KARADENİZ ÜNİVERSİTESİ - FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

HOMOMORFİK DEKONVOLÜSYON YÖNTEMİ İLE SİSMİK İZLERİN ÇÖZÜMLENMESİ

Y. Müh. Veli KARA

KARADENİZ ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜNCE
«DOKTOR»
ÜNVANININ VERİLMESİ İÇİN KABUL EDİLEN TEZDİR

Tezin Enstitüye Verilişi : 14 Mart 1986
Tez Sözlü Savunması : 26 Haziran 1986

Doktora Yöneticisi : Prof. Dr. Ömer ALPTEKİN (KÜ)
Jüri Üyesi : Prof. Dr. Sebahattin ÇAĞLAYAN (TÜ)
Jüri Üyesi : Doç. Dr. Özer KENAR (KÜ)

Trabzon - 1986

İ Ç İ N D E K İ L E R

Sayfa

Ö Z E T i

SUMMARY iii

TEŞEKKÜR v

1. BÖLÜM

1.GİRİŞ

1.1 Giriş 1

1.2 Çalışmanın Amacı ve Kapsamı 3

1.3 Dekonvolüsyonun Tanımı ve Dekonvolüsyon Yöntemleri 5

1.4 Reverberasyon ve Giderilmesi 15

2. BÖLÜM

2.z-DÖNÜŞÜMÜ

2.1 Giriş 23

2.2 Fourier,Laplace,z-Dönüşümü ve Aralarındaki İlişki 23

2.3 Ayrık Verilerin z-Dönüşümü 26

2.4 s-Düzlemi İle z-Düzlemi Arasındaki İlişki . 29

2.5 z-Düzleminde Yakınsama Bölgeleri ve Kutup-Sıfır Gösterimi 30

2.6 Rasyonel z-Dönüşümleri 31

3. BÖLÜM

3.HOMOMORFİK DEKONVOLÜSYON

3.1 Giriş 35

3.2 Kepstrum 35

3.3 Doğrusal ve Homomorfik Sistemler 37

3.3.1 Karmaşık (Complex) Logaritma . . . 45

3.3.2 Ters Karakteristik Sistem 48

3.4 Minumum, Maksimum, Karışık Fazlı Diziler ve Kompleks Kepstrumları 49

Sayfa

3.5 Zaman Serilerinin Üstel Ağırlıklandırılması . 53

3.6 Faz Eğrileri, Özellikleri ve Sürekli Faz Eğrisinin Hesaplanması 54

3.6.1 Sürekli Faz Eğrisinin Türev Yöntemi ile Hesabı 58

3.6.2 Sürekli Faz Eğrisinin İteratif Yöntem İle Hesabı 59

3.7 Doğrusal Sistem ve Kepstral Filtre (liftre)ler 64

3.7.1 Tarak (comb) Filitreler 66

3.7.2 Kısa Geçişli(short-pass) Filtre (Liftre)ler 67

3.7.3 Uzun Geçişli(long-pass) Filtre (liftre)ler 68

4. BÖLÜM

4.UYGULAMALAR

4.1 Giriş 71

4.2 Algoritma, Hesaplanması ve Sınanması 71

4.2.1 Verilerin İşleme Hazırlanması 79

4.3 Yöntemin Yapay Modellere Uygulanması 83

4.3.1 Reverberasyonların Giderilmesi . . . 83

4.3.2 Sismik İzlerden Kaynak Dalgacığı (wavelet)ın Tekrar Elde Edilmesi . . . 92

4.3.3 Sismik İzlerden Yansıma Katsayılarının Saptanması 99

4.3.4 Homomorfik Dekonvolüsyonda Gürültü (noise) Etkisi 101

4.4 Gerçek Verilere Uygulama 104

4.4.1 Sismik İzden Dalgacık Elde Edilmesi (wavelet extraction) 105

4.4.2 Sismik İzden Yansıma Katsayılarının Saptanması 119

4.4.3 Reverberasyonların Giderilmesi . . . 119

5. BÖLÜM

5.SONUÇLAR VE ÖNERİLER 128

YARARLANILAN KAYNAKLAR 131

ÖZET

Sismik yansıma yönteminin en önemli problemi, yer altındaki fiziksel özellikleri farklı çeşitli formasyon sınırlarından yansıyan enerjilerin sismik zaman kesitlerinde tanınabilmesi veya tanınabilir hale getirilmesidir. Bunun için sismik izlerdeki gerçek yansımaları bozup karıştıran etkilerin ayıklanması gerekir. Bu amaçla, sismik izler veri işlem merkezlerinde bir takım işlemlere tabi tutulur. Bunlardan birisi de dekonvolüsyondur.

Dekonvolüsyon; bir ters filtreleme işlemi olup amacı, filtre çıkışlarını iğne (spike) yapmaktır. Ancak pratikte,kaynağın yarattığı bir takım olayları bastırarak düşey ayırımlılığı artırmak ve yerin filtre etkisinden dolayı sismik izlerde bulunabilen küçük frekanslı istenmiyen olayları yok etmek için uygulanır. Bütün dekonvolüsyon yöntemleri bir takım ön kabullerle yapılır ve uygulanan yöntemin sağlıklı sonuçlar vermesi bu ön kabullerin doğruluğuna bağlıdır.

Bu çalışmada, diğer dekonvolüsyon yöntemlerindeki ön şartların sağlanamadığı durumlarda da uygulanabilen homomorfik dekonvolüsyon yöntemi incelenmiştir. Homomorfik bir sistem girişteki konvolüsyon işlemini çıkışta vektörel toplama dönüştürür ve bu özelliği nedeni ile çeşitli sinyallerin birleşiminden oluşmuş bir sinyalin ayrıştırılmasında başarı ile kullanılabilir.

Homomorfik dekonvolüsyon yöntemi minimum faz kısıtlamasından bağımsız olmakla birlikte başarısı sağlıklı bir faz hesabına dayanmaktadır. Bu çalışmada, önce sabit bileşeni çıkarılmış faz değerleri iteratif yöntem ile sürekli hale getirilmiş daha sonra doğrusal bileşeni çıkarılarak düzeltilmiş faz eğrisi elde edilmiştir. Kepstral ortamdan zaman ortamına geri dönülürken uygun yerlerde, doğrusal ve sabit faz bileşenleri tekrar işlemlere katılarak verilerdeki kayma önlenmiştir.

Kompleks kepstrum hesabında, logaritma, arctanjant gibi doğrusal olmayan işlemler, logaritmik spektrum içerisine sonsuz peryod ve frekanslarda bütün harmoniklerin girmesine neden olurlar. Kompleks kepstrumun genellikle sonsuza kadar sıfır olmaması katlanmalara sebep olmaktadır. Bu çalışmada hem bu tür etkilerin önlenmesi hem de birim daire üzerindeki sıfırların içeriye çekilebilmesi için orijinal veri $a^t(a<1)$ şeklinde bir fonksiyonla ağırlıklandırılarak sonuna sıfırlar eklenip veri boyu 4 katına çıkarılmıştır. Ağırlıklandırmanın yarattığı sorunların en aza indirilmesi için veri uzunluğuna bağlı olarak optimum a'yı saptayan ampirik bir formül geliştirilmiştir.

Yansıma verilerinin kompleks logaritmik spektrumunda yansıma katsayıları serisinin genlik ve faz spektrum bileşenleri hızlı değişirken kaynak fonksiyonunun genlik ve faz spektrum bileşenleri yavaş değişmektedir. Bunun sonucu, kaynak etkisi kepstral orijin civarında yoğunlaşırken yansıma katsayılarından gelen etki bütün quefrency'lere saçılmaktadır. Bu bileşenlerden herhangi birisi uygun bir kepstral liftre ile çarpılıp zaman ortamına geri dönülerek sismik izin istenmiyen bileşeni ayıklanmıştır. Diğer bir deyişle, sismik iz dekonvolv edilmiştir.

Yöntem yapay verilerle test edilerek reverberasyonların giderilmesi ve sismik izlerden kaynak dalgacığının saptanmasında oldukça başarılı sonuçlar verdiği gösterilmiştir. Ayrıca düşey ayırımlılık konusunda da tatmin edici sonuçlar alınmıştır. Yöntemin gerçek arazi verilerine uygulanması tatmin edici sonuçlar vermiştir.

SUMMARY

The most important problem in reflection seismology is to identify, on seismic records, the reflections from different formation boundaries. It is therefore necessary to filter out the other contributions which complicate the structure of the seismic trace. This is accomplished by processing the data in the field or in the data center by using various data processing techniques. Deconvolution is one of these processing techniques.

Deconvolution is an inverse filter which produces a spike output. In practice, however, it is used to suppress several unwanted events in the seismic trace to improve vertical resolution and to remove low frequency events which result from the earth's filtering effect. All deconvolution techniques require certain assumptions, such as the minimum-phase wavelet and a white random reflection coefficient series assumptions. The success of each method depends on the validity of these assumptions.

In this thesis the homomorphic deconvolution which does not require the above assumptions is studied. Homomorphic systems can transform a convolution input into a vectoral summation autput. Because of this property, homomorphic systems can be used successfully to decompose a signal which is composed of several signals.

Although it is independent from the minimum-phase wavelet requirement the success of the homomorphic deconvolution depends on a correct phase information. In this study the corrected phase curve is obtained by making the phase information continuous and then by removing the linear trend. On our return from the cepstral domain into time domain we reintroduced the linear and constant phase components to avoid the phase shifts in our data.

In complex cepstrum computations, the non-linear operations such as the logarithm and the inverse tangent operations introduce all harmonics with infinite periods and frequencies into the spectrum. The complex cepstrum is not generally zero up to the infinitely large frequencies. This causes aliasing. In this study, to avoid aliasing and to pull the zeros inside the unit circle, the original data is weighted by a^t $(a<1)$, and then zeros are added to the end of data to increase the data length 4 times. To minimize the problems introduced from weighting, we developed an empirical formula to determine the value of "a" as a function of the data length.

In the complex logarithmic spectrum of the reflection data the amplitude and phase spectrum components of the reflection coefficients series change rapidly as the amplitude and phase spectrum components of the source change slowly. As a result of this, contributions from the source concentrate around the cepstral origin as the contributions from the reflection coefficient series spread into all quefrencies. By multiplying the desired component by a convenient cepstral liftre and by returning into the time domain we can remove the unwanted component of the seismic trace. That is we deconvolv the seismic trace.

The method is tested on synthetic data and applied to actual field data to remove reverberations and to determine source wavelet from the seismic trace. Results are satisfactory.

TEŞEKKÜR

Çalışmalarım sırasında teşvik, öneri ve yardımlarını gördüğüm, yakın ilgisini hiçbir zaman esirgemiyen hocam Sayın Prof.Dr.Ömer ALPTEKİN'e şükranlarımı sunarım. Konuyu öneren, Karadeniz Üniversitesinde bulunduğu sürece yakın ilgi ve yardımını gördüğüm hocam Sayın Prof.Dr.Nezihi CANITEZ'e içtenlikle teşekkür ederim. Çalışmalarım sırasında zaman zaman görüşlerinden yararlandığım Sayın Doç.Dr. Özer KENAR'a teşekkür ederim. Jeofizikci olarak yetişmemde emeği geçen tüm hocalarıma şükranlarımı sunarım.

Bu çalışma için gerçek arazi verilerinin seçiminde ve sağlanmasında değerli yardımlarını gördüğüm Türkiye Petrolleri Anonim Ortaklığı Veri İşlem Merkezi personeline ve özellikle Müdür Sayın Göksel ÖVÜL'e, yardımlarını hiçbir zaman esirgemiyen, çalışmanın çeşitli aşamalarında değerli bilgi ve önerilerinden yararlandığım Sayın Yük.Müh.Kâtibe AYTUN'a şükranlarımı sunarım. Sismik zaman kesitlerinin dökümü ve sonuçların çizdirilmesinde yardımlarını esirgemiyen, bilgi ve deneyimlerinden yararlandığım Sayın Yük.Müh.Mustafa Ali ENGİN ve Dr.Edip BAYSAL'a içtenlikle teşekkür ederim.

Çalışmalarımı yakın ilgi ve yardımları ile destekleyen Karadeniz Üniversitesi Jeofizik Mühendisliği Bölümü personeline ve bilgisayar işlerinde gereken kolaylığı gösteren Bilgisayar Merkezi çalışanlarına teşekkür ederim.

I. BÖLÜM
GİRİŞ

1.1. GİRİŞ

İnsanoğlunun üzerinde yaşadığı yerküreyi tanımak isteği ve bu yöndeki uğraşıları oldukça eskilere dayanmaktadır. Bu çalışmalar, önceleri yerküremizin iç yapısı ve şeklinin belirlenmesine yönelik iken 20.yüzyılın başlarında hammadde ihtiyacının artması nedeniyle, yerkabuğundaki çok küçük kütle dağılımlarının saptanması üzerine yönelmiştir. Başlangıçta maden aramaları üzerine olan bu çalışmalar 35-40 yıldan bu yana hidrokarbon aramalarında yoğunlaşmıştır.

Fizik veya matematikte, iki bilinen yardımı ile bir bilinmeyen aranır. Jeofizikte ise (genellikle) ölçülen bir büyüklüğe karşılık iki bilinmeyen vardır. Örneğin: Fizikte, bir m kütlesinin kendisinden ℓ kadar uzakta hasıl ettiği potansiyel alan hesaplanırken, jeofizikte bunun tam tersi uygulanır. Yani potansiyel alan ölçülür ve buna neden olan kütle ve konumu aranır. Jeofizikçinin karşılaştığı zorluklar buradan kaynaklanmaktadır. Bunun için jeofizik yöntemler bazı ön kabullerden hareket eder. Bu nedenle, elde edilen sonuçlar belirli bir hata limiti içerisinde doğrudur.

Sismik prospeksiyon yöntemi ile yeraltı yapısının tesbiti iki ayrı yolla yapılabilir. Bunlardan birincisinde, yer yüzeyi veya yüzeye yakın bir yerde oluşturulan elastik dalgaların yer altında yayılarak iki formasyonu ayıran süreksizlik sınırından yansıyıp yeryüzeyine geri dönerek kaydedilmesinden istifade edilir. Buna sismik yansıma (REFLECTION) yöntemi denir. Yansıyan sismik dalga yansıdığı sınırın ve geçtiği ortamın fizik özelliklerini taşır. Diğerinde ise, üst tabakadan alt tabakaya kırılarak geçen dalganın, alt tabakada yayıldıktan sonra tekrar kırılarak üst tabakaya geçip yeryüzünde kaydedilmesinden istifade edilir. Buna da sismik kırılma (REFRACTION) yöntemi denir. Her iki yöntemde de kaydedilen parametre, oluşturulan elastik dalganın kaynaktan çıkıp algılayıcıya (jeofon) gelmesi için geçen zamandır. Bu zaman elastik dalganın yayılma hızına bağlıdır. Sismik prospeksiyon amacı ile oluşturulmuş elastik dalgaların hareketi, basit harmonik düzlem dalga hareketi olarak alınır ve geometrik optiğin prensip ve kanunları uygulanır (Ergin,1981,s.167).

Sismik yöntemler ile, yatay veya eğimli tabakalar ve fayların tesbiti yapılabildiği gibi, petrol birikimine elverişli yeraltı yapılarının aranması da yapılabilir. Bu bakımdan daha ziyade sedimanter havzalara tatbik edilir. Yeraltı su napları ve kömür damarlarının aranmasında uygulandığı gibi sınırlı ölçüde maden yatakları ile ilgili jeolojik problemlere de tatbik edildiği olmuştur. İnşaat mühendisliğinde temel kaya derinliğinin tesbiti için sismik prospeksiyondan geniş ölçüde istifade edilmektedir.

Jeofizik yöntemler, ekonomik değeri doğrudan tayin etmeyip, genellikle bu değerin içinde bulunduğu kütle dağılım modelini ortaya koymaya yarar. Buna göre, son yıllardaki bazı çalışmalara rağmen hiçbir jeofizik yöntem petrol birikimini doğrudan bulmaz veya göstermez. Ancak, muhtemel bir petrol kapanının veya cevherin boyutlarını tayin ve tarif edebilir. Böylece aramadaki maliyet ve başarısızlık olasılığı asgariye indirilmiş olur. Son birkaç yıldır hidrokarbonun doğrudan saptanması yönündeki çalışmalar hızla ilerlemektedir.

Teoride diğer potansiyel yöntemlere (gravite,magnetik vs.) göre daha basit, verdiği sonucun daha anlaşılabilir ve tek çözümlü olması sismik yöntemlerin gelişmesinde etken olmuştur. Satıhta meydana getirilen elastik dalganın başlangıç zamanı ile yakın mesafedeki alıcı (jeofon)'lar vasıtası ile kaydedilişi arasındaki zaman farkından dalganın yer içindeki yayılma hızı hesaplanabilir. Yer kabuğu homojen ve izotrop olmadığı için bu hız yatay ve düşey doğrultuda sabit olmayacak, dolayısıyla zaman farkları hızın etkisinde kalacaktır. Ölçülen bu zaman farklarından yer içinde hız değişimleri ve bu değişime neden olan kütle dağılımlarının yeri ve şekli hesaplanabilir. Hız değişim sınırları genellikle jeolojik kontaklara uyum göstereceğinden bunların tarif ve tayini jeolojik kontakların dolayısıyla kütle dağılımlarının tarif ve tayini olacaktır (Altan,1978).

Homojen bir ortamda çeşitli vasıtalarla(Dinamit,Geoflex, Vibroseis, vb.) oluşturulan bir uyarı ile meydana gelen "spike" biçimindeki elastik enerji yayılmaya başladığı anda simetrik bir şekil alır ve zamanla peryodu büyürken genliği küçülür. Bunun anlamı, sinyalin yüksek frekanslarının kaybolması demektir ki bu da yayıldığı ortamın fiziksel özelliklerine bağlıdır. Örneğin: sert kayaçlarda genlik değişmesi çok az olurken gevşek kayaçlarda fazla olur ve yüksek frekanslar hemen kaybolur. Anlaşılacağı üzere yer küre bir nevi yüksek frekans filtresidir. Bu konuda ayrıntılı çalışmalar Ricker(1940, 1953a, 1953b) tarafından yapılmıştır.

Sismik yansıma yönteminde enerjinin sınıra gidiş açısı önemlidir. Uygulamada öyle bir açı vardır ki, o açı ile gönderilen enerjiden hiç bir yansıma olmamaktadır. "Kritik açı" olarak adlandırılan bu açının değeri (çoğunlukla karşılaşılan durumlarda) 60^{o} ve 77.3^{o} dir. Bu açılarla gönderilen enerjiden yansıma olmaz. Buna karşılık 0^{o} ile gönderilen enerjide kayıp yoktur.

