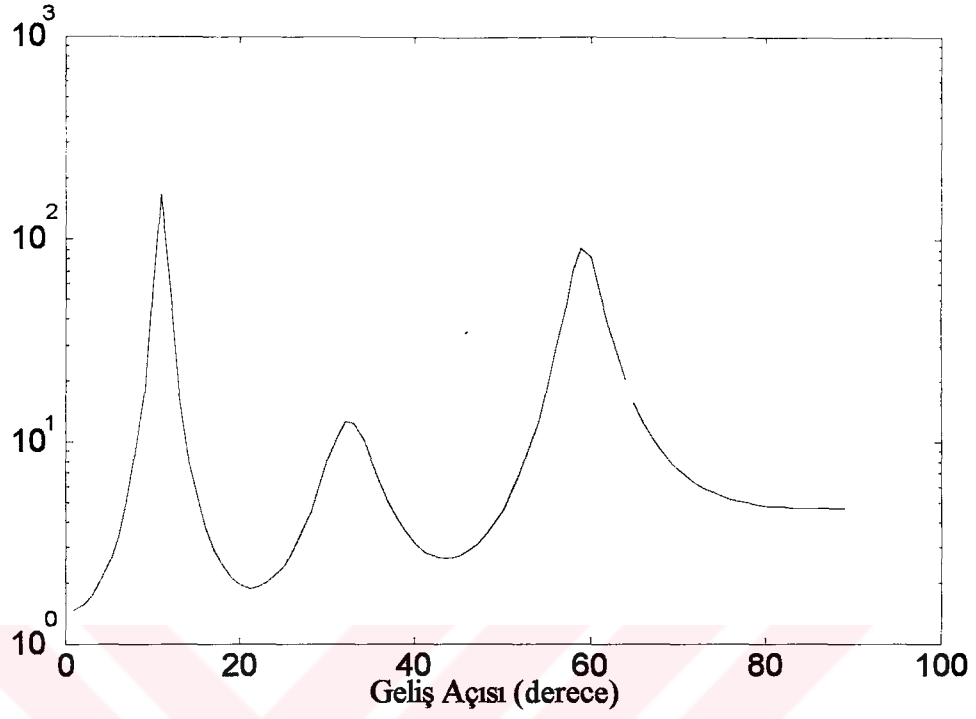
Ortamda birbirleriyle %100 ilişkili sinyaller bulunması durumunda Goertzel, GDFKT, MUSIC ve önerdiğimiz YSA geliş açısı kestiricilerinin doğru sonuç vermemesi sebebiyle Cadzow'un önerdiği İlişkili Sinyaller için Geliş Açısı Kestirimi Algoritması ele alınmıştır. Bu algoritmanın ilişkili sinyaller bulunması durumunda bile çalıştığını göstermek amacıyla %100 ilişkili yani aynı frekans, faz ve genliğe sahip üç sinüsoidal sinyal modellenmiştir. Her birinden 200 örnek alınan 10 duyargaç verisi kullanılarak, aynı sinyalin üç farklı açıdan gelme durumunda geliş açıları kestirimleri aşağıdadır.



Şekil 4.60. $SGO = \infty$ dB için 15° , 35° ve 60° den gelen 3 ilişkili sinyalin geliş açısı kestirimi



Şekil 4.61. $SGO = 30$ dB için 15° , 35° ve 60° den gelen 3 ilişkili sinyalin geliş açısı kestirimi



Şekil 4.62. SGO = 0 dB için 15°, 35° ve 60° den gelen 3 ilişkili sinyalin geliş açısı kestirimi

Görüldüğü gibi 0 dB SGO'da bile Cadzow'un önerdiği algoritma %100 ilişkili sinyallerin geliş açılarını kestirebilmektedir.

V. GELECEK ÇALIŞMALAR ve SONUÇLAR

Bu tezde, çok kanallı sterefonik akustik yankıların uzun birim dürtü cevaplarının olması ve bu birim dürtü cevaplarının çok hızlı bir şekilde değişebilmeleri sebebiyle, hat yankıların bastırılmasında başarıyla kullanılan uyarlamalı yankı gidericilerin, sterefonik akustik yankı gidermede aynı derecede başarılı olmadığı gösterilmiştir. Yakın zamanlarda önerilen uyarlamalı yankı gidericiler özetlenmiş ve bunların eksik yönlerinin olduğu ve istenen sonucu vermediği gözlenmiştir. İkinci bir çözüm olabilecek dekonvolüsyon yöntemi açıklanmıştır. Bu dekonvolüsyon işleminin kör olması sebebiyle çok ağır işlem yükü gerektirmesi bu tür yankı gidericilerini pratikte kullanımını kısıtlamaktadır.