Sismik yansıma yönteminin amacı, yansıyan enerjilerin kaydedildiği sismik zaman kesitlerinden yansıtıcı yüzeylerin saptanmasıdır. Bu bakımdan bütün uğraşı, sismik yansıma kesitlerindeki yansımaların belirlenmesi veya belirlenebilir hale getirilmesi içindir. Bu iş genellikle kişisel deneyim gerektirir. Veri işlem merkezlerinde yapılan, gerçek yansımaları bozup karıştıran bazı bozucu etkilerin ayıklanarak yansımaların daha belirgin hale getirilmesidir. Bu bozucu etkiler rasgele (random), sistematik veya reverberasyon (reverbaration) ve tekrarlı (multiple) yansımalar gibi olaylara bağlı olabilir. Bunlar yok edilmezlerse yorumlayıcıyı yanıltarak yanlış neticelere yol açabilirler.

1.2. Çalışmanın Amacı ve Kapsamı

Sismik kayıt esnasında çeşitli gürültü etkileri yok edilmezler ise gerçek yansıma sinyallerini bozup karıştırarak yorumlamada sıkıntıya sebep olurlar. Bunlar, kullanılan enerji dışında çevre şartlarına bağlı olarak herhangi bir kaynaktan gelen düzensiz (random) gürültüler ile kullanılan enerjinin istenmeyen şekil ve zamanda algılayıcılara gelmesi (broad side=yanal ve air blast= yüzey gürültüleri) gibi sistematik olabilir. Bu tür gürültüler, algılayıcı düzeni, atış noktası-algılayıcı mesafesi (offset) ve kayıt cihazlarına uyarlanmış filtre düzenekleri gibi tedbirlerle büyük ölçüde önlenebilir. Ancak, bazı şartlarda jeolojik formasyonlardan ileri gelen reverberasyon, hortlak (ghost reflection) ve tekrarlı yansımalar (multiple reflection) ın sebep olduğu yapısal gürültülerin yok edilmeleri bir takım özel işlemleri gerektirir.

Reverberasyon, deniz etütlerinde enerji sinyalinin su yüzeyi ile tabanı arasında bir veya birkaç kez yansıyarak kaydedilmesidir. Bu olayın, yer içindeki iki tabaka arasında olanına ise tekrarlı yansıma (multiple reflection) denir. Bunlar gerçek yansıma sinyallerini örtebileceği gibi, sismik kesitlerde yansıtıcı yüzey görünümünde ortaya çıkarak yer altı yapısı hakkında yanıltıcı sonuçlara sebep olabilirler. Bu nedenle hemen belirtmek gerekir ki, sismik kesitlerdeki bazı yansımaların tekrarlı yansıma olup olmadığının belirlenmesi tamamen kişisel deneyim ve tecrübeye dayanır.

Bu çalışma, reverberasyon ve tekrarlı yansımaların sismik kayıtlardaki etkilerinin Homomorfik Dekonvolüsyon yöntemi ile giderilerek petrol içermesi muhtemel yapıların daha sağlıklı saptanmasına yöneliktir. Bundan başka, sismik verilerin işlenmesinde yansıma katsayıları ve kaynak dalgacığı (wavelet) nın Homomorfik Dekonvolüsyon yöntemiyle daha sağlıklı olarak saptanabileceği gösterilmiştir. Yöntem tarafımızdan oluşturulan yapay sismogramlar üzerinde irdelendikten sonra diğer dekonvolüşyon yöntemlerine göre üstün olduğu ve yetersiz kaldığı yönleri tartışılmıştır. Daha sonra T.P.A.O.(Türkiye Petrolleri Anonim Ortaklığı) Veri-İşlem Merkezinden temin edilen gerçek verilere uygulanarak yöntemin başarılı olduğu yerler vurgulanırken yetersiz kaldığı yerler de belirtilmiştir.

Beş bölümden oluşan çalışmanın birinci bölümünde dekonvolüsyon ve reverberasyonların tanımlanması yapılıp reverberasyonların yok edilmesi yöntemleri tanıtıldıktan sonra kepstrum kavramı ele alınarak temel teorik esasları incelenmiştir. İkinci bölümde, çalışma ile doğrudan ilgili olmayan fakat çalışmanın teorisinin anlaşılması için bilinmesi gereken temel kavramlar ele alınmıştır. Bunlardan z- dönüşümü yeterli ayrıntıda anlatılarak Fourier, Laplace dönüşümleri ile ilişkileri açıklanmıştır. Ayrıca minimum, maksimum ve karışık fazlı diziler ele alınmıştır. Çalışmanın esasını teşkil eden Homomorfik Dekonvolüsyon veya Kompleks Kepstrum ve hesaplanması Üçüncü Bölümde incelenmiştir. Yapay ve gerçek verilere uygulama Dördüncü Bölümde, sonuçlar da Beşinci Bölümde ele alınmıştır. Tezin hacmini büyütmemek amacı ile ilgili bilgisayar programları ayrı bir paket halinde düzenlenmiş olup araştırıcıların hizmetine ayrıca sunulacaktır.

1.3. Dekonvolüsyonun Tanımı ve Dekonvolüsyon Yöntemleri

Bir zaman serisinin diğer bir zaman serisine benzerlik veya bağımsızlığı karşıt ilişki (crosscorrelation) fonksiyonu

$$R_{xy}(k) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)y(t+k)dt$$

ve (1.1)

$$R_{yx}(k) = \int_{-\infty}^{\infty} y(t)x(t+k)dt$$

ile tanımlanır. Burada k serilerden birinin diğerine göre kayma miktarıdır. Böylece serilerden biri içerisinden, kayan seri ile aynı frekansa sahip bilgiler çıkartılmış olur. Daha açık bir deyişle, karşıt ilişki fonksiyonu iki serideki ortak frekans özelliklerini içerir. Şayet bütün k parametreleri için karşıt ilişki fonksiyonu sıfır ise, bu iki fonksiyon arasında hiçbir benzerlik yoktur denir. İki seriyi zaman ortamında karşıt ilişkiye tabi tutmakla; frekans ortamında, bu iki serinin genlik spektrumlarını birbiri ile çarpmış, faz spektrumlarını da birbirinden çıkarmış oluruz.

Karşıt ilişki işleminin özel bir hali olan öz ilişki (autocorrelation) fonksiyonu,

$$R_{xx}(k) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)x(t+k)dt \tag{1.2}$$

ile verilen bir çift (even) fonksiyondur. Gizli peryodikliğin ortaya çıkarılmasında kullanılır. x(t) serisinin zaman ortamında öz ilişkisini hesaplamak; frekans ortamında, genlik spektrumu bileşenlerinin karesini almak demektir. Faz spektrumu bileşenleri ise sıfır olur. Buradan, güç spektrumunun zaman ortamındaki karşılığının öz ilişki fonksiyonu olduğu sonucu çıkar. Bilindiği gibi minimum fazlı (kabul edilen) kaynak dalgacığı (wavelet) p(t) ile yansıma katsayıları serisi n(t)'nin katlamalı çarpımından (convolution) oluşan sismik izin öz ilişkisi; kaynak dalgacığının öz ilişkisi ile yansıma katsayıları serisinin öz ilişkisinin konvolüsyonuna,

$$R_{xx}(k) = R_{pp}(k) * R_{nn}(k) \tag{1.3}$$

eşittir (Peacock ve Treitel,1968). n(t) yansıma katsayıları serisi birbirinden bağımsız (uncorrelated) rasgele bir seri olduğundan, E_n, n(t) içerisindeki enerji olmak üzere

$$R_{xx}(k) = \sum_t R_{nn}(t)R_{pp}(k-t) = E_n R_{pp}(k) \tag{1.4}$$

şeklinde bir ifade elde edilir. Buradan, sismik izin spektrumu ile sismik puls'un spektrumlarının şeklen benzer olduğu sonucuna varılır ki bu veri işlemde oldukça önemlidir. Buna göre sismik dalgacık bilinmese bile büyük bir yaklaşıklık ile öz ilişki fonksiyonu elde edilebilir. Zaman serilerinin analizinde geniş bir uygulama alanı bulan konvonlüsyon (convolution) bir katlamalı çarpım olup jeofizikte filtreleme işlemi olarak bilinir. x(t) ve f(t) gibi iki fonksiyonun konvolüsyonu,

$$y(t) = x(t) * f(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(k)f(t-k)dk \tag{1.5}$$

ile verilen yeni bir fonksiyondur. Burada k fonksiyonlardan birisinin diğerine göre kayma miktarıdır. İki fonksiyonun zaman ortamındaki konvolüsyonunun frekans ortamındaki karşılığı; bu fonksiyonların genlik değerlerinin karşılıklı çarpımı ve faz değerlerinin de toplamına eşdeğerdir (Bracewell,1978).

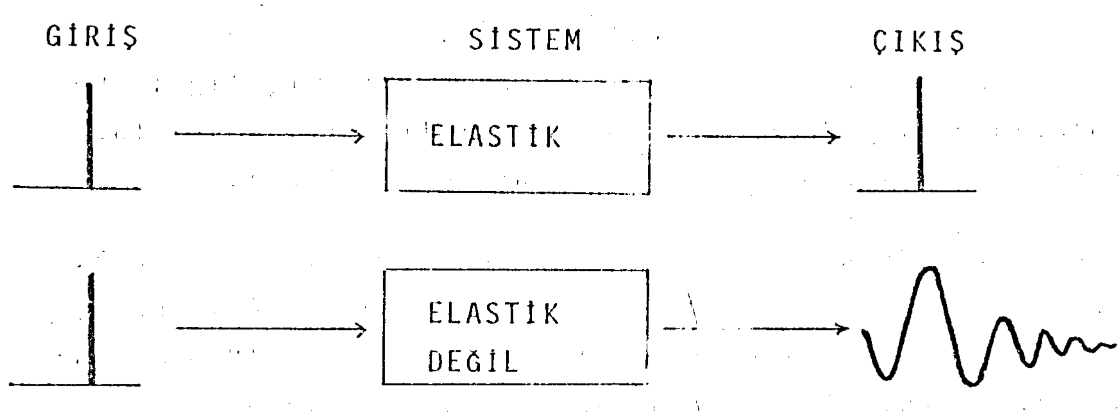
Bu konularda daha ayrıntılı bilgi için şu kaynaklara bakılabilir:Lee(1960),Blackman ve Tukey(1968),Anstey(1964),Robinson(1967),Lindseth(1970),Jenkins ve Watts(1968), Sheriff(1968), Kanasewich(1973),Bracewell(1978),Özdemir(1980),Al-Sadi(1980).

Sözlük anlamı bakımından dekonvolüsyon; konvolüsyonun tersi veya ters filtreleme olarak adlandırılır. Bu sayede yerin filtre etkisi giderilmiş olur. Uygulayıcılar tarafından geliştirilmiş pek çok dekonvolüsyon yöntemi, biri deterministik, diğeri de istatistiksel olmak üzere iki temel yaklaşımdan birisi ile ele alınmaktadır. Deterministik yaklaşım; sismik dalga yayınımını daha iyi anlayabilmek için tabakalı yerin fiziksel ve matematiksel modellerini kurmak şeklinde olur. Bu modellerde rasgele (random) eleman yoktur. Rasgele bileşenler ihtiva eden sismik model kurmak şeklindeki istatistiksel yaklaşımda ise; yansıtıcı yüzeylerin derinliği ve yansıma katsayıları (yansıtabilirliği)'nın rasgele dağılımlar gösterdiği düşünülür.

Tam elastik bir sisteme "spike" biçiminde bir şok (birim impuls) verilirse böyle bir sistemin çıkışı yine bir şok olacaktır. Eğer sistem elastik değilse ilettiği enerjiyi yapısına bağlı olarak bozulmaya (distorsiyona) uğratacaktır. Böyle bir sistem çıkışına, sistem fonksiyonu (impulse response) denir(Şekil 1.1).

Sismik etüdlerde yere verilen enerji (giriş sinyali)nin bir şok (spike) olması istenir. Zira böyle bir şok bütün frekanslarda aynı miktarda enerji ihtiva edip aralarında faz farkı yoktur (Şekil 1.2).

Şayet yerküre tam elastik olsaydı, böyle bir ortamda yayılan enerji tabakalarda yansıdıktan sonra bozulup değişmeden t_n zaman sonra geri gelecekti . Bu şartlarda ideal bir kayıt,yani bir şok

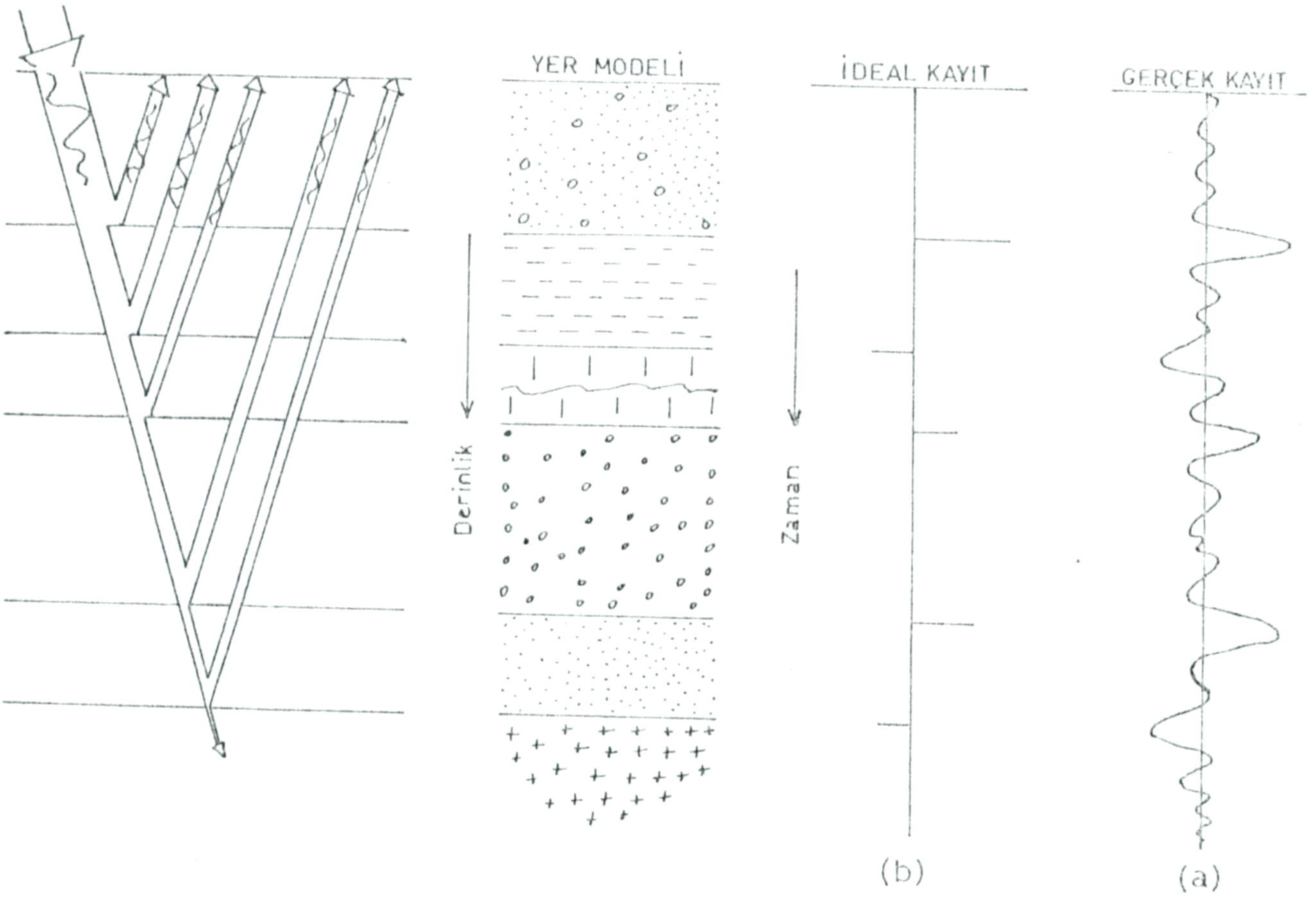


Şekil 1.1 Elastik ve elastik olmayan sistemlerde enerji iletimi

Şekil 1.2 Spike biçimindeki enerjinin zaman ve frekans ortamındaki gösterilişi

(spike) serisi elde edilecekti (Şekil 1.3a). Halbuki yerküre tam elastik olmadığından içinde yayılan enerji, küresel dağılım ve soğurma (absorbsiyon) etkisiyle bozulup değişerek gelmekte, yüksek frekansların sönüme uğradığı genişlemiş bir sinyal kaydedilmektedir (Ricker, 1953; Özçandarlı ve Göktürk, 1975; Widess, 1973; Kallweit ve Wood, 1982).

Demek ki şok (spike) şeklindeki giriş enerjisine yerküremiz bir filitre gibi davranmış (Şekil 1.4) ve onu kendisi ile konvolüsyona tabi tutarak Şekil 1.3b deki gibi bir çıkış (sismik iz) vermiştir. Bu izdeki konvolüsyon etkisi yok edilecek olursa yalnızca yansıma katsayılarına bağlı olan ideal kayıt (Şekil 1.3a) elde edilir. Buradaki her spike zaman olarak yansıma yüzeyinin derinliğini, genlik olarak da o yüzeyin yansıtabilirliğini diğer bir deyişle yansıma katsayılarını gösterir.



Şekil 1.3 Giriş enerjisinin çeşitli formasyonlardan yansıması, gerçek(a) ve ideal(b)kayıtlar

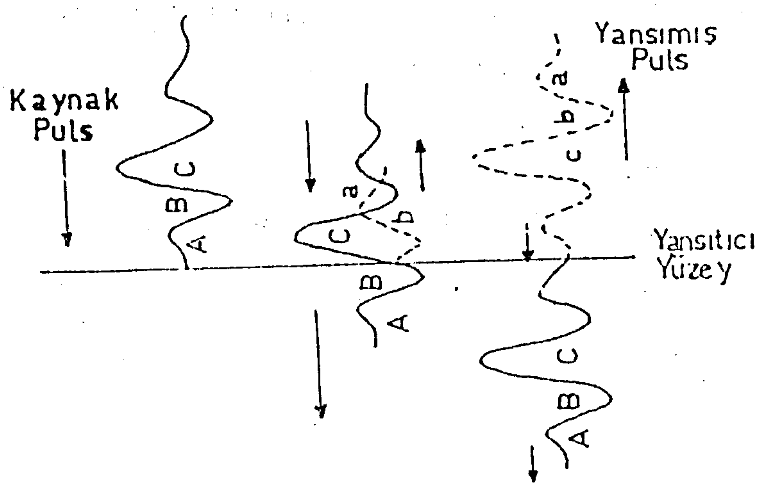
Gerçek kayıttaki konvolüsyon etkisini yok edebilmek için bu kayıda ters bir konvolüsyon işlemi uygulanmalıdır. İşte bu işleme DEKONVOLÜSYON denir. Bunun diğer anlamı, tam elastik olmayan yer küreyi elastik olmaya zorlamak demektir (Şekil 1.1).