Yapılan çalışmalar ile çok kanallı akustik yankıların hüzme yönlendirme teknikleri kullanılarak giderilebileceği görülmüştür. İki aşamadan oluşan yankı giderme işleminin birinci aşaması yankılı bir odadaki ses kaynaklarının yerlerinin tespitidir. Gösterilmiştir ki, bir mikrofona dizisi yardımıyla ses dalgalarının geliş yönü tespit edilebilmektedir. Geliş açısı kestiriminin, doğrusal ve eşit aralıklı olarak yerleştirilen mikrofonlar için frekans kestirimine eşdeğer olması sebebiyle frekans kestiriminde kullanılan algoritmalarla başlayarak birçok yöntem probleme uyarlanmış ve benzetişimleri yapılmıştır. Bunlar;

- “Goertzel Algoritması” gibi bilinen bir frekans kestirim algoritması,
- Bizim tarafımızdan geliştirilen ve adı “Geliştirilmiş Doğrudan Frekans Kestirimi Tekniği” olarak değiştirilen bir yöntem,
- Geliş açısı kestiriminde en çok kullanılan yöntemlerden biri olan “MUSIC Algoritması”,
- Bizim tarafımızdan önerilen bir “Nöron Ağı Geliş Açısı Kestiricisi”,
- Cadzow’un önerdiği “İlişkili Sinyaller için Geliş Açısı Kestiricisi”.

Yankılı ortamdaki ses kaynaklarının yerleri bulunduktan sonra, yeri belirlenen sinyal, konuşmacıya ait ise yüksek kazançlı, hoparlörlere veya yankıya aitse düşük kazançlı bir uzaysal süzgeçten geçirilmelidir.

Bu süzgeçlemedeki zorluk geniş bantlı sinyallerde bu tür süzgeçlerin sinyalin frekans yapısını bozmalarıdır. Bu sorun Chou'nun (1995) önerdiği frekansdan bağımsız hüzmeye yönlendirici ile çözülmüş görünmektedir. Yapılması gereken iş yön bilgilerini sürekli olarak Chou'nun önerdiği biçimde hüzmeye yönlendiricisinin süzgeç katsayılarına çevirmektir.

Sonuç olarak hüzmeye yönlendirme teknikleri uyarlamalı ve dekonvolüsyon tekniklerine göre avantajlı görülmektedir. Hüzmeye yönlendiricilerin asıl kullanım alanı olan radar, sonar, jeofizik ve mobil haberleşme sistemleri konularında çalışan insanlar her geçen gün yeni hüzmeye yönlendirme teknikleri geliştirmektedirler. Bu tekniklerin konuşma sinyaline uyarlanması ile akustik yankıların giderilmesinde hüzmeye yönlendiriciler gelecek vaat etmektedirler.

Çalışmanın bugün bulunduğu aşama, ilişkili girişimlerin bulunduğu odalarda bile dar bantlı bir sinyalin yerinin belirlenebilmesidir. Bundan sonra yapılacak ilk çalışmalar Cadzow'un geniş bantlı sinyaller için genişlettiği yöntemi konuşma sinyaline uygulamaktır. Bu yönlerdeki bir sonraki adım konuşmacının yerini sadece hangi yönde olduğunu değil aynı zamanda hangi yükseklikte olduğunu belirlemektir.

Bu araştırmalar esnasında stereofonik akustik yankıların hüzmeye yönlendiriciler ile giderilmesinde başka bir yaklaşım tarzı daha kullanılabileceği görülmüştür. Amaç bir odada mikrofon yardımıyla alınan sinyalin öbür odaya iletilmesi, fakat oradaki mikrofonlar yardımıyla geri dönmesinin engellenmesi olduğundan konuşmacı yerine hoparlörlerin yerini belirleyen bir geliş açısı kestiricisi kullanılabilir. Karşı odada bir kimse konuştuğunda bu odadaki hoparlör hatlarında belli bir eşğin üzerinde enerji olacaktır. Bu enerji olduğunda ses kaynaklarının yerini belirleyen, bizim benzetişimlerini yaptıklarımıza

benzer bir algoritma koşturulur ve ses kaynakları bulunur. Bulunan hoparlör yerlerini sıfırları bulunan uyarlamalı hüzmeye yönlendircileri kullanarak hoparlör seslerinin karşıya iletilmesi önlenebilir. Aynı düzeneğ öbür odaya da konduğunda sonsuz döngünün oluşması önlenebilir.

Uzaysal süzgeçleme yaklaşımındaki en önemli sorun konuşma sinyali ile yankıların yüksek dereceden ilişkili olmalarıdır. İlişkili sinyaller birçok hüzmeye yönlendirme uygulamasında karşılaşılan güçlüklerden biridir. Bu sebeple birçok kişi bu konuda çalışmalar yapmaktadır. Haardt ve diğerlerinin (1995, 1996, a, b) yaptıkları bu çalışmaların son örneklerindendir.

Tez kapsamında kullanılan veriden bağımsız hüzmeye yönlendirciler yerine istatistiksel olarak uygun hüzmeye yönlendirciler kullanılabilir. Bu konuda Qian (1995) ve diğerlerinin önerdiği yarı uyarlamalı hüzmeye yönlendirici ilişkili sinyaller söz konusu olduğunda da sonuç vermektedir.

KAYNAKLAR

- Antweiler Christiane and Symanzik Horst-Günter, 1995. "Simulation of Time Variant Room Impulse Responses", IEEE ICASSP 95, Detroit, Michigan, pp. 3031-3034
- Arslan Güner, Evans Brian L., Sakarya F. Ayhan, Pino Jose Luis, 1996, a. "Performance Evaluation and Real-Time Implementation of Subspace, Adaptive, and DFT Algorithms for Multi-Tone Detection", International Conference on Telecommunications, Istanbul, Türkiye, pp. 884-887
- Arslan Güner, Gürgen Fikret, Sakarya F. Ayhan, 1996, b. "Application of Neural Networks to Bearing Estimation", International Conference on Electronics, Communication and Signal Processing, Rodos, Greece, Submitted
- Asharif Mohammad Reza and Mano Fumio, 1994. "Acoustic Echo-Canceler Using FBAF Algorithm", IEEE Trans. on Communication, Dec., vol. 42, no. 12, pp. 3090-3094
- Attallah S and Najim M., 1995. "On the Convergence Enhancement of the Wavelet Transform Based LMS", IEEE ICASSP 95, Detroit, Michigan, pp. 973-976
- Benesty J. , Amand F., Gilloire A. and Grenier Y., 1995. "Adaptive Filtering Algorithms for Stereophonic Acoustic Echo Cancellation", IEEE ICASSP 95, Detroit, Michigan, pp. 3099-3102
- Birkett A. N. and Goubran R. A., 1995. "Acoustic Echo Cancellation Using NLMS-Neural Network Structures", IEEE ICASSP 95, Detroit, Michigan, pp. 3035-3038
- Bub Udo, Hunke Martin and Waibel Alex, 1995. "Knowing Who To Listen To In Speech Recognition: Visually Guided Beamforming ", IEEE ICASSP 95, Detroit, Michigan, pp. 848-851
- Brandstein Michael S., Adcock John E. and Silverman Harvey F., 1995. "A Closed-Form Method for Finding Source Locations From Microphone-Array Time-Delay Estimates", IEEE ICASSP 95, Detroit, Michigan, pp. 3019-3022
- Cadzow James A., 1988. "A High Resolution Direction-of-Arrival Algorithm for Narrow-Band Coherent and Incoherent Sources", IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol. 36, no. 7, July, pp. 965-979
- Cadzow James A., Kim Young S., Shiue Dong C., 1989. "General Direction-of-Arrival Estimation: A Signal Subspace Approach", IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, vol. AES-25, no. 1, January, pp. 31-45

Capman F, Boudy J. and Lockwood P., 1995. "Acoustic Echo Cancellation using a Fast QR-RLS Algorithm and Multirate Schemes", IEEE ICASSP 95, Detroit, Michigan, pp. 969-972

CCITT Recommendation, "Guidelines for Placement of Microphones and Loudspeakers in Telephone Conference Rooms" G.172 Fascicle III.1 - Suppl No. 25 pp 335-339