Özetleyecek olursak; Konvolüsyon :

Giriş $*$ Yerin Filitre Etkisi = Sismik İz

ise

Sismik İz $* \dfrac{1}{\text{Giriş}}$ = Yerin Filitre Etkisi



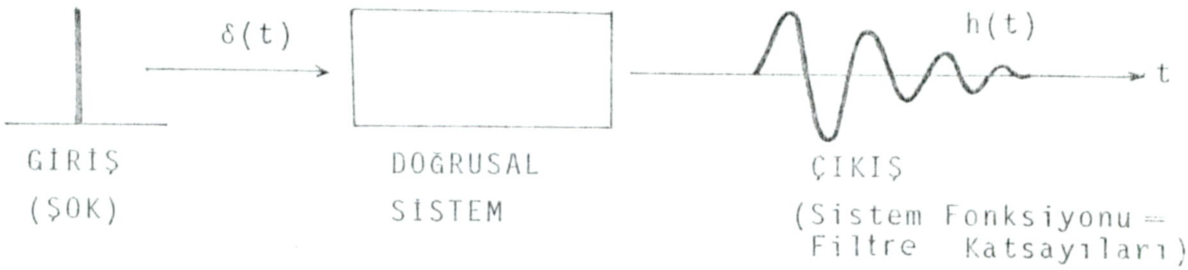
Şekil 1.4 Yerin filtre etkisi ve yansıtıcı yüzeydeki durum (Lindseth,1982, s.2.7).

de dekonvolüsyondur. Bunun sismik prospeksiyonda uygulanabilmesi için yere verilen giriş sinyalinin bilinmesi gerekir. Ne var ki, bu pratikte bilinmeyip deterministik veya istatistik olarak belirlenir.

Gerekli matematiksel bağıntıların oluşturulması için konuyu biraz daha açalım. Bunun için öyle bir doğrusal sistem düşünelim ki, bunun $\delta(t)$ şoku (spike veya birim impuls)na karşı gösterdiği tepki $h(t)$ fonksiyonu ile gösterilsin (Şekil 1.5). $h(t)$'ye sistem fonksiyonu denilip, uygulamada filtre katsayıları olarak bilinir. Böyle bir sisteme herhangi bir $x(t)$ sinyali girdiğinde çıkış sinyali,

$$s(t) = x(t) * h(t) \tag{1.6}$$

konvolüsyon ifadesi ile belirlenir ve $h(t)$ fonksiyonu ile tanımlanan doğrusal sistem, $x(t)$ giriş sinyaline karşı bir filtre gibi davranır. Burada $x(t)$ giriş sinyali (kaynak fonksiyonu) ile $h(t)$ sistem fonksiyonunun bilinmesine karşılık $s(t)$ çıkış sinyali aranmaktadır. Acaba bu durum (konvolüsyon)un tersi, yani $s(t)$ çıkış sinyalinin bilinmesine karşılık sistem fonksiyonu $h(t)$'nin araştırılması (DEKONVOLÜSYON) söz konusu olursa ne yapılır? Teorik açıdan gayet kolay; (1.6) ile verilen denklem; $x(t)$giriş sin-



Şekil 1.5 Sistem fonksiyonunun tanımı

yalinin tersi ile konvolüsyona tabi tutulmalıdır :

$$h(t) = s(t) * \frac{1}{x(t)} \tag{1.7}$$

s(t)'nin (1.6) daki değeri burada yerine konulursa,

$$h(t) = h(t) * x(t) * \frac{1}{x(t)} \tag{1.8}$$

elde edilir. Herhangi bir sinyalin kendi tersi (inversi)ile konvolüsyonu bir şok (birim impuls,spike)u vereceğinden,

$$x(t) * \frac{1}{x(t)} = \delta(t) \tag{1.9}$$

giriş sinyali x(t) bir şok'a dönüştürülmüş olur. 1/x(t)'in yerine $x^{-1}(t)$ şeklindeki gösterimi ile (1.7) ve (1.8) yeniden yazılırsa,

$$\begin{aligned} h(t) &= h(t) * x(t) * x^{-1}(t) \\ &= s(t) * x^{-1}(t) \end{aligned} \tag{1.10}$$

şeklinde daha kolay ifade edilmiş olunur. Görülüyorki (1.7)denklemi (1.6) denkleminin ters bir işlemle çözümünden başka birşey değildir. Bu nedenle dekonvolüsyon ; bazı uygulayıcılar tarafından "ters filtreleme işlemi" olarak da adlandırılmaktadır. Görüldüğü gibi giriş (kaynak fonksiyonu)in tersi çıkış (sismik iz) a uygulanarak, giriş t=0 zamanında şok'a dönüştürülüyor. Bunun sonucu sistem fonksiyonu (filtre katsayıları, diğer bir deyişle yansıma katsayılarını) nu verecektir ki aradığımız da budur.

Acaba dekonvolüsyon'un frekans ortamındaki ifadesi nasıldır? Bunu bulmak için (1.10) ile verilen denklemin her iki tarafının da Fourier dönüşümü alınırsa,

$$H(w) = S(w) \, . \, X^{-1}(w) \tag{1.11}$$

elde edilir. Bu da genlik ve faz spektrumları cinsinden,

$$\begin{aligned} H(w) &= A_h(w) \exp i\phi_h(w) \\ S(w) &= A_s(w) \exp i\phi_s(w) \\ X^{-1}(w) &= A_x^{-1}(w) \exp^{-1} i\phi_x(w) \end{aligned} \tag{1.12}$$

şeklinde yazılır. Buradan,

$$A_h(w) \exp i\phi_h(w) = A_s(w) \exp i\phi_s(w) \; A_x^{-1}(w) \exp^{-1} i\phi_x(w)$$

veya

$$\begin{aligned} A_h(w) &= A_s(w) \,/\, A_x(w) \\ \phi_h(w) &= \phi_s(w) - \phi_x(w) \end{aligned} \tag{1.13}$$

yazılabilir.

Görüldüğü gibi, zaman ortamındaki dekonvolüsyon işleminin frekans ortamındaki karşılığı; sistem çıkışının (sismik iz) genlik spektrumunun sistem girişinin genlik spektrumuna bölünmesi ve çıkışın faz spektrumundan girişin faz spektrumunun karşılıklı çıkarılması demektir.

Buraya kadar anlatılanlarda dekonvolüsyonun tanımı yapıldıktan sonra zaman ve frekans ortamlarındaki anlamı belirtildi. Bu esnada biz hep sismik iz ve kaynak fonksiyonu ve dolayısıyla tersi (inversi)nin bilindiğini kabul ederek dekonvolüsyon yoluyla sistem fonksiyonu (uygulamada yansıma katsayıları)nu araştırdık. Gerçekte sismik kayıtın, yani sistem çıkışının bilinmesine karşılık giriş (kaynak) fonksiyonu tam olarak bilinmemektedir.Buna göre (1.10) ile verilen dekonvolüsyon ifadesinde sistem ve kaynak fonksiyonları olmak üzere iki bilinmeyen vardır(yalnız vibroseis yönteminde kaynak bilinir). Peki bu durumda dekonvolüsyondan vaz mı geçeceğiz? Asla. Biz kaynak fonksiyonunu bilmiyoruz ama onun bilinen bazı özelliklerinden yararlanarak çabamızı sürdüreceğiz. Kaynak fonksiyonunun özellikleri ve yapılan kabuller aşağıdaki şekilde özetlenebilir ;

1. Yere verilen kaynak fonksiyonu sönümlü ve minumum faz gecikmeli bir puls (dalgacık) dur. Gerçekte band sınırlı karışık gecikmelidir.

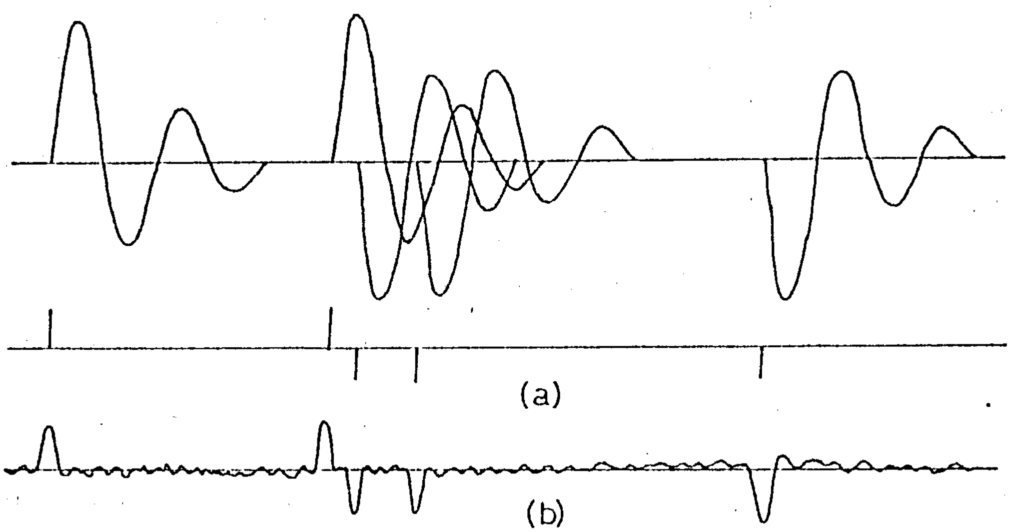
2. Sismik puls'un değişmediği kabul edilerek ortalama bir değeri alınır. Gerçekte ise yayılma yolu üzerinde her noktada değişir (Yılmaz,1976).

3. Yansıma katsayıları rasgele (random) dağılımlıdır. Dolayısıyla beyaz spektruma sahiptir. Yani, $0-F_N$ (sıfır ile Nyquist) arasındaki bütün frekansları içerir.

4. Sismogramın spektrumuyla puls'un spektrumu şeklen birbirinin benzeridir (Denklem 1.4).

Yukarıdaki verilen kabullerin ışığı altında geçerli bir sismik puls deterministik veya istatistik olarak hesaplanarak dekonvolüsyon işlemi yapılır. Bütün bu varsayımlara rağmen dekonvolüsyon, uygulamada başarılı olmaktadır. Uygulayıcının tecrübe ve saha bilgisinin başarı oranını arttıracağı muhakkaktır.

Yer içindeki çeşitli formasyonlardan yansıyıp gelen enerjinin yüksek frekansları sönüme uğrayarak frekans bandında bir daralma görülür. Bunun zaman ortamındaki anlamı kaydedilen sinyallerin genişlemesi demektir. En belirgin örneği de, düşük hızlı formasyon bulunduran saha, ya da deniz sismik kayıtlarında görülür. Bu gibi ortamlar (yani su ve düşük hızlı tabaka) sinyalin geliş zamanlarını arttırdığı gibi genliklerini de önemli ölçüde değiştirmekte, kısacası bir filtre gibi davranmaktadır. Pratikte dekonvolüsyon, yansıma katsayılarının elde edilmesinden ziyade, genişlemiş sinyallerin daraltılarak sismik kesitlerin daha anlamlı hale getirilmesine yöneliktir (Şekil 1.6).



Şekil 1.6 (a)Yansıma katsayıları ve bunlardan elde edilmiş sismik iz. (b)Bu izin dekonvolv edilmiş şekli (Lindseth,1982, s.2.13).

Temel amaç yukarıda anlatılanlar olmak üzere birçok dekonvolüsyon yöntemleri geliştirilmiştir. Bunlar, z-dönüşümü ile dekonvolüsyon (Yılmaz,1976; Lindseth,1971), dalgacık dekonvolüsyonu (Rice,1962; Mereu,1976; Ziolkowski ve diğ.,1979; Stoffa ve Ziolkowski,1983; Kalkbrenner,1984), predictive dekonvolüsyon (Robinson,1957 ve 1968; Galbraith,1971; Peacock ve Treitel,1969; Hildebrand,1981; Gibson ve Larner, 1984; Ziolkowski,1984). En küçük karelerle dekonvolüsyon veya Wiener filitreleri (Ford ve Hearne,1966; Wang ve Treitel,1973; Claerbout ve Robinson,1964). Minumum entropi dekonvolüsyonu (Wiggins,1978; Ooe ve Ulrych,1979; Ulrych ve Walker,1982) vb.

* Frekans ortamındaki daralmanın zaman ortamında genişlemeye yol açması Fourier dönüşümünün zaman ölçeklenmesi $f(at) = \frac{1}{|a|} F(at)$ özelliğinin bir sonucudur.

1.4. Reverberasyon ve Giderilmesi

Reverberasyon; yere verilen elastik enerjinin büyük bir kısmının tutularak iki tabaka sınırı arasında gidip gelmesi olayıdır. Bu olay deniz sismiğinde su tabanı ile yüzeyi arasında olabileceği gibi kara sismiğinde derinlerde yüksek hızlı iki tabaka ile sınırlandırılmış düşük hızlı bir tabaka içerisinde de olabilir. Ancak bu olayın denizde olanına reverberasyon, karada olanına ise tekrarlı yansıma (multiple reflection) denilir.

Deniz yüzeyi,yansıma katsayısı -1 olan çok kuvvetli bir yansıtıcıdır. Şayet deniz tabanı da yansıma katsayısı R olan kuvvetli bir yansıtıcı ise, su tabakası iki yansıtıcı yüzeyle sınırlanmış enerji tutucu bir ortamdır. Böyle bir ortamda oluşturulan elastik enerji çok az bir kayba uğrayarak iki yüzey arasında ardışık olarak yansıyacak ve daha derindeki tabakalardan gelen yansıma sinyallerini bozup karıştıracaktır.

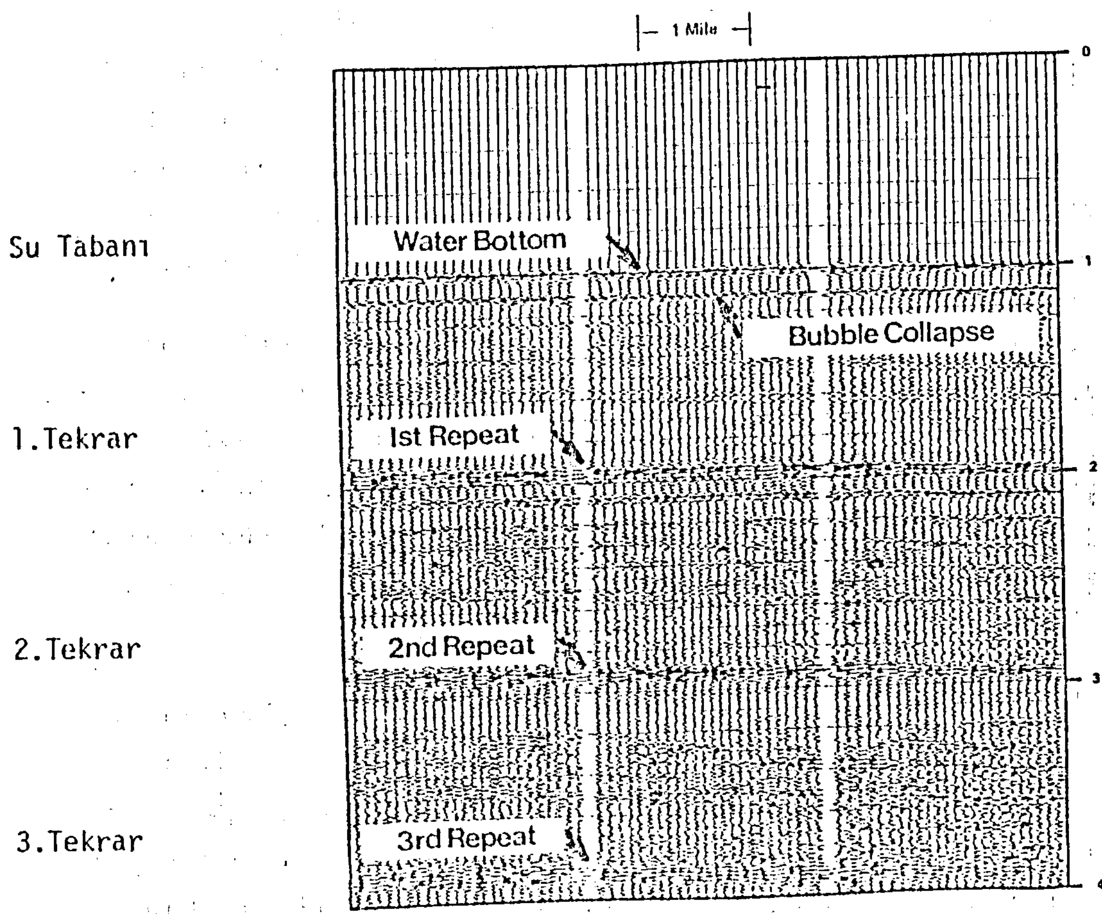
Reverberasyon etkisi sismik kesitlerde periyodik zaman aralıklarıyla tekrarlanan yalancı yansıma yüzeylerini oluşturarak gerçek yansıma yüzeylerinden gelen enerjiyi karıştırıp yorumlayıcının yanılmasına sebep olur. Nitekim Şekil 1.7 de reverberasyon etkisi dikkate alınmazsa su tabakası altında üç tabaka daha olduğu şeklinde yanlış bir yorum yapılması kaçınılmaz olur.

Uygulamada bu sorun üzerinde ilk kez Poulter (1950) çalışmıştır. Daha sonra Sarrafian (1956) konuyu laboratuvarda deneysel olarak irdelemiş, bunu Bortfeld (1956), Smith (1958),Jones (1958) ve diğer araştırmacıların çalışmaları izlemiştir.

Bu çalışmada, sismik kesitlerdeki reverberasyon etkilerinin homomorfik dekonvolüsyon (komplex kepstrum) yöntemi ile giderilmesine çalışılacak ve diğer yöntemlere göre etkinliği ve zayıf tarafları tartışılacaktır. Hortlak (ghost) ve tekrarlı yansımalar konunun dışında tutulmuştur.

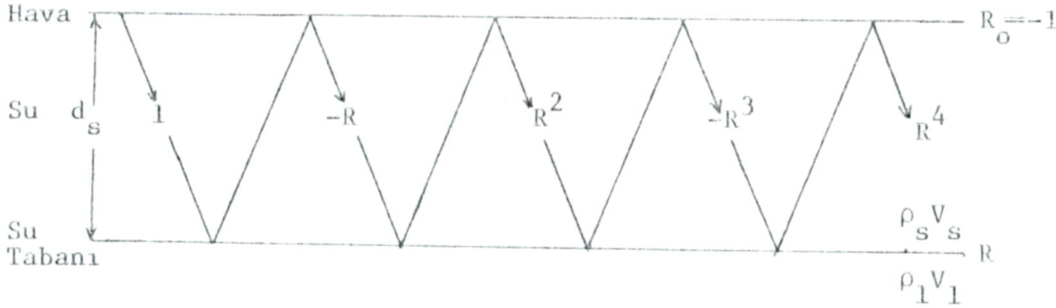
Bu ön açıklamalardan sonra çeşitli reverberasyon etkileri ve bunların matematik tanımlarına geçilebilir. Önce en basit hal

Derin Suda Tekrarlı Yansımalar



Şekil 1.7 Reverberasyonların yansımalara etkisi (Lindseth,1982, s.6.28).

olan derin yansımanın olmadığı bir su tabakasını ele alalım. Su yüzeyine çok yakın bir yerde şok (spike) biçiminde ve aşağı doğru giden bir düzlem dalga oluşturulduğunu, ayrıca su yüzeyinde yalnızca aşağı doğru giden enerjinin kaydedildiğini kabul edelim (Şekil 1.8). t=0 zamanında oluşturulan ve şok (spike) olarak düşünülen aşağı doğru yönelik ilk sinyal $n=2d_s/V_s$ zaman sonra alıcıya gelecektir. Gelen enerji R şiddetindedir. Bu anda kaydedilen ve aşağı yönelik ikinci şok enerjisi ise -R şiddetinde olacaktır. Kayıt almaya devam edilirse su yüzeyinden yansıyan enerji su tabanında tekrar yansıyarak 2n zaman sonra alıcıya gelecektir. Bu anda aşağıya yönelik "spike"ın büyüklüğü R^2 olup tabandan iki $(R)^2$ ve yüzeyden iki kez yansıdıktan sonra aşağı doğru giden üçüncü şok (spike)u tanımlar. Aynı şekilde, $-R^3$ katsayısı 3n ayrık zamanında kaydedilen üç defa tabanda (R^3) ve üç defa da yüzeyde $(-1)^3$ yansımış aşağı doğru yönelik dördüncü şok'u tanımlar. Şayet kayıda devam edilirse n zaman aralıklarıyla tekrarlanan ve gittikçe sönümlenen bir şok (spike) serisi (Şekil 1.8) kaydedilir (Backus,1959).