CCITT Recommendation, "Talker Echo on International Connections" G.172 Fascicle III.1 - Suppl No.2 pp 313-317

CCITT Recommendation, "Echo Cancellers", G.165 Fascicle III.1, pp. 258 -279

CCITT Recommendation, "Transmission Plan Aspects of International Conference Calls", G.172 Fascicle III.1, pp. 295-297

CCITT Recommendation, "Influence of National Systems on Stability, Talker Echo, And Listener Echo in International Connections", G.122 Fascicle III.1, pp. 166-177

CCITT Recommendation, "Transmission plan aspects of special circuits and connections using the international telephone connection network", G.172 Fascicle III.1, pp. 286-294

Chabries Douglas M., Anderson David V. Stockham Thomas G., and Christiansen Richard W., 1995. "Application of a Human Auditory Model to Loudness Perception and Hearing Compensation", IEEE ICASSP 95, Detroit, Michigan, pp. 3527-3530

Chang Shun-Hsyung, Lee Tong-Yao and Fang Wen-Hsien, 1995. "High Resolution Bearing Estimation Via Unitary Decomposition Artificial Neural Network (UNIDANN)", IEEE ICASSP 95, Detroit, Michigan, pp. 3607-3610

Chao Jinhui and Tsujii Shigeo, 1991. "A Stable and Distortion-Free IIR Echo and Howling Canceler", IEEE Trans. on Signal Processing, Aug., vol. 39, no. 8, pp. 1812-1821

Cheung J. Y., 1987. "A Direct Adaptive Frequency Estimation Technique", Midwest Symposium on Circuits and Systems, pp. 804-807

Cheung K. M. and Yau S. F., 1995. "Blind Deconvolution of system with unknown response excited by cyclostationary impulses", IEEE ICASSP 95, Detroit, Michigan, pp. 1984-1987

Chou Thomas, 1995. "Frequency-Independent Beamformer with Low Response Error", IEEE ICASSP 95, Detroit, Michigan, pp. 2995-2998

Chu Peter L., 1995. "Desktop Mic Array for Teleconferencing", IEEE ICASSP 95, Detroit, Michigan, pp. 2999-3002

Colnet Brigitte and Di Martin Jean-Claude, 1995. "Bearing Estimation With Time-Delay Neural Networks", IEEE ICASSP 95, Detroit, Michigan, pp. 3583-3586

Dai Tser-Ya and Lee Ta-Sung, 1995. "Source Localization in a Multipath Environment Via Beamspace Cumulant-Based Neural Processing", IEEE ICASSP 95, Detroit, Michigan, pp. 3611-3614

Doroslovacki Milos and Fan H., 1995, "On-Line Identification of echo-path impulse Responses by Haar-Wavelet-based Adaptive Filter", IEEE ICASSP 95, Detroit, Michigan, pp. 1065-1068

Dudgeon Dan E., 1977. "Fundamentals of Digital Array Processing", IEEE Proc., June, vol 65, pp. 898-904

El Hel Wani Amer, Le Scan Patrice, 1995. "VLSI Architecture of the Generalized Multi Delay Frequency-Domain Algorithm for Acoustic Echo Cancellation", IEEE ICASSP 95, Detroit, Michigan, pp. 3195-3197

Flanagan J.L., Merkley D.A., Elko G.W., West J.E. and Sondhi M.M., 1991. "Autodirective Microphone Systems", Acustica, vol. 73, pp. 58-71

Furui Sadaoki and Sondhi M. Mohan, 1992. "Advances in Speech Signal Processing", Marcel Dekker Inc., New York

Gasparini Otello, Camporeale Claudio, 1995. "Preliminary Comparison Between Two Spectral Array Pre-Processors for Wideband Beamforming", IEEE ICASSP 95, Detroit, Michigan, pp. 3551-3554

Gazor Saeed, Affes Sofiene and Grenier Yves, 1995. "Wideband multi-source Beamforming with Adaptive Array Location Calibration and Direction Finding", IEEE ICASSP 95, Detroit, Michigan, pp. 1904-1907

Gilloire Andre and Vetterli Martin, 1992. "Adaptive Filtering in Subbands with Critical Sampling: Analysis, Experiments and Application to Acoustic Echo Cancellation", IEEE Trans. on Signal Processing, Aug., vol. 40, no. 8, pp. 1862-1875