Şekil 1.8 Yalnız reverberasyon modeli. Su tabakasının derinliği d_s, yoğunluğu ρ_s, akustik hızı V_s ve tabanın yansıma katsayısı $R_1=(\rho_1 V_1-\rho_s V_s)/(\rho_1 V_1+\rho_s V_s) \cong (V_1-V_s)/(V_1+V_s)$ dir.

$$g(t) = \delta(t) - R\delta(t-n)+R^2\delta(t-2n)\ldots\ldots\ldots(-1)^k R^k \delta(t-kn)$$

$$= \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k R^k \delta(t-kn) \qquad (1.14)$$

Enerjinin su yüzeyi ile tabanı arasındaki gidiş-geliş zamanı n olmak üzere (1.14) denkleminin,

$$g(t) = \underset{\substack{\uparrow \\ 0}}{1},0,0,\ldots 0,\underset{\substack{\uparrow \\ n}}{-R},0,\ldots 0,\underset{\substack{\uparrow \\ 2n}}{R^2},0\ldots 0,\underset{\substack{\uparrow \\ 3n}}{-R^3},0\ldots \qquad (1.15)$$

zaman

şeklinde yazılabileceği açıktır (Robinson,1967, s.106). Burada her iki tarafın z-dönüşümü alınırsa,

$$G(z) = 1-Rz^n + R^2z^{2n} + \ldots\ldots + (-1)^k R^k z^{kn} \tag{1.16}$$

olup, bu da ;

$$G(z) = \frac{1}{1+Rz^n} \tag{1.17}$$

şeklindeki bir geometrik serinin açılımından başka birşey değildir. Görüldüğü gibi, su tabakası giriş enerjisine bir filtre gibi davranmış olup etkisi (1.14) veya (1.15) denklemi ile belirlenmektedir.Başka bir deyişle, bu denklemler filtre fonksiyonunu tanımlamakta olup filtre katsayıları su tabakasının derinliğinden etkilenmemekte,buna karşılık yansıma katsayılarının genliğinden (büyüklüğünden) etkilenmektedir.

Su tabakasının bu filtre etkisinin yok edilebilmesi için (1.15) denklemi zaman ortamında,

$$\begin{array}{lll} f(t) = & 1,0,\ldots\ldots\ldots\ldots,0,R & \\ & \uparrow \qquad\qquad\qquad\quad \uparrow & \\ \text{zaman} & 0\ 1 \qquad\qquad\qquad\ \ n & \end{array} \tag{1.18}$$

ile konvolüsyona tabi tutulmalı veya frekans ortamında,

$$F(z) = G^{-1}(z) = 1 + Rz^n \tag{1.19}$$

şeklinde bir ters filtre operatörü ile çarpılmalıdır. Gerçekten de,

$$G(z)G^{-1}(z) = \left(\frac{1}{1+Rz^n}\right)(1 + Rz^n) = 1$$

veya

$$(\underbrace{1,0,\ldots\ldots,0}_{n-1 \text{ sıfır}},-R,0,\ldots\ldots,0,R^2,0\ldots) * (1,\underbrace{0,\ldots\ldots,0}_{n-1 \text{ sıfır}},R) = 1$$

olduğu görülür.

Genellikle $|R|<1$ dir ve öyle olmalıdır. Aksi halde su tabakası bütün enerjiyi tutarak derindeki tabakalara enerji geçmesini önler. $R<0$ olması halinde filtrenin genlik

$$|F(w)| = [1 + R^2 + 2RCos(wT_s)]^{-1/2}$$

ve faz

$$\theta(w) = \tan^{-1} \frac{RSin(wT_s)}{1+RCos(wT_s)}$$

spektrumlarının şekli değişmez, ancak

$$f_n = \frac{(2n-1)V_s}{4T_s}$$

tekrarlama (rezonans) frekans ölçeği $f=V_s/4T_s$ cps kadar sağa kayar (Backus,1959). Enerjinin daha derinlere nüfuz edebilmesi için $|R|<1$ olması gerektiğinden (1.17) denklemi minumum gecikmeli bir dalgacık tanımlar ve yakınsar. Dolayısıyla bunun tersi (1.19) da minumum gecikmeli ve yakınsak bir seri olacaktır.

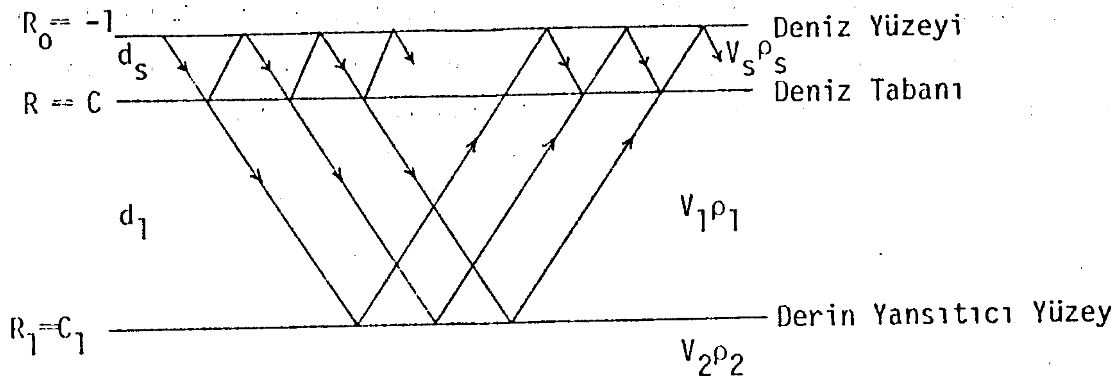
Buraya kadar anlatılanlarda yalnızca su tabanından yansıyıp gelen enerjinin durumu dikkate alındı ki bu da reverberasyonun kendi kendisine etkisidir. Halbuki petrol aramalarında çok önemli olan, daha derin yüzeylerden yansıyıp gelen enerjinin reverberasyondan etkilenmesidir. Bu etki, birincisi aşağıya doğru giderken, ikincisi de derin formasyon sınırından yansıdıktan sonra alıcı(hidrofon)lara gelirken olmak üzere iki defa olacaktır (Şekil 1.9).Derin yansıma sinyaline olan bu etki; zaman ortamında (1.14) veya (1.15)in kendisiyle konvolüsyonu,

$$h(t) = g(t) * g(t)$$

frekans ortamında ise (1.16) veya (1.17) ile verilen z-dönüşümlerinin kendisiyle çarpımı,

$$H(z) = G(z)\ G(z)$$

$$= \frac{1}{(1+Rz^n)^2} \qquad (1.20)$$



Şekil 1.9 Reverberasyonların derin yansımalara etkisi

şeklinde olacaktır. Bu sonuçlar (1.15)'e benzer olarak zaman ortamında,

$$\begin{array}{lllllllllllll} h(t) = & 1,0,\ldots,0, & -2R,0,\ldots,0, & 3R^2,0,\ldots,0, & -4R^3,0,\ldots \\ & \uparrow & \uparrow & \uparrow & \uparrow \\ \text{zaman} & 0 & n & 2n & 3n \end{array} \qquad (1.21)$$

şeklinde yazılabilir. Aslında bu (1.20) ile verilen geometrik serinin açılımından başka birşey değildir.

Bu şekilde bir reverberasyon etkisi içeren sismik izi reverberasyonlardan arındırmak için iz frekans ortamında,

$$(1 + Rz^n)^2$$

veya

$$(1 + 2Rz^n + R^2 z^{2n}) \qquad (1.22)$$

ile çarpılmalı. Zaman ortamında ise,

$$\begin{array}{llll} & (1,0,\ldots,0, & 2R,0,\ldots,0, & R^3) \\ & \uparrow & \uparrow & \uparrow \\ \text{zaman} & 0 & n & 2n \end{array} \qquad (1.23)$$

biçiminde bir filtre ile konvolüsyona tabi tutulmalıdır.

Bu tür filtreleme işlemi uygulayıcılar arasında genellikle BACKUS filtresi olarak bilinir. Bu işlem sonunda reverberasyon frekanslarına karşılık gelen iki rezonans piki arasına dar bir band-geçişli filtre uygulanmış olur.

Buraya kadar anlatılanlarla su tabakasının altında yalnız bir tabakanın olması hali (Şekil 1.9) ele alındı. Gerçekte ise birçok tabaka vardır. Bu şartlarda, reverberasyonun yanısıra, jeolojik yapıya bağlı olarak, farklı peryotlardaki tekrarlı yansımalar da işin içine girerek reverberasyonlu sismik izi daha da karıştıracaktır (ayrıntılı bilgi için Backus,1959'a bakınız). Sismik izdeki yansıma katsayılarının herbiri kaynak dalgacığının şekline bağlı olarak birbirlerinin şekli üzerinde etkide bulunacaktır. Bu durum BACKUS filitresinin bir dezavantajıdır(Robinson,1967, s.105). Keza, deniz tabanını yansıtma katsayısı R nin(Denk.1.23) bilinmesi zarureti bir başka dezavantajdır. Robinson, geliştirdiği ARMA(Autoregressive Moving Average) yöntemi ile R'yi saptamaya çalışmıştır. Ancak, tabaka sayısının önceden verilmesi bu yöntemin zayıf tarafıdır (Robinson,1978). Bu yöntemlerle reverberasyon etkilerinin giderilmesinin çok sağlıklı sonuçlar vermeyeceği açıktır. Buna karşılık istatistiksel bir yaklaşım olan predictive dekonvolüsyon yöntemi geliştirilmiştir(Peacock ve Treitel, 1969; Robinson,1967; Wardsworth ve diğerleri,1953). Bu yöntem teorik yönden oldukça iyi sonuçlar vermesine karşılık pratikte bazı sorunlarla karşılaşılmaktadır. Birkere, teori ardışık iki tekrar arasındaki zaman aralığının kesin ve bütün tekrarlanmalar için sabit olmasını gerektirir. Pratikte ise normal moveout zaman intervalini değiştirir. Bu takdirde predictive dekonvolüsyon gürültüyü ortadan kaldırmaktan çok ize yeni gürültü ilave eder. Dekonvolüsyon işleminden önce NMO düzeltmesinin yapılmasının aralık(interval) problemini çözebileceği düşünülürse de, her seviyedeki cevap(response) dalgacığı doğrusal olmayan bir tarzda uzatılmıştır. Bu da birbirini izleyen olayların farklı olmasını ve bunların basit bir predictive operatörle tanımlanamamasına yol açar.

Bilindiği gibi uygulamada elde edilen sismik iz'in genliği küresel dağılım ve frekansa bağlı olarak azalmaktadır. Veri işlem merkezlerinde bu azalma giderilerek gerçek genlikler tekrar kazanılır. Predictive dekonvolüsyonun bir diğer sorunu da genliklerin kurtarılması ile ilgilidir. Teori, birbirini izleyen tekrarların genliklerinin sabit bir geometrik oranda olmasını gerektirir. Bu ise sadece orijinal gerçek genlik sinyalinde olabilir. Genliklerin tekrar kazanılması aşamasında uygulanan üstel genlik düzenleyicisi bu oranı bozacaktır. Reverberasyondaki tekrarlamaların hepsi aynı genliğe getirilmiş olsa bile (1.18) ile verilen iki nokta operatörü geçerlidir. Şayet tekrarlar arasında düzgün bir geometrik genlik oranı sağlanırsa bu sorun ortadan kalkabilir.

Daha başka birçok sebep predictive dekonvolüsyondan tatminkâr sonuçlar almamızı etkileyen faktörlerdir. Birkere su tabanı tek bir spike ile gösterilebilen basit bir yansıma sınırı olmayıp karmaşık bir geçiş zonudur. Reverberasyon enerjisi yüzeyden her yansıyışında su tabanının cevabı ile yeniden bir kere daha konvolüsyona uğrar. Böylece, birbirini izleyen tekrarlar çabucak uzayıp karmaşıklaşarak karışık fazlı tepki (respons) ler oluştururlar. Sert bir tabandan gelen tekrarlar için bu bozulma pek önemli olmayabilir (Lindseth,1982, s.6.27).

Backus ve Predictive dekonvolüsyon filtrelerinin bahsedilen bu mahzurlarına karşılık homomorfik dekonvolüsyon yöntemi geliştirilmiştir. Homomorfik dekonvolüsyon Üçüncü Bölümde ayrıntılı olarak ele alınıp incelenecektir.

2. BÖLÜM

Z-DÖNÜŞÜMÜ

2.1. Giriş

z-Dönüşümü, veri işlemde, özellikle sayısal süzgeç düzenlemede çok kullanışlı matematiksel bir araçtır. Bu bakımdan birçok araştırmacı tarafından ayrıntılı biçimde incelenmiştir.

z-Dönüşümünün öneminin vurgulanması için Fourier, Laplace dönüşümleri ve özellikleri iyi bilinmelidir. Bu bakımdan çok kullanıldığı için herkezce bilinen Fourier dönüşümüne kısaca değinerek işe Laplace dönüşümü ile başlıyoruz. Laplace dönüşümünü ana hatlarıyla açıkladıktan sonra z-dönüşümüne geçmek daha faydalı olacaktır.

Bu bölümde ele alınan konuların derinlemesine incelenmesinden çok, bunların jeofizik veri işlemde ne anlama geldikleri ve nasıl uygulandıkları belirtilecektir. Bu bakımdan, teorik ayrıntılardan kaçınılarak, değinilen hususların dayandığı temel matematik kavramların verilmesi ile yetinilecektir. Teorik açıdan daha ayrıntılı bilgi için şu kaynaklara bakılabilir (Bracewell,1978;Kanasewich, 1979; Özdemir,1980; Oppenheim ve Schafer,1975;Rabiner ve Gold,1975; Jury,1964; Papoulis,1962; Brigham,1974).

2.2. Fourier, Laplace, z-Dönüşümü ve Aralarındaki İlişki

$w=2\pi f$ olmak üzere bir $x(t)$ fonksiyonunun Fourier dönüşümünün,

$$X(w) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-iwt}dt \qquad (2.1)$$

ile verildiği biliniyor. Bu ifadenin varlığı $x(t)$'nin sonlu

$$\int_{-\infty}^{\infty} |x(t)|dt < \infty$$

olmasına bağlıdır. Ancak sinüs, kosinüs ve step fonksiyonu gibi bazı dalga biçimleri uygulamada bu koşulu sağlamazlar. Yani bu tipteki fonksiyonların Fourier dönüşümleri yoktur (Özdemir,1980,s.2.70). Fourier dönüşümünün bu gibi boşluklarını önleyen,

$$X(s) = \int_{o}^{\infty} x(t)e^{-st}dt \tag{2.2}$$

Laplace dönüşümü geliştirilmiştir. Burada, w açısal frekans ve σ yakınsama faktörü olmak üzere $s=\sigma+iw$ biçiminde bir karmaşık(complex) sayıdır.

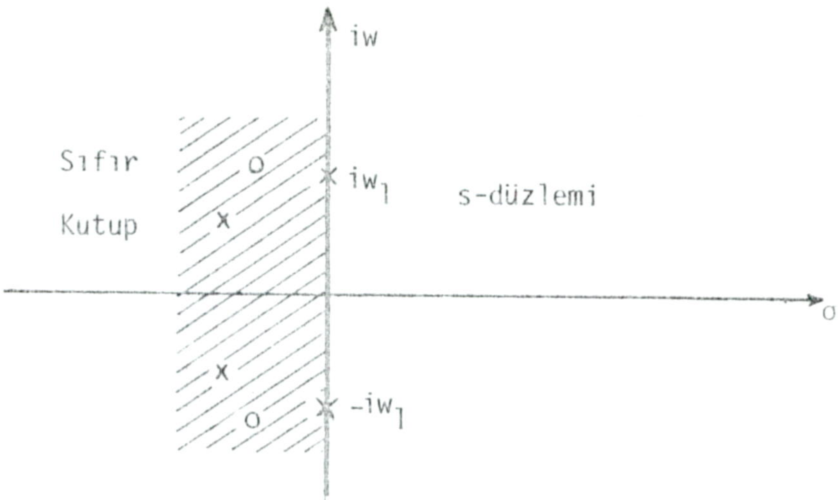
Laplace dönüşümü, bir fonksiyonun s-düzleminde kutuplar ve sıfırlar ile tanımlanması kolaylığını sağlar. Eğer s yerine iw konulursa fonksiyonun Fourier dönüşümünün elde edileceği açıktır.

Herhangi bir doğrusal sistem genellikle,

$$H(s) = \frac{K(s-z_1)(s-z_2)(s-z_3).....}{(s-p_1)(s-p_2)(s-p_3).....}$$

biçiminde karmaşık frekanslı transfer fonksiyonu ile karakterize edilebilir. Burada K bir sabittir. H(s)nin ters Laplace dönüşümü sistemin impuls cevabını verecektir(Lynn,1969). s; $z_1,z_2,z_3,....$ değerlerinden herhangibirini aldığı anda sistem cevabı sıfır olacaktır. Şayet; $p_1,p_2,p_3,....$ değerlerinden birisini alacak olursa sistem cevabı sonsuz olacaktır. $z_1,z_2,...,$ değerlerine H(s)'in sıfırları (veya kökleri) ve $p_1,p_2,....,$ değerlerine ise kutup(poll) ları denir. Genellikle kutuplar (x) ve sıfırlarda (o) işaretiyle gösterilir (Şekil 2.1).

Şayet sistem kararlı ise kutupların tamamı s-düzleminde sol taraftadır (Şekil 2.1 de taralı alan). Keza bütün fiziksel sistemlerin tepki cevabı zamanın gerçel bir fonksiyonu olduğundan gerçel olmayan kutup ve sıfırlar s-düzleminde karmaşık eşlenik(complex conjugate) çiftler oluşturmak zorundadır. Yani, bir kutup (veya sıfır) $s=\sigma+iw$ da ise bunun eşleniği olan $s=\sigma-iw$ herzaman vardır.Gerçel zaman fonksiyonları için s-düzleminde bu şartlar herzaman oluşmalıdır (Lynn,1969).