Gönen Egemen and Mendel Jerry M., 1995. "Optimum Cumulant-Based Blind Beamforming for Cohorent Signals and Interferences", IEEE ICASSP 95, Detroit, Michigan, pp. 1908-1911

Götze Jürgen, Haardt Martin and Nossek Josef A., 1995. "Subspace Estimation Using Unitary Schur-Type Methods", IEEE ICASSP 95, Detroit, Michigan, pp. 1153-1156

Gürgeç F., Alpaydm R., Ünlüakın U. and Alpaydm E., 1994. "Distributed and local neural classifiers for phoneme recognition", Pattern Recognition Letters 15, pp. 1111-1118

Haardt Martin, Zoltowski Micheal D., Mathews Cherian P. and Nossek Josef A., 1995. "2D Unitary ESPRIT for Efficient 2D Parameter Estimation", IEEE ICASSP 95, Detroit, Michigan, pp. 2096-2099

Haardt Martin and Nossek Josef A., 1996, a. "Unitary ESPRIT: How to Obtain Increased Estimation Accuracy with a Reduced Computational Burden", IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 43, no. 5, May, pp. 1232-1242

Haardt Martin and Nossek Josef A., 1996, b. "2-D Spatial Filters for Cohorent Multipath Signals", International Conference on Telecommunications, İstanbul, Türkiye, pp. 675-678

Haykin Simon, 1991. "Adaptive Filter Theory", Prentice-Hall Inc.

Haykin Simon, 1994. "Neural Networks", Englewood Cliffs

Heitkamper Peter, 1995. "Optimization of an Acoustic Echo Canceller Combined With Adaptive Gain Control", IEEE ICASSP 95, Detroit, Michigan, pp. 3047-3050

Jha Sanjay and Durrani Tariq, 1991. "Direction of Arrival Estimation Using Artificial Neural Networks", IEEE Trans. on Systems, Man, and Cybernetics, vol. 21, no. 5, September/October, pp.1192-1201

Johnson Don H., 1982. "The Application of Spectral Estimation Methods to Bearing Estimation Problems", IEEE Proc., Sep., vol. 70, no. 9, pp. 1018-1028

Johnson Don H. and Dudgeon Dan E., 1993. "Array Signal Processing, Concept and Techniques", Prentice Hall

Korompis D., Wang A. and Yao K., 1995. "Comparison of Microphone Array Designs for Hearing Aid", IEEE ICASSP 95, Detroit, Michigan, pp. 2739-2742

Linebarger D., DeGroat R, Dowling E., Fudge G. and Stoica Petre, 1995. "Analyzing the Effects of Constraints and Inter-Signal Coherence on the MUSIC Algorithm", IEEE ICASSP 95, Detroit, Michigan, pp. 1657-1660

Martin R. and Alenhöner J., 1995. "Coupled Adaptive Filters for Acoustic Echo Control and Noise Reduction", IEEE ICASSP 95, Detroit, Michigan, pp. 3043-3046

Mathew G., Vellenki U. Reddy and Soura Dasgupta, 1995. "Adaptive Estimation of Eigensubspace", IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 43, no. 2, February, pp. 401-411

Melendez Gerardo J., Kesler Stanislav B., 1995. "Spectrum Estimation By Neural Networks and Their Use for Target Classification by Radar", IEEE ICASSP 95, Detroit, Michigan, pp. 3615-3618

- Minami Shigenobu, 1995. "A Stereophonic Echo Canceled using Single Adaptive Filter", IEEE ICASSP 95, Detroit, Michigan, pp. 3027-3030
- Morgan Dennis R., 1995. "Slow Asymptotic Convergence of LMS Acoustic Echo Cancelers", IEEE Trans. on Speech and Audio Proc., Mar., vol. 3, no. 2, pp. 126-136
- Mucci Ronald A., 1984. "A Comparison of Efficient Beamforming Algorithms", IEEE Trans. on Acoust, Speech, Signal Processing, June, vol ASSP-32, pp. 548-558
- Nawab S. Hamid, Dowla Farid U. and Lacoss Richard T., 1985. "Direction Determination of Wideband Signals", IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol. ASSP-33, No.4, October, pp. 1114-1122
- Oppenheim Alan W. and Schafer Ronald W., 1990. "Discrete Time Signal Processing", Prentice-Hall Inc.
- Pan Renlong and Nikias Chrysostomos L., 1988. "The Complex Cepstrum of Higher Order Cumulants and nonminimum Phase System Identification", IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol. 36, no. 2, February, pp. 186-205
- Petillon Thierry, Gilloire Andre and Theodoridis Sergios, 1994. "The Fast Newton Transversal Filter: An Efficient Scheme for Acoustic Echo Cancellation in Mobile Radio", IEEE Trans. on Signal Processing, Mar., vol. 42, no. 3, pp. 509-518
- Petropulu Athine and Nikias Chrysostomos L., 1993. "Blind Deconvolution Using Signal Reconstruction from Partial Higher Order Cepstral Information", IEEE Trans. on Signal Processing, June, vol. 41, no.6, pp. 2088-2095
- Qian Feng and Van Veen Barry D., 1995. "Partially Adaptive Beamforming for Correlated Interference Rejection", IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 43, no. 2, February, pp. 506-515
- Roy R. Paulraj A. and Kailath T., 1986. "ESPRIT - A Subspace Rotation Approach to Estimation of Parameters of Cisoids in Noise", IEEE Trans. on Acoustics, Speech and Signal Processing, vol. ASSP-34, no. 5, October, pp. 1340-1342
- Sakarya F.A. ve Arslan G., 1995. "LMS ve MUSIC Algoritmaları ile DTMF Alıcı Tasarımı", 3. Sinyal İşleme ve Uygulamaları Kurultay Kitabı, cilt B, pp.196-201
- Schmidt R., 1979. "Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation", RADCSpectrum Estimation Workshop, pp. 243-258
- Serebryakov G.V., Sidorovitch D.V. and Mecklenbraeuer C., 1995. "Coherence Effects of the Performance of Optimum/Adaptive Beamformer", IEEE ICASSP 95, Detroit, Michigan, pp. 3613-3616

Shimauchi Suehiro and Makino Shoji, 1995. "Stereo Projection Echo Canceller with True Echo Path Estimation", IEEE ICASSP 95, Detroit, Michigan, pp. 3059-3062

Silverman Harvey F., 1987. "Some Analysis of Microphone Arrays for Speech Data Acquisition", IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol. ASSP-35, No.12, December, pp. 1699-1712

Sondhi M.M., 1967. "An Adaptive Echo Canceller", The Bell System Technical Journal, vol. XLVI, no. 3, March, pp 497-511

Sondhi Man Mohan, Berkley David A., 1980, "Silencing Echoes on the Telephone Network", Proceedings of the IEEE, vol. 68, no. 8, August, pp. 948-963

Sondhi M.Mohan, Morgan Dennis R. and Hall Joseph L, 1994. "Stereophonic Acoustic Echo Cancellation - An Overview of the Fundamental Problem", IEEE Signal Processing Lett. EDICS SPL 1.2.3, Dec.

Stephenne Alex and Champagne Benoit, 1995. "Cepstral Prefiltering for Time Delay Estimation in Reverberant Environments", IEEE ICASSP 95, Detroit, Michigan, pp. 3055-3058

Stockham Thomas G., Cannon Thomas M. and Ingebretsen Robert B., 1975. "Blind Deconvolution Through Digital Signal Processing", Proceedings of the IEEE, vol. 63, no. 4, April, pp 678-692

Svensson Peter U., 1993. "Influence of electroacoustic parameters on the performance of reverberation enhancement systems", Journal of Acoust. Soc. Am., vol. 94 (1), July, pp. 162-171

Sydow Carsten, 1994. "Broadband beamforming for a microphone array", Journal of Acoust. Soc. Am., vol. 96 (2), Pt.1, August, pp. 845-849

Tahernezehadi M. and Liu L., 1995. "Real-Time Implementation of an IIR Acoustic Echo Canceller on ADSP21020", IEEE ICASSP 95, Detroit, Michigan, pp. 2723-2726

Tanrikulu O., Baykal B., Constantinides A. G. , Chambers J. A. and Naylor P. A., 1995. "Finite-Precision Design and Implementation of all-pass Polyphase Networks for Echo Cancellation in Sub-bands", IEEE ICASSP 95, Detroit, Michigan, pp. 3039-3042

Van Veen Barry D. and Buckley Kevin M., 1988 "Beamforming: A versatile Approach to Spatial Filtering", IEEE ASSP Magazine, Apr.