Şekil 2.1 Kararlı doğrusal bir sistemde kutup-sıfır dağılımı

Gerçek zamanda bir h(t) sinyali ($t<0$ için $h(t)=0$ olan) eşit aralıklarla örneklenip Laplace dönüşümü alınırsa,

$$H(s) = \sum_{k=0}^{\infty} h(kT)e^{-kTs} \tag{2.3}$$

elde edilir. Bu dönüşümün $2\pi f_A = 2\pi/T$ ile peryodik olduğu göz önüne alınarak,

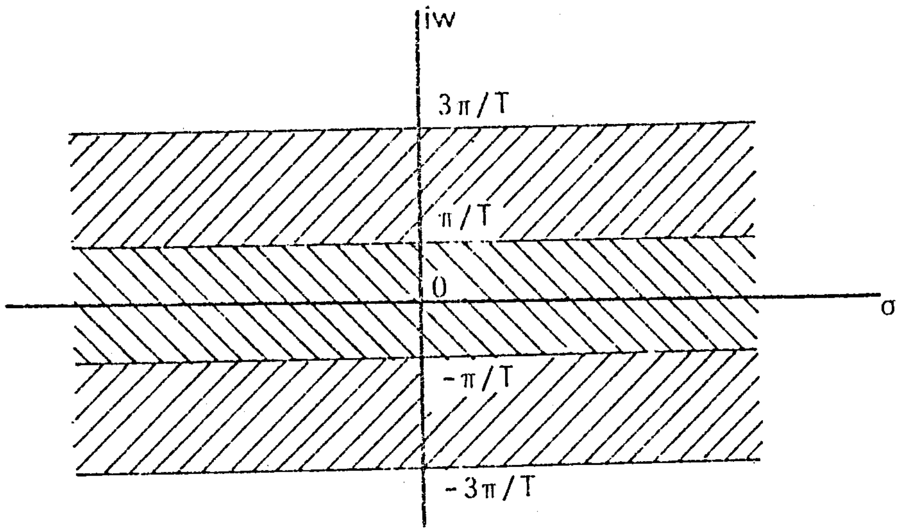
$$H(s+i\,\frac{2\pi}{T}) = \sum_{k=0}^{\infty} h(kT)e^{-kT(s+i2\pi/T)}$$

$$= \sum_{k=0}^{\infty} h(kT)e^{-kTs}\; e^{-ik2\pi}$$

yazılabilir. Burada k nın bütün ($k=1,2,..$) değerleri için $e^{-ik2\pi}=1$ olduğundan,

$$H(s+i\,\frac{2\pi}{T}) = \sum_{k=0}^{\infty} h(kT)e^{-kTs} = H(s) \tag{2.4}$$

fonksiyonunun $|jw|<\pi/T$ arasındaki değerleri, 2π aralıklarla tekrarlanan diğer düzlemlerde de tekrarlanır (Şekil 2.2). Bu ise örneklenmiş fonksiyonun sonsuz sayıda sıfır oluşturması demektir. Veri işlemde,Laplace dönüşümünün peryodikliğinden doğan bu sakıncayı ortadan kaldıran z-dönüşümü kullanılır.



Şekil 2.2 Laplace dönüşümünün periyodikliği

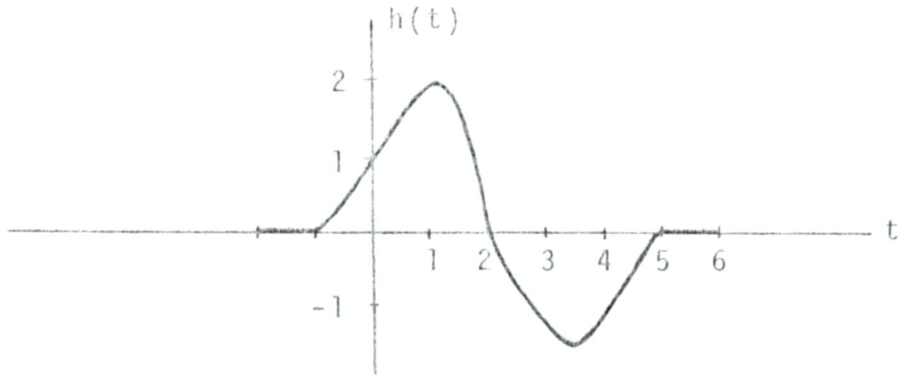
2.3. Ayrık Verilerin z-Dönüşümü

Ayrıklaştırılmış fonksiyonların s-düzleminde gösterilmesinde, sonsuz sayıda sıfır oluşturması nedeniyle Laplace dönüşümünün veri işlemde pek kullanışlı olmadığına yukarıda değinilmişti. Bu mahzuru ortadan kaldırarak, ayrık fonksiyonları sonlu sayıda kutup ve sıfır ile gösterme imkânı veren ve doğrusal sistemlerin analizinde çok kullanışlı olan z-dönüşümü geliştirilmiştir. Bunun için(2.4) denkleminde $e^{sT}=z$ konulursa,

$$H(z) = z\left[h(k)\right] = \sum_{k=0}^{\infty} h(k)z^{-k} \tag{2.5}$$

Laplace dönüşümünden z-dönüşümüne geçiş sağlanmış olur. Burada h(k) h(t)nin ayrık değerlerini gösterir. Bu dönüşüm ayrık değerlerle ifade edilen sinyallere cebrik işlemlerin uygulanmasını ve doğrusal sistemlerin transfer fonksiyonlarının kolayca elde edilmesini sağlar, z-dönüşümünün en ilginç uygulaması sayısal filtreleme işleminde görülür.

Eşit aralıklarla örneklenmiş sinyal (h(t))in genliklerini bir satır matrisi ile, diğer bir deyimle n boyutlu ortamda bir vektör ile ifade etmek mümkündür. Örneğin,sürekli h(t) sinyalinin eşit aralıklarla örneklenmiş genlikleri (Şekil 2.3) sırası ile,



Şekil 2.3 Eşit aralıklarla örneklenmiş sürekli fonksiyon

$$h(t) = (0,0,1,2,0,-1,-1,0,0)$$

ise bu genlikler,

$$h(0,0,1,2,0,-1,-1,0,0)$$

biçiminde simgelenebilen bir vektör ile gösterilebilir. Örneklenmiş sinyalin genliklerini gösteren bu vektör n.nci dereceden bir polinomun katsayılar matrisi olarak düşünülebilir. Bu polinom z nin bir fonksiyonu olduğu takdirde yukarıdaki örnek

$$H(z) = (1z^{o} + 2z + 0z^{2} - 1z^{3} - 1z^{4} + 0z^{5} + 0z^{6})$$

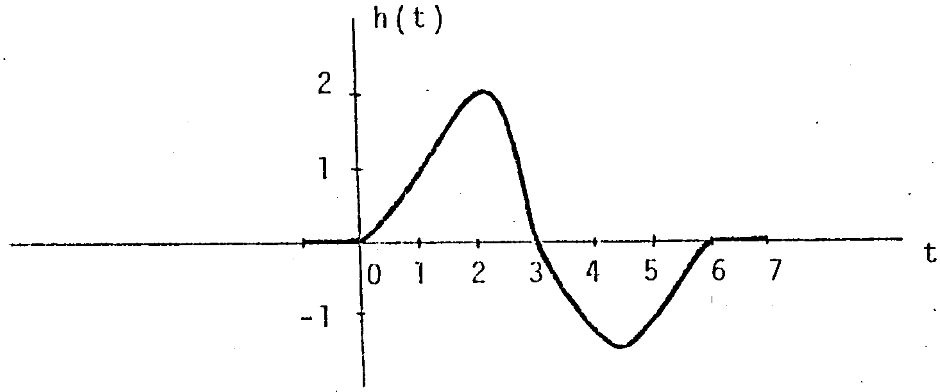
$$= (1 + 2z - z^{3} - z^{4} \qquad (2.6)$$

şeklinde gösterilebilir. Böylece ayrık bir sinyalin bu şekilde bir polinomla gösterilişine onun "z-dönüşümü" adı verilir. Böyle bir polinomun katsayıları, fonksiyonun örnekleme noktalarındaki genliklerini ve z'nin üssü de kaçıncı örnek olduğunu gösterir. z-dönüşüm polinomunda z'nin anlamı olmayıp herhangibir sayısal değer de almaz. Sadece birim kaydırma operatörü olarak iş görür. Buna göre eşit aralıklarla örneklenmiş sinyal (2.6) in z-dönüşümü, z ile çarpılırsa,

$$B(z) = zH(z) = z(1 + 2z - z^{3} - z^{4})$$

$$= z+2z^{2} - z^{4} - z^{5} \qquad (2.7)$$

bir örnekleme aralığı kadar sağa kaydırılmış olur (Şekil 2.4). $H(z)$ ile $B(z)\{=zH(z)\}$ nin genlik spektrumları aynı kalmış sadece faz spektrumları değişmiştir.



Şekil 2.4 (Şekil 2.3)'ün bir örnekleme aralığı sağa kaydırılması

Netice olarak;eşit aralıklarla örneklenmiş h(t) sinyalini n örnekleme aralığı kadar sağa kaydırmak için bu sinyalin z-dönüşümünün z^n ile çarpılması yeterlidir (Clearbaut,1976, s.3).

Eşit aralıklarla örneklenmiş h(t) sinyalinin (2.3) ile verilen Laplace dönüşümünde $e^{sT}=z$ veya $e^{sw}=z$ konulursa, h(t)nin z-dönüşümü,

$$H(z) = \sum_{k=0}^{\infty} h(k)z^{-k} \qquad (2.8)$$

elde edilir. Burada z'nin karmaşık bir değişken olduğu belirtilmelidir. $k<0$ için $h(k)=0$ olduğundan $H(z)$'e tek yanlı z-dönüşümü diyoruz. $k<0$ için $h(k) \neq 0$ olan fonksiyonlar için z-dönüşümü,

$$H(z) = \sum_{-\infty}^{\infty} h(k)z^{-k} \qquad (2.9)$$

şeklinde ifade edilip çift yanlı z-dönüşümü adını alır.

z-dönüşümünde ($z=e^{-iw\Delta t}= \cos w\Delta t + i\sin w\Delta t$) bütün açısal frekanslar için $|z|=1$ dir. Buradan, bağımsız değişken z'nin herzaman birim daire üzerinde olması gerektiği sonucu çıkar(Robinson ve Treitel,1964). z'nin kutupsal koordinatlarla ifadesi $z=re^{iw}$ biçimindedir. Bu şekildeki kullanılış tarzı; z-dönüşümü ile Fourier ve Laplace dönüşümleri arasında kolayca ilişki kurmaya yardımcı olmaktadır. Örneğin, z'nin bu değeri (2.9)da yerine konulursa,

$$H(re^{iw}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(k)(re^{iw})^{-k}$$

$$= \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(k)\, r^{-k}\, e^{-iwk} \qquad (2.10)$$

bulunur ki bu da h(k)nın r^{-k} ile çarpımının Fourier dönüşümünden başka birşey değildir. r=1 ve $|z|=1$ için ayrık dizinin z-dönüşümü, onun

$$H(iw) = \sum_{-\infty}^{\infty} h(k)\, e^{-iwk}.$$

veya(sürekli fonksiyon için) (2.11)

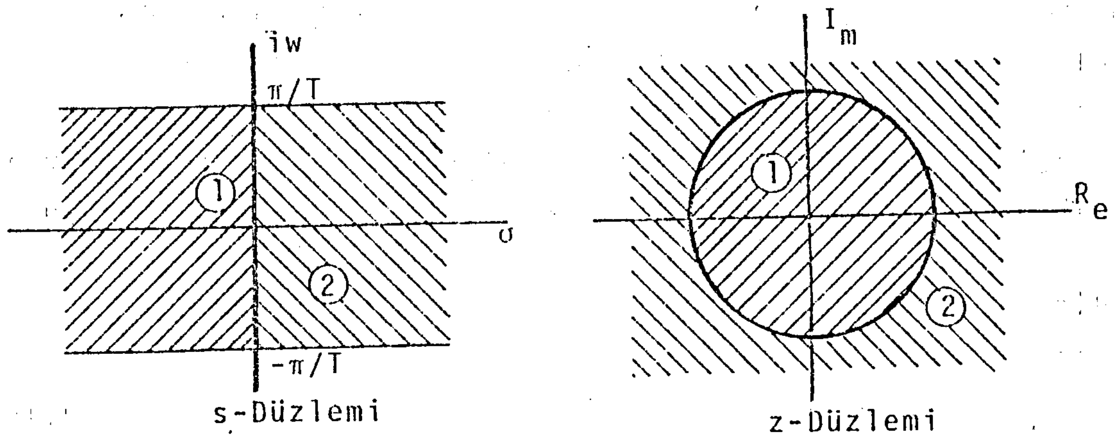
$$H(iw) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t)\, e^{-iwt} dt$$

Fourier dönüşümüne eşittir(Oppenheim ve Schafer,1975, s.46).

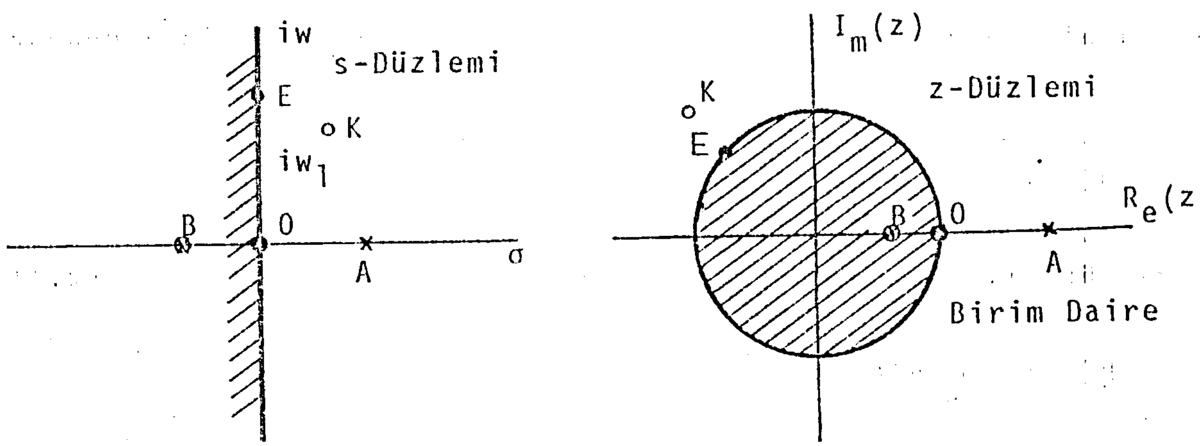
2.4. s-Düzlemi ile z-Düzlemi Arasındaki İlişki

Şekil 2.2 de belirtilen s-düzleminde $-\pi/T$ ile π/T arasındaki mesafe z-düzleminde 2π kadarlık bir dönmeye karşılık gelir(Kroschel, 1975, s.20). Şekil 2.5.

Kararlı bir sistemde kutuplar, s-düzleminde sol yarı tarafta z-düzleminde ise birim dairenin içinde olmalıdır(Şekil 2.5). Sıfırlar için bu zorunluk yoktur. Eğer kutuplar s-düzleminde sanal(imajiner) eksenin üzerinde veya sağ yarı tarafta ise sistem kararsızdır. s-düzleminde sol yarı taraftaki bir noktanın z-düzlemindeki bir konumu Şekil 2.6 da gösterilmektedir (Lynn,1969).



Şekil 2.5 s-düzleminden z-düzlemine geçiş



Şekil 2.6 s-düzleminden z-düzlemine geçiş.Taralı kısımlar kararlı bir sistemin yakınsama bölgesini göstermektedir.

2.5. z-Dönüşümünde Yakınsama Bölgeleri ve Kutup-Sıfır Gösterimi

Görüldüğü gibi, z-dönüşümü bir seri ile ifade edilmektedir. Bu seri, z'nin tüm değerleri için yakınsamaz. z-dönüşümünün yakınsadığı z değerleri takımına "yakınsama bölgesi" adı verilir. Bunun sağlanabilmesi için seri toplanabilir,yani,

$$\sum_{-\infty}^{\infty} |h(k)r^{-k}| < \infty$$

olmalıdır. Aynı şeyler ayrık Fourier dönüşümü için de geçerli olmasına rağmen h(k)nin bir üstel fonksiyon (r^{-k})la çarpılması nedeniyle, Fourier dönüşümünün yakınsamadığı hallerde bile z-dönüşümü yakınsar.

Doğrusal sistemin örneklenmiş transfer fonksiyonu H(z) bir rasyonel kesir

$$H(z) = \frac{P(z)}{Q(z)} = K\frac{(z-a)(z-b)(z-c)\ldots}{(z-m)(z-n)(z-o)\ldots} \tag{2.12}$$

ise, H(z)yi sıfır yapan değerlere yani P(z) polinomunun köklerine sistemin "sıfırları", yine H(z) yi sonsuz yapan değerlere yani Q(z)nin köklerine de sistemin "kutup"ları adı verilir. Kutup ve sıfırların z-düzleminde yerlerinin tayin edilmesi ile sistemin kararlılığı (stability) hakkında bilgi edinilir. Bir sistemin kararlı olması demek impuls tepkisinin toplamının sonlu

$$\sum_{-\infty}^{\infty} |H(z)|^2 < \infty$$

diğer bir deyimle sınırlı olması demektir.

Birim dairenin dışındaki kutuplar dönüşümün ıraksak olduğu bölgeleri ifade eder. Halbuki sistemin kararlı olması için z-dönüşümünün yakınsaması gerekir. Birim dairenin dışındaki kutuplar, sistemin kararlılığını bozduğu için, birim dairenin içine alınmalıdır. Alınma yöntemine Bölüm 3.4'de değinilecektir.

Bir sistemin kararlı olup olmadığı araştırılmak istenirse, örneklenmiş sistem fonksiyonunun z-dönüşümü incelenir. Sıfırları bulunur, eşitsizlikler kurulup irdelenerek yakınsama bölgeleri taranır. Bu tür grafiklere kutup-sıfır grafikleri denir.

Sonuç olarak, ayrık fonksiyonların s-düzlemindeki gösterilişi sonsuz sayıda kutup ve sıfır içerdiğinden hemen hemen kullanışsızdır. Buna karşılık z-düzleminde gösteriliş ayrık fonksiyonların sonlu sayıda kutup ve sıfır ile gösterilmesini sağlar(Özdemir,1980).

2.6. Rasyonel z-Dönüşümleri

z-dönüşümünün bir anlam taşıması için yakınsaması gerektiğine değinilmişti. Ne varki herzaman yakınsamaz. Özellikle, dönüşüm rasyonel kesir şeklinde (2.12) yani payı ve paydası ayrı ayrı z' nin polinomları şeklinde ise z-dönüşümünün ıraksama bölgeleri olabilir. Bu durumda dönüşüm irdelenip kutup-sıfır grafikleri düzenlenerek yakınsama bölgeleri bulunur. Örneğin ;

$$x(n) = \begin{cases} a^n & n \geqslant 0 \\ -b^n & n \leqslant -1 \end{cases}$$

şeklinde ve $|a|<|b|$ olan ayrık dizinin z-dönüşümü

$$X(z) = \frac{z}{z-a} + \frac{z}{z-b} = \frac{z(2z-a-b)}{(z-a)(z-b)}$$

irdelenirse yakınsama bölgesinin $|a|<|z|<|b|$ arasında olduğu görülür (Şekil 2.7).