Victory Charles W. and Trueblood Richard, 1995. "The use of a Multilayer Perceptron for Adaptive Correlation Processing in a Acoustically Complex Environment", IEEE ICASSP 95, Detroit, Michigan, pp. 3591-3594

Wang Chin-Liang and Chen Rong-Yih, 1993. "Optimum Design of the Hard-Switching Dual Sign Algorithm for Adaptive Echo Cancellation", IEEE Trans. on Signal Processing, May, vol. 41, no. 5, pp. 1970-1974

Wang Hong, 1995. "Multi-Channel Deconvolution using Pade Approximation", IEEE ICASSP 95, Detroit, Michigan, pp. 3007-3010

Watkins D.S, 1991. "Fundamentals of Matrix Computations", John Wiley & Sons, 1991

Yamada Isao and Sakaniwa Kohichi, 1992. "An Optimal Design for a Homomorphic Deconvolution System", IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 40, no. 9, September, pp. 2250-2260

Yang J. and Swindlehurst A., 1995. "Maximum SINR Beamforming for Correlated Sources", IEEE ICASSP 95, Detroit, Michigan, pp. 1916-1919

Yasukawa Hiroshi and Shimada Shoji, 1993. "An Acoustic Echo Canceller Using Subband Sampling and Decorrelation Methods", IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 41, no. 2, pp. 926-930, Feb.

SÖZLÜK

Alt Bant	Subband
Alt Uzay	Subspace
Benzetişim	Simulation
Birim Dürtü Cevabı	Impulse Response
Çapraz İlişki	Crosscorrelation
Duyargaç	Sensor
Geciktir-Topla Hüzme Yönlendiricisi	Delay and Sum Beamformer
Geliş Açısı	Direction of Arrival Angle
Geri İletme	Backpropagation
Gizli Katman	Hidden Layer
Hüzme	Beam
Hüzme Örüntüsü	Beam Pattern
Hüzme Yönlendirici	Beamformer
İç İç Geçirilmiş Alt Dizi	Nested Subarray
İleri İletme	Forward Computation
İlişki	Correlation, Coherency
İlişki Matrisi	Covariance Matrix
İklendirme	Initializing
İstatistiksel Olarak En Uygun	Statistically Optimum
İstenen Cevap	Desired Response
İşlev	Function
İşlev Yaklaşımı	Function Approximation
İzdüşüm	Projection
Katman	Layer
Kestirim	Estimation
Kör Dekonvolüsyon	Blind Deconvolution
Otomatik Kazanç Kontrolü	Automatic Gain Control
Ötme	Howling
Özdeğer	Eigenvalue
Özdeğer Ayırımı	Eigendecomposition
Özilişki	Autocorrelation
Özvektör	Eigenvector
Özyinelemeli	Recursive
Uyarlamalı Süzgeç	Adaptive Filter
Uzaysal Süzgeçleme	Spatial Filtering
Veriden Bağımsız	Data Independent
Yineleme	Iteration
Yönlendirme Vektörü	Steering Vector
Yönlü Mikrofon	Directive Microphone
Sözde-Stereofonik	Pseudo inverse Matrix
Sonsuz Birim Dürtü Cevabı	Infinite Impulse Response
Sonlu Birim Dürtü Cevabı	Finite Impulse Response
Süzgeç Bankı	Filter Bank

ÖZGEÇMİŞ

Güner Arslan, 21 Mart 1973 tarihinde Almanya'nın Pinneberg kasabasında doğdu. İlk öğrenimini orada tamamladıktan sonra Türkiye'ye dönen Güner Arslan, 1994 yılında Yıldız Üniversitesi, Kocaeli Mühendislik Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümünü birincilikle bitirdi. Aynı yıl Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Haberleşme Bilim Dalında Yüksek Lisans eğitimine başladı. 1995 yılı Ocak ayından itibaren aynı üniversitenin Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü, Haberleşme Anabilim Dalında Araştırma Görevlisi olarak çalışmaktadır. Şu andaki ilgi alanları; Sayısal Sinyal İşleme, Yapay Sinir Ağları, Uyarlamalı Süzgeçler, Dalgacık Dönüşümü ve bunların uygulamalarıdır.