Üçüncü Bölümde anlatılacak olan konular rasyonel z-dönüşümlerine dayanmaktadır. Bu bakımdan biraz daha ayrıntıya girmekte yarar var.

Sismik çalışmalarda yer küreyi, doğrusal causal ve kararlı bir sistem kabul ediyoruz. Kararlı bir sistemin yakınsama bölgesinin birim dairenin içi olacağına daha önce değinilmişti. Birim impulse cevabı h(n) olan böyle bir sistemin x(n) girişine cevabının

$$y(n) = x(n) * h(n)$$

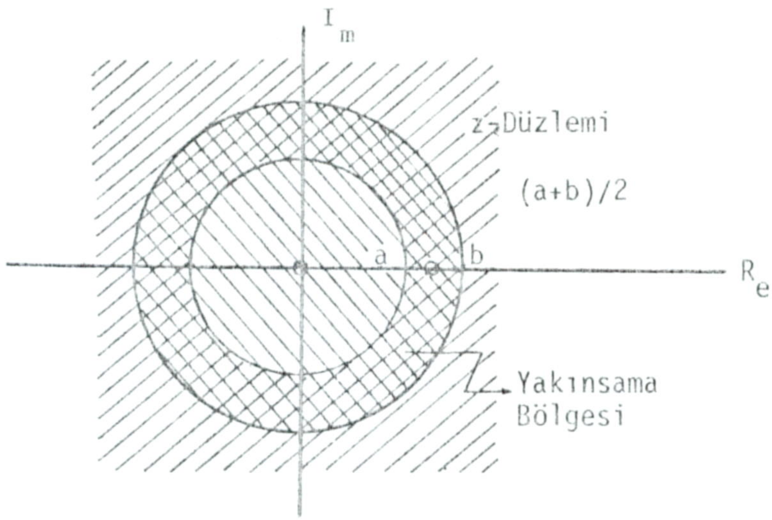
veya

$$Y(z) = X(z) \cdot H(z)$$

çıkışı olduğu biliniyor. Buradan sistem transfer fonksiyonu,

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \sum_{r=0}^{M} b_r z^{-r} \Big/ \sum_{k=0}^{N} a_k z^{-k}$$

elde edilir. Bu, polinomların bir oranı olduğundan çarpanlara ayrılarak (factorized),



Şekil 2.7 $x(n)=a^nU(n)-b^nU(-n-1)$ şeklindeki bir dizi için yakınsama bölgesi kutup-sıfır grafiği(Oppenheim ve Schafer,1975, s.53).

$$H(z) = A\,\frac{\prod_{r=1}^{M}(1-c_r z^{-1})}{\prod_{k=1}^{N}(1-d_k z^{-1})} \tag{2.13}$$

şeklinde yazılabilir. Burada paydaki çarpanların herbiri(2.13)deki $(1-c_r z^{-1})$'e $z=c_r$ de sıfır ve $z=0$ da kutup olarak etkide bulunur. Benzer olarak, paydadaki çarpanların $(1-d_k z^{-1})$ herbiri $z=d_k$ da kutup ve orijinde sıfır olarak etkide bulunur (Oppenheim ve Schafer, 1975,s.69; Rabiner ve Gold,1975, s.28).

Kanonik sisteme giren herhangi bir dizinin z-dönüşümü,en genel haliyle,

$$X(z) = Az^r\,\frac{\prod_{k=1}^{m_i}(1-a_k z^{-1})\prod_{k=1}^{m_o}(1-b_k z)}{\prod_{k=1}^{p_i}(1-c_k z^{-1})\prod_{k=1}^{p_o}(1-d_k z)} \tag{2.14}$$

şeklindedir(Schafer,1969, s.33). Burada A gerçel pozitif bir sabit; a_k,b_k,c_k ve d_k katsayıları ise sıfırdan farklı, genlikleri birden küçük karmaşık sayılardır. Şayet x(n) giriş dizisi gerçel ise bu katsayılar karmaşık eşlenik çiftleriyle(complex conjugate pairs) oluşur. m_i birim dairenin içindeki sıfırları p_i de kutupları belirler. Aynı şekilde m_o birim dairenin dışındaki sıfırları ve p_o da kutupları belirler. c_k ve d_k değerlerinin sıfır olduğu sonlu uzunluktaki ayrık verilerin z-dönüşümü (2.14) denklemini sağlar. Ayrıca bu tür verilerin faz eğrisi arg[x(z)] sürekli ve tek değerli olmalıdır. Bunun içinde A pozitif ve r=0 olmalıdır.

Şayet X(z) iki veya daha fazla z-dönüşümünün çarpımı ise, bu çarpanların herbiri (2.14) denklemini sağlar. Bu şartlarda, A sabiti çarpanların herbirinin sabitleri çarpımına eşittir. Yani,

$$X(z) = X_1(z) \, . \, X_2(z)$$

ise

$$A = A_1 . A_2$$

dir. Şayet A_1 ve A_2 aynı işaretli iseler A pozitif aksi halde negatifdir.

A sabit terimi (Fourier dönüşümünde sabit faz bileşeni) nin işareti uygulamada oldukça önemlidir. Zira bu terim fazı; π nin örnek sayısı katı yani nπ kadar etkiler. Doğrudan doğruya A yı hesaplayamaz isekde, sürekli faz arg[X(z)] yi hesaplamadan önce A nın işareti saptanabilir. Şayet A nın işareti negatif ise bu işaretten gelen faz etkisini kaldırmak için $X(e^{\sigma+iw})$ nın işareti ters çevrilmelidir. Bu da giriş verisinin fazının π kadar kaydırılması demektir. A nın işareti şu şekilde hesaplanabilir.

$$X(1) = X(e^{io})$$

$$= A \frac{\prod_{k=1}^{m_i} (1-a_k) \prod_{k=1}^{m_o} (1-b_k)}{\prod_{k=1}^{p_i} (1-c_k) \prod_{k=1}^{p_o} (1-d_k)} \qquad (2.15)$$

a_k, b_k, c_k ve d_k genlikleri birden küçük olduğundan buradaki çarpanların hepsi pozitiftir. Bu nedenle A, X(1) ile aynı işarettedir.

3. BÖLÜM

HOMOMORFİK DEKONVOLÜSYON

3.1. GİRİŞ

Gerek predictive gerekse diğer dekonvolüsyon yöntemlerinde; sismik şok kabul edilen kaynak fonksiyonunun minumum faz gecikmeli (Böl. 3.2) ve yeri temsil eden sistem fonksiyonunun'da rastgele bir seri olduğu varsayılır. Ayrıca kaynağın öz ilişki fonksiyonu ile sismik izin öz ilişki fonksiyonu belirli bir oran dahilinde eşit kabul edilmektedir(Peacock ve Treitel,1969). Oysa pratikte bu kriterler herzaman gerçekleştirilemez. Dolayısıyla bu yöntemlerin uygulanması sismik kayıtların çözünürlüğü-(resolution) nü arttırmıyacaktır. Yine bu yöntemler, sismik izin öz ilişki katsayıları fonksiyonu hesabını içermesi nedeniyle daha fazla bilgisayar zamanını gerektirmektedir.

Homomorfik dekonvolüsyon yöntemi; kaynak dalgacığı ile sistem fonksiyonunun konvolüsyonu ve gürültüden oluşan sismik izi, gürültü giderildikten sonra, kaynak dalgacığı ve sistem fonksiyonundan oluşan toplamalı logaritmik spektruma dönüştürüp istenmiyen parçanın ayıklanması esasına dayanır. Bu ayıklama işleminden sonra ters kepstrum yöntemi ile sistem fonksiyonu saptanır. Böylece sismik izler homomorfik anlamda dekonvolv edilmiş olurlar.

Homomorfik dekonvolüsyon yöntemi, sismik izin öz ilişki fonksiyonunun hesaplanmasını elimine ederken bizi minumum faz kısıtlamasından da kurtarır. Bu yöntemde bilinmesi gereken tek husus kaynak ve sistem fonksiyonlarının, hatta yalnız birisinin faz özellikleridir. Homomorfik dekonvolüsyona geçmeden önce kepstrum'u inceleyelim.

3.2. Kepstrum

Kepstrum düşüncesi Poisson(1823), Schwarz(1872),Szegö (1915) ve Kolmogorov(1939)'ın kararlı causal sistemlerin sistem fonksiyonunun elde edilişinde; rastgele süreçlerin güç spektrumunun araştırılması probleminin çözümü için yaptıkları klasik çalışmalarında ortaya atılmıştır (Silvia ve Robinson, 1979 ; s. 92). Jeofizikte ilk kez spektral ayrıştırma(spectral factorization) probleminin tartışılmasında Robinson(1954) tarafından kullanıldı. Daha sonra, Bogert ve diğerleri(1963) veri işlem (signal processing) de kullandılar. Bunu, Bogert ve Ossanna(1966), Oppenheim ve Schafer(1975), Tribolet(1978) ve diğer birçok araştirmacının çalışmaları izledi.

Bogert ve diğerleri; derin sismik kaynağın derinliğinin hesabında ve ayrıca doğal sismik olaylar ve yeraltı nükleer patlatmaların oluşturduğu dalgaların ayrıştırılması çalışmalarında kepstrum yöntemini kullandılar. Bu esnada frekans ortamındaki magnitüd, frekans, faz ve filtre yerine kepstrum ortamında sırasıyla "gamnitude","quefrency", "saphe" ve "lifter" deyimlerini kullanmışlardır. Zaten ceptrum'da spectrum kelimesindeki bazı harflerin yerlerinin değiştirilerek yeniden düzenlenmesi sonucu türetilmiştir.

Bogert'in kepstrum tanımı(güç spektrumunun tabii logaritmasının güç spektrumu) bugün power ceptrum olarak kullanılmakta olup girişmiş dalgalarda gecikme zamanlarının saptanmasında fevkalade sonuçlar vermektedir(Kara ve Alptekin,1983). Bugün kepstrum denilince, güç spektrumunun tabii logaritmasının ters Fourier dönüşümü anlaşılmakta olup, zaman serileri ve sinyal analizi teorisinde özilişki ve spektrum fonksiyonlarının yerini almıştır (Silvia ve Robinson, 1979, s.163). Kepstrum veya güç kepstrumu hakkında Kemarait ve Childers(1972), Childers ve Durling(1975)de, hesaplanması ve uygulanması hakkında ise Kara ve Alptekin (1983) Somerwille ve diğerleri (1976), Furui (1981), More(1977) de ayrıntılı bilgi verilmiştir.

Szegö ve Kolmogorov çalışmalarında, birim daire üzerindeki LogH(z) fonksiyonunun yalnızca gerçel kısmı ile ilgilenmişlerdi (Silvia ve Robinson,1978). Robinson(1954) ise gerçel ve sanal kısımların her ikisinin de fiziksel bir anlamı olduğunu göz önüne alarak spektrumda "karmaşık logaritma" kavramını ortaya attı. Böylece kararlı causal sistemin spektrumu polar koordinatlarda

$$H(w) = |H(w)|e^{i\theta(w)} \tag{3.1}$$

şeklinde yazılır. Burada $H(w)$ genlik ve $\theta(w)$ argümanı da faz spektrumudur. Her iki tarafın tabii logaritması alınarak karmaşık logaritmik spektrum

$$\log H(w) = \log|H(w)| + i\theta(w) \tag{3.2}$$

elde edilir. Burada, gerçel kısım $\log|H(w)|$ logaritmik genlik spektrumu ve sanal kısım ise faz spektrumudur.

Kepstrum kavramı minumum gecikmeli sistemlerle sınırlı değildir. Minumum gecikmeli olmayan bir $H(z)$ sistemini kabul edelim. Şayet $H(z)$ birim dairenin kapsadığı dairesel bölgede sıfır ve kutuplara sahip değilse yani maksimum gecikmeli ise, bu dairesel bölgede $\log H(z)$ nin gene de çözümü vardır. Zira $\log H(z)$ bu dairesel alanda

$$\log H(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f_n z^n \tag{3.3}$$

Laurent serisine açılabilir. Burada f_n katsayıları causal olmayan kararlı sistemin sistem fonksiyonu katsayıları olup minimum gecikmeli olmayan(maximum veya karışık gecikmeli) $H(z)$ sisteminin kepstrumudur.

3.3. Doğrusal ve Homomorfik Sistemler

Herhangibir sinyal veya dalga şeklini başka bir sinyal veya dalga şekline dönüştüren düzeneklere genel anlamda sistem denir. Sisteme giren ve çıkan sinyaller zamanın bir fonksiyonu ve sistem de operatör kavramına karşılıktır. Bu tür dönüşümler matematiksel olarak

$$y = T[x]$$

şeklinde tanımlanır. Burada x giriş, y çıkış ve T[ ]de operatördür.

Sistemlerin tanımlanma ve sınıflandırılması T[ ] operatörünün yapısına bağlıdır. Örneğin doğrusal sistemler

$$T[ax_1(t) + bx_2(t)] = aT[x_1(t)] + bT[x_2(t)] \qquad (3.4)$$

özelliğiyle tanımlanır. Benzer olarak, zamandan bağımsız (time-invariant) sistemler ise,

$$T[x(t)] = y(t)$$

dolayısıyla

$$T[x(t + t_o)] = y(t + t_o) \qquad (3.5)$$

özelliğiyle tanımlanır.

Bu özelliği genelleştirmek için, çeşitli sinyallerin birbirlerini etkilemesi sonucu oluşmuş giriş sinyalinin bileşim kuralı (ki bu toplam, çarpım veya konvolüsyon olabilir) $\square$ ile ve çıkış sinyalinin bileşim kuralı da O ile tanımlansın. Aynı şekilde, girişin skaler ile etkileşimi (:) ile ve çıkış sinyallerinin skaler ile etkileşimi de $\urcorner\!\llcorner$ ile gösterilsin. H da sistem dönüşümü olsun. Buna göre (3.4) denklemi

$$H[a{:}x_1(t) \square b{:}x_2(t)] = a\urcorner\!\llcorner H[x_1(t)] \, O \, b\urcorner\!\llcorner H[x_2(t)]$$

şeklinde genelleştirilebilir(Oppenheim ve Schafer,1975, s.481).

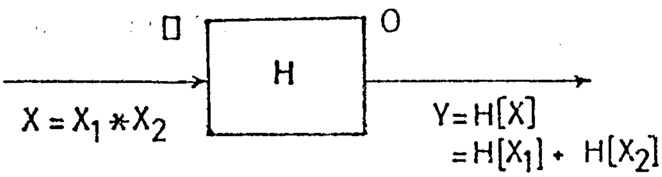
Zamandan bağımsız doğrusal (Linear Time-Invariant = LTI) sistemler (3.4) ve (3.5) ile ifade edilen her iki özelliğe de sahip olup gene süperpozisyon prensiplerine uyarlar. x(t) giriş, y(t) çıkış ve sistem fonksiyonu h(t) olmak üzere bütün LTI sistemleri

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(k)h(t-k)dk = \int_{-\infty}^{\infty} h(k)x(t-k)dk \qquad (3.6)$$

konvolüsyon integrali ile tanımlanabilirler. Süperpozisyon özelliğinin bir sonucu olarak LTI sistemler çok kolay analiz ve karakterize edilebilir. Veri işlemde böyle sistemler iyi bilinen fonksiyonlara dönüştürülerek kolayca düzenlenebilirler. Giriş sinyali çeşitli sinyallerin toplamından oluşmuş ise, bu bileşenlerden birini diğerinden ayırmak için doğrusal sistemler oldukça elverişlidir. Bu doğrudan doğruya doğrusal sistemlerin süperpozisyon özelliğinin bir sonucudur.

Doğrusal olmayan sistemlerin özellikleri doğrusal cebirle belirlenebilir. Böyle bir yaklaşım Oppenheim (1965) tarafından verilmiştir. Bu yaklaşımda, bir sistemin giriş ve çıkışındaki zaman fonksiyonlarının vektör uzayları, vektör toplamları ve skaler çarpımlarının çeşitli tanımları ile oluşturulabilirler. Böylece, doğrusal olmayan birçok sistemin vektör uzayları arasında doğrusal dönüşümlerle gösterilip genel süperpozisyon prensiplerine uydukları söylenebilir. Doğrusal olmayan bu türdeki sistemler; cebrik olarak doğrusal dönüşümlerle gösterilebildiklerini vurgulamak için HOMOMORFİK sistemler diye adlandırılmıştır. Eğer vektörel toplam işlemini giriş ve çıkış uzayında aynı kabul edersek genelleşmiş doğrusal filitreleme problemi ortaya çıkar (Oppenheim,1966). Çeşitli sinyallerin konvolüsyonundan oluşmuş bir sinyalin ayrıştırılmasında uygulanan bu yaklaşım HOMOMORFİK DEKONVOLÜSYON diye adlandırılır(Schafer,1969,s.3).

Dekonvolüsyon için düzenlenmiş homomorfik sistemler,girişteki konvolüsyon işaretini çıkışta vektörel toplama çeviren düzeneklerdir(Şekil 3.1).



Şekil 3.1 Konvolüsyon için,genelleştirilmiş süperpozisyon özelliğine tabi Homomorfik sistemin gösterimi.

H sistemi o şekilde karakterize edilmiştir ki eğer,

$$H[x_1] = y_1 \quad \text{ve} \quad H[x_2] = y_2$$

ise

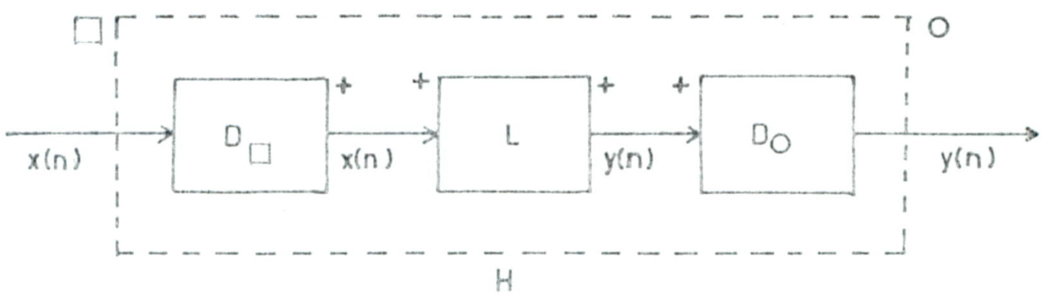
$$\begin{aligned} H[a : x_1 \square b : x_2] &= a \lnot H[x_1] \;\; 0 \;\; b \lnot H[x_2] \\ &= a \lnot y_1 \;\; 0 \;\; b \lnot y_2 \end{aligned} \tag{3.7}$$

dir. Kolayca anlaşılacağı üzere burada giriş işareti $\square$ konvolüsyon, çıkış işareti 0 de toplam'a karşılıktır. (3.4) ve (3.7)denklemlerinin mukayesesi genelleştirilmiş süperpozisyon prensibinin niçin kullanıldığını açıklamaya yetecektir. Burada süperpozisyon ve özelliklerinin ayrıntılarına girilmeyecektir. Bunun için yeterli bilgi(Ophenheim,1965; Oppenheim ve Schafer,1975, s.481)de verilmiştir.

Vektör uzayında kurulmuş bir sisteme; $\square$ vektörel toplam ve (:) skaler çarpımlı girişlere karşılık, 0 vektörel toplam ve $\lnot$ skaler çarpımlı sistem çıkışları elde ediliyorsa sistemin tamamı üç kademeli bir sistemde gösterilebilir(Şekil 3.2). Bu şekildeki kademeli gösterime Homomorfik sistemlerin Kanonik gösterimi denilir. Bu şekildeki(Kanonik) sistemlerde, sistem girişi ile çıkışı aynı vektör uzayındadır. Örneğin giriş konvolüsyon uzayında ise sistem çıkışıda konvolüsyon uzayındadır. $D_{\square}$ sistemi genel süperpozisyon prensiplerine tabi olup çeşitli sinyallerin doğrusal olmayan bileşiminden oluşmuş giriş sinyalini, bu sinyallerin

$$\begin{aligned} D_{\square}[a:x_1(n) \square b:x_2(n)] &= aD_{\square}[x_1(n)] + bD_{\square}[x_2(n)] \\ &= a\hat{x}_1(n) + b\hat{x}_2(n) \end{aligned} \tag{3.8}$$

doğrusal bileşiminden oluşmuş çıkış sinyaline dönüştürür. Kısacası $D_{\square}$ sistemi $\square$ kuralındaki (konvolüsyon, çarpım vs. olabilir) giriş verisini toplam (+) kuralına dönüştürür. Buna karşılık L sistemi alışılmış tarzda



Şekil 3.2 : Homomorfik sistemlerin Kanonik gösterimi
(Oppenheim ve Schafer,1975, s.482).

$$\begin{aligned} L[ax_1(n) + bx_2(n)] &= aL[\hat{x}_1(n)] + bL[\hat{x}_2(n)] \\ &= a\hat{y}_1(n) + b\hat{y}_2(n) \end{aligned}$$

doğrusal bir sistemdir. Son olarak D_o sistemi $D_{\square}$ sisteminin tersi($D_o = D_{\square}^{-1}$) olup doğrusal L sisteminin toplam uzayındaki çıkışlarını tekrar $\square$ uzayına dönüştürür. Yani,

$$\begin{aligned} D_o[\hat{y}_1(n) + \hat{y}_2(n)] &= D^{-1}[\hat{y}_1(n)] \; O \; D_{\square}^{-1} \hat{y}_2(n) \\ &= y_1(n) \; O \; y_2(n) \end{aligned}$$

$D_\square$ sistemi tamamıyla, giriş sinyalini oluşturan sinyalleri birleştiren $\square$ özel işlemlere(Konvolüsyon, skaler çarpım v.s.) bağlı olup sınıfın özelliğidir. Dekonvolüsyon için düzenlenmiş tüm homomorfik sistemlerde $D_\square$ sistemi aynıdır. Bu nedenle $D_\square$ sistemine homomorfik dekonvolüsyonun karakteristik sistemi denir. Keza aynı şekilde D_o sistemi de O işlemi için karakteristik sistemdir. Giriş $\square$ ve çıkış O işlemleri aynı olan(örneğin konvolüsyon) tüm homomorfik sistemler sadece doğrusal kısımda farklıdır. Bu önemli bir sonuçtur, zira sınıfın karakteristik sistemi bir kez düzenlendi mi geriye kalan tek işlem doğrusal filtreleme sorunudur. Örneğin,

$$x(n) = x_1(n) \square x_2(n)$$

sinyalinden $x_1(n)$ geri alınmak istenirse, doğrusal sistem o şekilde seçilmelidir ki bunun çıkışı $y(n) = x_1(n)$ olsun. Bu durumda $D_o = D_\square^{-1}$ olduğundan

$$y(n) = D_\square^{-1}[\hat{x}_1(n)] = x_1(n)$$

yazılabilir. $x_1(n)$ veya $x_2(n)$ nin tam ayırımının yapılabilmesi $\hat{x}_1(n)$ veya $\hat{x}_2(n)$ nin doğrusal filtrelerle iyi ayrılabilmesine bağlıdır. Bu ise $\square$ operasyonu ile $x_1(n)$ ve $x_2(n)$ sinyalinin özelliklerine bağlıdır(Oppenheim ve Schafer,1975, s.484).

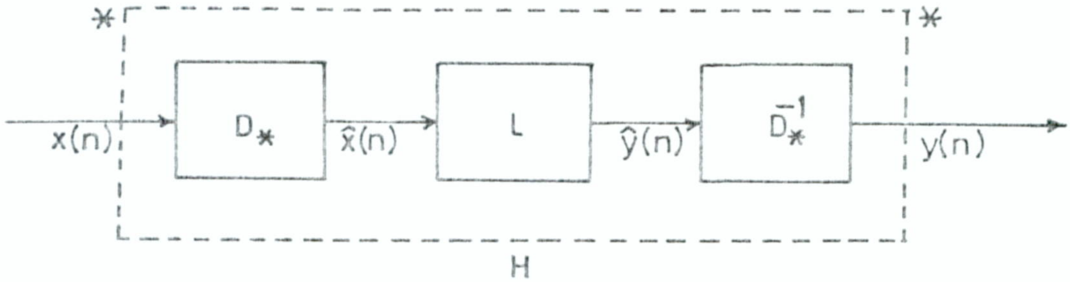
Sismik izler, iki veya daha fazla sinyalin konvolüsyonundan oluşmuş örneklenmiş verilerdir. Şayet homomorfik sisteme

$$x(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_1(k)\, x_2(n-k) = x_1(n) * x_2(n) \qquad (3.9)$$

şeklinde bir veri girmiş ise, karakteristik sistem $D_*(=D_\square)$ in çıkışı

$$\begin{aligned} D_*[x_1(n) * x_2(n)] &= D_*[x_1(n)] + D_*[x_2(n)] \\ &= \hat{x}_1(n) + \hat{x}_2(n) \end{aligned} \qquad (3.10)$$

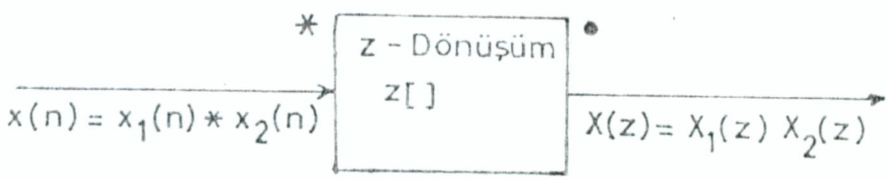
olacaktır. Yani D_* karakteristik sistemi konvolüsyon uzayındaki verileri toplam uzayına dönüştürmüştür. Bu şartlarda L bir doğrusal sistem ve D_*^{-1} ise D_* sisteminin tersidir. Yani toplam uzayındaki girişi, çıkışta konvolüsyon uzayına dönüştürür (Şekil 3.3).



Şekil 3.3 Giriş ve çıkışın konvolüsyon olması halinde homomorfik dekonvolüsyonun kanonik gösterimi.

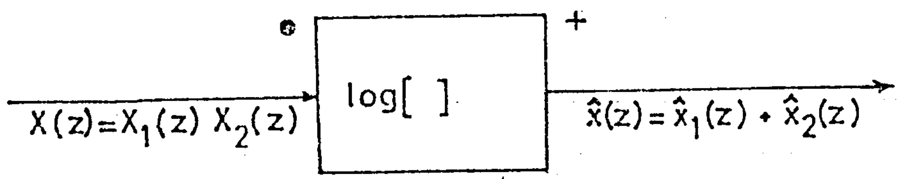
Bu şartlarda, D_* karakteristik sistemi hesaplanırsa H sisteminin tamamı belirlenmiş olur. Bu bakımdan D_* karakteristik sisteminin özelliklerini ayrıntılı olarak irdeleyelim.

D_* karakteristik sistemine; z-dönüşümü, logaritma işlemi ve ters z-dönüşüm işlemlerini yapan üç sistemin bileşimi gözüyle bakılabilir. Homomorfik dönüşümde z-dönüşüm işlemi, konvolüsyonal olan giriş verisini çıkışta çarpıma dönüştüren bir sistemdir(Şekil 3.4).



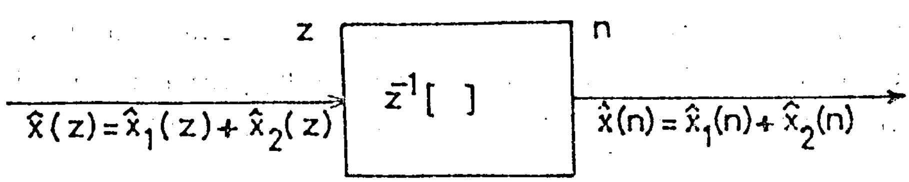
Şekil 3.4 Homomorfik dönüşümde z-dönüşümü, konvolüsyonal giriş verilerini çıkışta çarpıma dönüştürür.

Keza, logaritma işlemine ise; çarpım uzayındaki giriş verilerini toplam uzayına dönüştüren bir sistem gözüyle bakılabilir. Bu sistem, giriş verilerinin tabii logaritmasını alarak onları toplam uzayına dönüştürür(Şekil 3.5). Burada



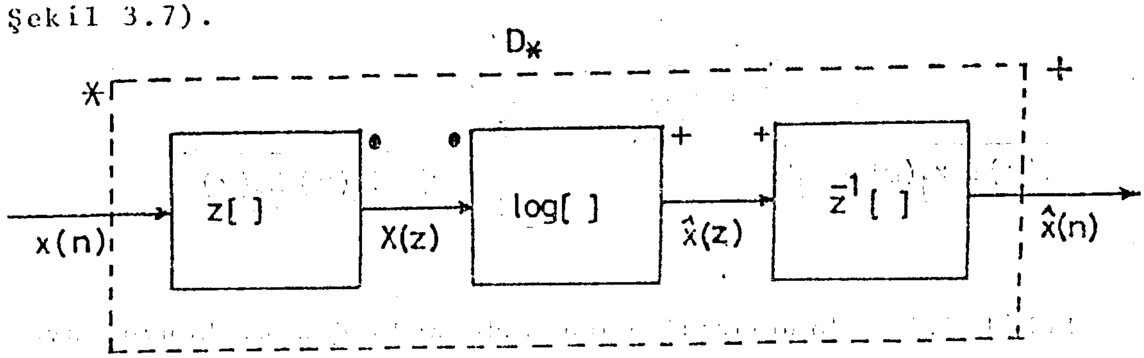
Şekil 3.5 Çarpım uzayındaki giriş verilerinin toplam uzayına dönüştürülmesi.

logaritmik sistem çıkışları halen frekans ortamındadır. Bu çıkışların ters z-dönüşümü alınırsa D_* karakteristik sistem çıkışı olan $\hat{x}(n)$ komplex kepstrum elde edilir(Şekil 3.6).



Şekil 3.6 Frekans ortamındaki toplamsal verilerin kepstrum ortamına dönüştürümü.

Bu üç sistemin kombinasyonu D_* karakteristik sistemi oluşturur (Şekil 3.7).



Şekil 3.7 D_* karakteristik sisteminin şematik gösterimi (Oppenheim ve Schafer,1975, s.495).

Özetleyecek olursak D_* karakteristik sistem çıkışı olan kompleks kepstrum; sistem girişinin z-dönüşümünün tabii logaritmasının ters z-dönüşümüdür. Ancak buradaki logaritma işlemi karmaşık(kompleks) logaritmadır. Zaten kompleks kepstrumu kepstrumdan ayıran en önemli özelliklerden birisi de budur.

Karakteristik sistem (Şekil 3.7)'in oluşturulmasında bazı önemli kabuller vardır. Şekilden de anlaşılacağı gibi $\log[X(z)]$, bir z-dönüşümünün logaritması olduğundan, z-dönüşümünün bütün özelliklerine sahibolmalıdır. Yine, $\log[X(z)]$ tanımlanan bir bölgede tek değerli, çözümlü ve yakınsama bölgesinde

$$\hat{X}(z) = \log[X(z)] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \hat{x}(n) z^{-n}$$

şeklinde Laurent serisine açılabilmelidir. Bunun için $X(z)$ ve $\hat{X}(z)$ nin yakınsama bölgesi birim dairenin içerisinde olmalıdır (Ophenheim ve Schafer, 1975, s.495).

3.3.1 Karmaşık (Kompleks) Logaritma

Homomorfik sisteme giren x(n) ayrık verisinin z-dönüşümü

$$X(z) = |X(z)|\, e^{i \arg[X(z)]} \tag{3.11}$$

şeklinde ifade edilebilir. Her iki tarafın tabii logaritması alınırsa

$$\log|X(z)| = \log|X(z)| + i \arg[X(z)]$$

veya (3.12)

$$\hat{X}(z) = \log|X(z)| + i \arg[X(z)]$$

karmaşık logaritması elde edilir. Herhangi bir pozitif veya negatif q tam sayısı için $e^{i2\pi q} = 1$ olduğundan

$$\arg[X(z)] = \mathrm{ARG}[X(z)] \pm i2\pi q \tag{3.13}$$

yazılabilir. Burada $q = 0,1,2,\ldots\ldots$ ve

$$-\pi < \mathrm{ARG}|X(z)| \leqslant \pi$$

dir. Buna göre (3.12) denklemi yeniden düzenlenebilir.

$$\log[X(z)] = \log|X(z)| + i\,\mathrm{ARG}[X(z)] + i2\pi q \qquad (3.14)$$

Görüldüğü gibi karmaşık logaritma çok değerlidir. Yani q nun alacağı muhtemel değerlere göre $\log[X(z)]$ nin değeri değişir. $\mathrm{ARG}[X(z)]$ ye $\arg[X(z)]$ nin asal değeri (principal value) denir ve genellikle w nın süreksiz bir fonksiyonudur.

Bilindiği gibi sismik verilerin, genellikle iki sinyalin konvolüsyonundan

$$x(n) = x_1(n) * x_2(n)$$

oluştuğu kabul edilir. D_* karakteristik sisteme giren böyle bir sinyalin z-dönüşümü

$$X(z) = X_1(z) \,.\, X_2(z) \qquad (3.14)$$

ve logaritmasıda

$$\log[X(z)] = \log[X_1(z)] + \log[X_2(z)] \qquad (3.15)$$

yazılabilir. (3.11) göz önüne alınarak sağ taraftaki bileşenlerin herbiri yeniden yazılacak olursa

$$X_1(z) = |X_1(z)|\, e^{i\,\arg[X_1(z)]}$$

$$X_2(z) = |X_2(z)|\, e^{i\,\arg[X_2(z)]}$$

buradan da

$$\log|X(z)| = \log|X_1(z)| + \log|X_2(z)| \qquad (3.15a)$$

$$\arg[X(z)] = \arg[X_1(z)] + \arg[X_2(z)] \qquad (3.15b)$$

elde edilir. Burada $z=e^{iw}$ ve $-\pi<w\leqslant\pi$ dir. $\log|X(z)|$ pozitif, gerçel sayıların logaritması olduğundan $|X_1(z)|$ ve $|X_2(z)|$ sıfırdan farklı ve sonlu ise (3.15a) gerçekleştirilebilir. Ayrıca, (3.13)'e benzer olarak

$$\begin{aligned} \arg[X_1(z)] &= \mathrm{ARG}[X_1(z)] + i2\pi q_1 \\ \arg[X_2(z)] &= \mathrm{ARG}[X_2(z)] + i2\pi q_2 \end{aligned} \qquad (3.16)$$

yazılabilir. Burada q_1, q_2 tam sayılardır. Ne var ki (3.15b)nin gerçekleştirilebilmesi için bazı sınırlamalar vardır. Şöyle ki;

Faz açısının uygun değerleri seçilmiş olmalıdır(bunun kriteri ileride tartışılacaktır). Daha açık deyişle, faz açıları w nın sürekli fonksiyonu yani,

$$e^{i\,\arg[X(z)]} = e^{i\,\mathrm{ARG}[X(z)]}$$

olmalıdır. Burada şunu hemen belirtmek gerekir ki

$$\arg[X(z)] = \arg[X_1(z)] + \arg[X_2(z)] \qquad (3.15b)$$

olmasına karşılık, bileşke sinyalin asıl faz değerleri bileşenlerin asıl faz değerleri toplamına

$$\mathrm{ARG}[X(z)] = \mathrm{ARG}[X_1(z)] + \mathrm{ARG}[X_2(z)]$$

genellikle eşit değildir. Bunun yanında, $\arg[X(z)]$sürekli, periyodik ve tek(odd)

$$\arg[X(z)] = -\arg[X(z)]$$

fonksiyondur. $\log|X(z)|$ ise peryodik ve çift(even) fonksiyondur.

Şayet karakteristik sistem girişi x(n) gerçel ise, $\hat{x}(n)$ çıkışı da gerçel olacaktır.

3.3.2 Ters Karakteristik Sistem

Şekil 3.7'deki D_* karakteristik sistemi tartışılırken bir x(n) giriş dizisinin z-dönüşümünün karmaşık logaritmasının ters z-dönüşümü alınarak kompleks kepstrumun hesaplandığına değinilmişti. Matematiksel olarak ifade etmek gerekirse

$$X(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n) z^{-n}$$

$$X(z) = \log[X(z)]$$

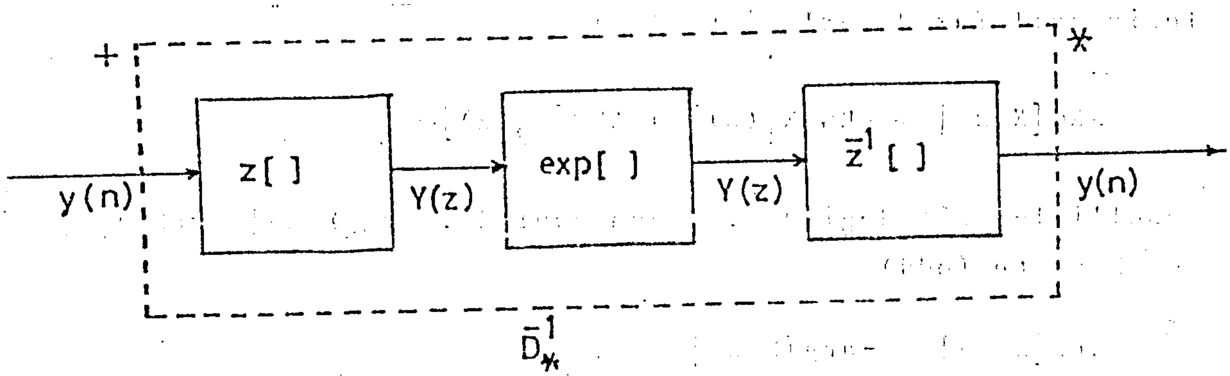
$$\hat{x}(n) = \frac{1}{2\pi i} \oint_c \log[X(z)] z^{n-1} dz \qquad (3.17)$$

dir. Burada, c kapalı integrali, $\log[X(z)]$ nin tek değerli ve çözümlü olduğu yakınsama bölgesinde tanımlıdır.

Benzer olarak, D_* karakteristik sistemin tersi D_*^{-1} de matematik olarak

$$D_*^{-1}[D_*[x(n)]] = y(n)$$

şeklinde ifade edilir (Şekil 3.8).



Şekil 3.8 Ters karakteristik sistem(Oppenheim ve Schafer, 1975, s.495).

$$\hat{Y}(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \hat{y}(n) z^{-n}$$

$$Y(z) = \exp[\hat{Y}(z)]$$

$$y(n) = \frac{1}{2\pi j} \oint_{c'} Y(z) z^{n-1} dz \qquad (3.18)$$

$x(n)$ ve dolayısıyla $\hat{x}(n)$'in kararlı diziler olması halinde $\hat{y}(n)$ ve $y(n)$ de kararlı diziler olacaktır. Bu halde, $\hat{Y}(z)$ ve $Y(z)$nin yakınsama bölgeleri birim dairenin içinde olacaktır.

Giriş ve çıkış işareti aynı olan tüm homomorfik sistemler aynıdır. Sadece L doğrusal sistemi (Şekil 3.3) farklıdır. Bu bakımdan kanonik olarak gösterilebilen sistem bir defa kurulduktan sonra, giriş işareti aynı olan tüm veriler için kullanılabilir.

3.4. Minumum, Maksimum, Karışık Fazlı Diziler ve Kompleks Kepstrumları

z-dönüşümü alındığında birim dairenin dışında hiçbir kutup veya sıfırları olmayıp, yakınsama bölgesi birim daire ve içerisi olan dizilere minumum fazlı diziler denilir. Spektral enerjinin büyük kısmı zaman başlangıcı(orijin)nda toplanmış olan (Şekil 3.9a) bu şekildeki dizilerin z-dönüşümü

$$X(z) = |A| \frac{\prod_{k=1}^{m_i} (1 - a_k z^{-1})}{\prod_{k=1}^{p_i} (1 - c_k z^{-1})}$$

olup burada a_k ve c_k genlikleri birden küçük karmaşık sayılardır. Minumum fazlı $x(n)$ dizileri ve bunların kompleks kepstrumları $\hat{x}(n)$, aşağıdaki özelliklere sahiptir. $n < 0$ için

$$x(n) = 0 \quad \text{ve} \quad \sum_{n=0}^{\infty} |x(n)| < \infty \qquad (3.20)$$

ve kompleks kepstrumu yine $n < 0$ için

$$\hat{x}(n) = 0, \quad \text{ve} \quad \hat{x}(0) = \log[x(0)]$$

ve

$$\sum_{n=0}^{\infty} |\hat{x}(n)| < \infty \tag{3.21}$$

dir.

z-dönüşümü $X(z)$ nin bütün kutup ve sıfırları birim dairenin dışında olan ve spektral enerjisinin büyük bir kısmı zaman ekseninin sonunda toplanmış bulunan dizilere maksimum fazlı diziler denir (Şekil 3.9c). Bu şekildeki dizilerin z-dönüşümü,

$$X(z) = B \frac{\prod_{k=1}^{m_o} (1 - b_k z)}{\prod_{k=1}^{p_o} (1 - d_k z)} \tag{3.22}$$

şeklinde olup burada b_k ve d_k birden küçük karmaşık sayılardır. Bu türdeki diziler ve $\hat{x}(n)$ kompleks kepstrumları aşağıdaki özelliklere sahiptir. $n>0$ için

$$x(n) = 0 \quad \text{ve} \quad \sum_{n=-\infty}^{0} |x(n)| < \infty \tag{3.23}$$

ve kompleks kepstrumuda

$$\hat{x}(n) = 0, \quad \hat{x}(0) = \log|x(0)| \quad \text{ve}$$

$$\sum_{n=-\infty}^{0} |\hat{x}(n)| < \infty \tag{3.24}$$

özelliklerine sahibolup yakınsama bölgesi

$$|z| < \min_k |d_k^{-1}|$$

dir.

Uygulamada genellikle,z-dönüşümlerinin kutup ve sıfırlarından bir kısmı birim dairenin üzerinde veya içinde bir kısmı da dışında olan sonlu uzunlukta zaman dizileri ile karşılaşılır. Bu türdeki karışık fazlı(mixed phase) zaman dizileri, minumum ve maksimum fazlı iki dizinin konvolüsyonu

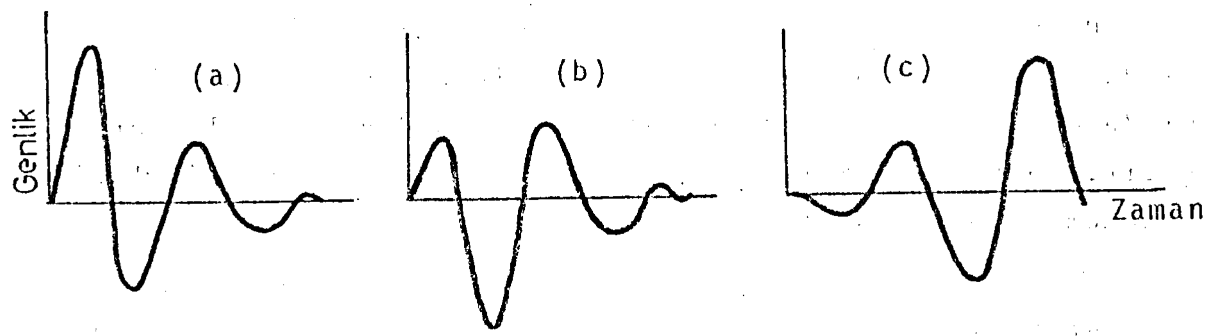
$$x(n) = x_{min}(n) * x_{max}(n) \qquad (3.25)$$

gibi düşünülebilir. Spektral enerjisinin büyük kısmı zaman ekseni ortasında toplanan (Şekil 3.9b) bu tür sonlu bir dizinin z-dönüşümü

$$X(z) = X_{min}(z) \;.\; X_{max}(z)$$

$$= A \prod_{k=1}^{m_i} (1 - a_k z^{-1}) \prod_{k=1}^{m_o} (1 - b_k z) \qquad (3.26)$$

biçimindedir(Oppenheim ve Schafer,1975, s.505). Burada a_k ve b_k birden küçük sayılar ve $0 \leqslant n \leqslant m_i$ aralığı dışında $x_{min}(n) = 0$ ve $-m_o \leqslant n \leqslant 0$ aralığı dışında $x_{max}(n) = 0$ dır. Görüldüğü gibi $-m_o \leqslant n \leqslant m_i$ aralığında x(n) dizisi sıfır değildir. Bundan dolayı x(n) zaman dizisinin m_o+m_i+1 kadar değerini hesaplamak için kompleks kepstrumun m_o+m_i+1 kadar değeri gereklidir. Bu da bize gösteriyor ki $\hat{x}(n)$ sonsuz uzunlukta olsa bile, N uzunluğundaki zaman dizisi x(n)'i elde etmek için kompleks kepstrumun N kadar kısmının bilinmesi yeterlidir. Ayrıca (3.21) ve (3.24)denklemleri bize; sonlu uzunlukta karışık faz gecikmeli zaman dizilerinin minumum fazlı bileşenlerinin kompleks kepstrumlarının $\hat{x}(0)$ değerinin sağ tarafında ve maksimum fazlı bileşenlerinin de sol tarafta yer aldığını söyler. Bu sonuçlar uygulamada çok işimize yarıyacaktır. Karakteristik sisteme giren x(n) dizisinin minimum fazlı olduğu bilinirse kompleks kepstrum hesabında önemli kolaylıklar sağlanır. Şöyle ki :



Şekil 3.9 : Genlik spektrumu aynı, farklı fazlardaki diziler. a)Minumum faz gecikmeli, b)Karışık faz gecikmeli ve c)Maksimum faz gecikmeli diziler (Robinson,1967, s.72).

Şayet x(n) gerçel bir zaman dizisi yani $n<0$ için $x(n) = 0$ ise, bunun z-dönüşümü birim dairenin dışında kutup veya sıfır içermeyecektir. Dolayısıyla $n<0$ için $\hat{x}(n)=0$ olacağına daha önce değinilmişti. Bu durumda, minumum fazlı fonksiyonların kompleks kepstrumu hesaplanırken $\log|X(e^{iw})|$ nın hesaplanması yeterli olup faz hesabı gerekmemektedir.

Bir sinyalin z-dönüşümünün kutup veya sıfırlarından bir kısmı çoğu kez birim dairenin üzerinde olabilir. Bu durumda,kutup veya sıfırlar üstel ağırlıklandırma ile (3.4 de incelenecek) birim dairenin içine alınabilir.

Minumum faz gecikmeli dizilerin kompleks kepstrumunun hesabında "faz hesaplanması" probleminin olmaması bizi minumum fazlı serilerle çalışmaya yöneltmektedir. Elimizdeki zaman serisi minumum faz gecikmeli değilse, diğer bir deyişle zaman serisinin z-dönüşümünün kutup veya sıfırlarından bir kısmı veya tamamı birim dairenin dışında veya üzerinde ise, zaman serisi uygun bir fonksiyonla ağırlıklandırılarak kutup veya sıfırlar birim dairenin içine çekilebilir. Yani, karışık ve maksimum gecikmeli dizilerin ağırlıklandırılarak minumum fazlı hale dönüştürülmesi mümkündür.

3.5. Zaman Serilerinin Üstel Ağırlıklandırılması

Minumum fazlı olmayan diziler, üstel ağırlıklandırma yoluyla minumum fazlı hale getirilebilir. Minumum fazlı olmayan bir $x(n)$ dizisi a^n üstel ağırlık fonksiyonu ile çarpılarak

$$m(n) = a^n x(n)$$

minumum fazlı $m(n)$ dizisi elde edilir. Bu ağırlıklandırma hem konvolüsyonu hem de z-dönüşümü ve yakınsama bölgesini etkiler.

İki ayrı zaman serisi $x_1(n)$ ve $x_2(n)$ nin konvolüsyonundan oluşmuş $x(n)$ dizisinin ağırlıklandırılması,

$$m(n) = a^n \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_1(k)x_2(n-k) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a^k x_1(k)a^{n-k}x_2(n-k)$$

$$= \sum_{k=-\infty}^{\infty} m_1(k)m_2(n-k) \qquad (3.27)$$

a^n ile ayrı ayrı ağırlıklandırılmış $a^n x_1(n)[=m_1(n)]$ ve $a^n x_2(n)$ $[=m_2(n)]$ dizilerinin konvolüsyonuna eşdeğerdir.

Ağırlıklandırılmış dizi $m(n)$ nin z-dönüşümü

$$M(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a^n\, x(n)z^{-n} = X(a^{-1}z) \qquad (3.28)$$

dir. Bilindiği gibi burada $z=e^{\sigma+iw}$ dir. Şayet $X(z)$, $z=z_o$ da kutup veya sıfıra sahipse $M(z)$ nin sıfırı az'de olacaktır. Böylece $X(z)$ nin kutup ve sıfırlarını radyal yönde e^{σ} faktör kadar içeri çekmiş oluyoruz(Stoffa ve diğ.,1974). Buna göre $X(z)$ nin yakınsama bölgesi

$$R_+ < |z| < R_-$$

ise M(z) nin yakınsama bölgesi

$$aR_+ < |z| < aR_-$$

olacaktır(Schafer,1969, s.31).

Demek ki elimizde n<0 için x(n)=0 olan fakat minimum fazlı olmayan bir zaman dizisi varsa, uygun bir üstel ağırlıklandırma ile bunu minumum fazlı hale getirmek olasıdır. Bunun için a<1 olmak üzere x(n) dizisini a^n ile çarpmak yeterlidir. a'nın değeri ileride uygulamalar bölümünde tartışılacaktır.

3.6. Faz Eğrileri, Özellikleri ve Sürekli Faz Eğrisinin Hesaplanması

Kompleks kepstrumun hesaplanmasında, dolayısıyla homomorfik dekonvolüsyonda en büyük sorun uygun bir faz eğrisinin hesaplanmasıdır. Denilebilir ki, homomorfik dekonvolüsyon yönteminin başarısı sağlıklı bir faz hesabına dayanmaktadır. Bu nedenle, konu üzerinde ayrıntılı olarak durulacak ve faz hesabında kullanılan çeşitli algoritmalar tartışılacaktır.

Örneklenmiş zaman serisi x(n)'in Fourier dönüşümü X(w), $X_R(w)$ gerçel ve $X_I(w)$ sanal bileşenlerin toplamından oluştuğu

$$X(w) = X_R(w) + iX_I(w) \tag{3.29}$$

biliniyor. Örneklenmiş sinyal için

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)w^{-kn} = X_R(k) + iX_I(k)$$

biçiminde ifade edilir. Bu dönüşümün genlik ve faz spektrumları cinsinden

$$X(w) = \left|X_R^2(w) + X_I^2(w)\right|^{1/2} \exp\{i\tan^{-1}[X_I(w)/X_R(w)]\}$$

$$= |X(w)|\exp[i\theta(w)] \qquad (3.30)$$

şeklinde yazılabileceğini biliyoruz. Her iki tarafın tabii logaritması alınırsa

$$\hat{X}(w) = \log|X(w)| + i\theta(w)$$

elde edilir(Ulrych,1971; Butkus,1975; Tribolet,1977). $X_R(w)$ gerçel ve $X_I(w)$ sanal bileşenlerinin sürekli olmasına rağmen

$$\theta(w) = \tan^{-1}[X_I(w)/X_R(w)] \qquad (3.31)$$

faz eğrisi genellikle sürekli değildir. Özellikle $X_R(w)$ nın sıfır olduğu yerlerde $X_I(w)/X_R(w)$ belirsiz olmakta bu da ters tanjant fonksiyonunu çok değerli(multi value) yaparak fazda süreksizliklere neden olmaktadır. Bu yolla bulunmuş ve $-\pi<\theta\leq\pi$ arasında sınırlı ARG[x(w)] asıl(principal) faz değerleri sürekli arg[x(w)] hale getirilerek çok değerlilikten kurtarılmalıdır.

Bilindiği gibi faz eğrisinin $-\pi<\theta<\pi$ için sürekli, 2π peryodu ile tekrarlanan tek(odd) fonksiyon olması istenir. Ne var ki, yukarıda bahsedilen nedenlerden dolayı bu süreklilik herzaman sağlanamayıp $w=\pm\pi,\pm3\pi,\ldots$ de süreksizlikler gösterir. Bu süreksizlikler fazda ani değişikliklere sebep olur. Keza, faz eğrisinin doğrusal bileşeni kompleks kesptrumu bastırarak bazı bilgilerin örtülmesine neden olur. Bunun için kompleks kepstrum hesaplanmadan önce faz eğrisi sürekli hale getirilip istenmiyen doğrusal faz bileşeni kaldırılmalıdır. Kompleks kepstrumun görünüşünü etkileyen bu değişiklik yeniden zaman ortamına dönüşte çok önemlidir. Bu nedenlerle faz eğrisinin hesaplanmasında bazı sınırlamalarla karşılaşılmaktadır. Bunları şöyle özetleyebiliriz :

1) $0 \leq k \leq \frac{N}{2} - 1$ ve $\frac{N}{2} + 1 \leq k < N-1$ için

$$\left| \arg[\underline{X}(k)] - \arg[\underline{X}(k+1)] \right| < \varepsilon \tag{3.32}$$

olmalı. Burada ε, $X(e^{iw})$ nın örnekleme aralığına diğer bir deyişle N'e bağlı toleranstır.

2) Sürekli faz eğrisi $\arg|\underline{X}(k)|$, $k = 0,1,\ldots\ldots,N-1$ için k'nın tek (odd) fonksiyonu yani,

$$\arg[\underline{X}(k)] = -\arg[\underline{X}(N-k)] \tag{3.33}$$

olmalı.

3) $\arg|\underline{X}(k)|$, N periyodu ile tekrarlanmalı. Yani,

$$\arg[\underline{X}(k)] = \arg[\underline{X}(k+rN)] \qquad r=0,\pm1,\pm2,\ldots. \tag{3.34}$$

Bu açıklamaların ne anlama geldiğini daha iyi görmek için $n < 0$ ve $n>M$ için sıfır olan $x(n)$ dizisinin z-dönüşümünü göz önüne alalım :

$$X(z) = \sum_{n=0}^{M} x(n) z^{-n}$$

$$= A\, z^{-m_o} \prod_{r=1}^{m_i} (1-a_r z^{-1}) \prod_{r=1}^{m_o} (1-b_r z) \tag{3.35}$$

Burada, a_r ve b_r genellikle birden küçük olup m_i birim dairenin içindeki, m_o da birim dairenin dışındaki sıfırlardır. $\arg[X(e^{iw})]$ (3.35) deki çarpanların herbirinin açılarının toplamı olduğundan şu özellikleri gösterir.

$$\arg[X(e^{iw})] = 0 \qquad w = 0,\ 2\pi,\ 4\pi,\ldots. \tag{3.36a}$$

$$\arg[X(e^{iw})] = -m_o \qquad w = \pi-\gamma,\ 3\pi-\gamma,\ldots. \tag{3.36b}$$

$$\arg[X(e^{iw})] = m_o \qquad w = \pi+\gamma,\ 3\pi+\gamma,\ldots.. \qquad (3.36c)$$

bu özellikler z-dönüşümü yerine eşdeğeri(belirli koşullarda) Fourier dönüşümü için yeniden yazılacak olursa,

$$\arg[\underline{X}(k)] = 0 \qquad k = 0,\ N/2, N, 3N/2,\ 2N \qquad (3.37a)$$

$$\arg[\underline{X}(k)] = -m_o\pi \qquad k = \frac{N}{2} -1,\ \frac{3N}{2} -1,\ldots \qquad (3.37b)$$

$$\arg[\underline{X}(k)] \approx m_o\ \pi \qquad k = \frac{N}{2} +1,\ \frac{3N}{2} +1,\ldots \qquad (3.37c)$$

elde edilir. Faz eğrisinin tek simetri şartının sağlanması için bu denklemlerde k=N/2, 3N/2,..... değerlerinde $\arg[\underline{X}(k)]=0$ olarak alındığına dikkat edilmelidir. Bu özellikler (Şekil 3.10a) da gösterilmektedir. Burada $\arg[\underline{X}(k)]$ nın yalnız yarım periyodu gösterilmiştir.

Denklem (3.35) de z yerine w^k $(w=e^{i2\pi/N})$ koyarak k = 0,1, 2,...,N-1 için

$$X(k) = AW^{-km_o} \prod_{r=1}^{m_i} (1-a_r w^{-k}) \prod_{r=1}^{m_o} (1-b_r w^{k}) \qquad (3.38)$$

elde edilir. k=0 için elde edilen

$$X(0) = A \prod_{r=1}^{m_i} (1-a_r) \prod_{r=1}^{m_o} (1-b_r) \qquad (3.39)$$

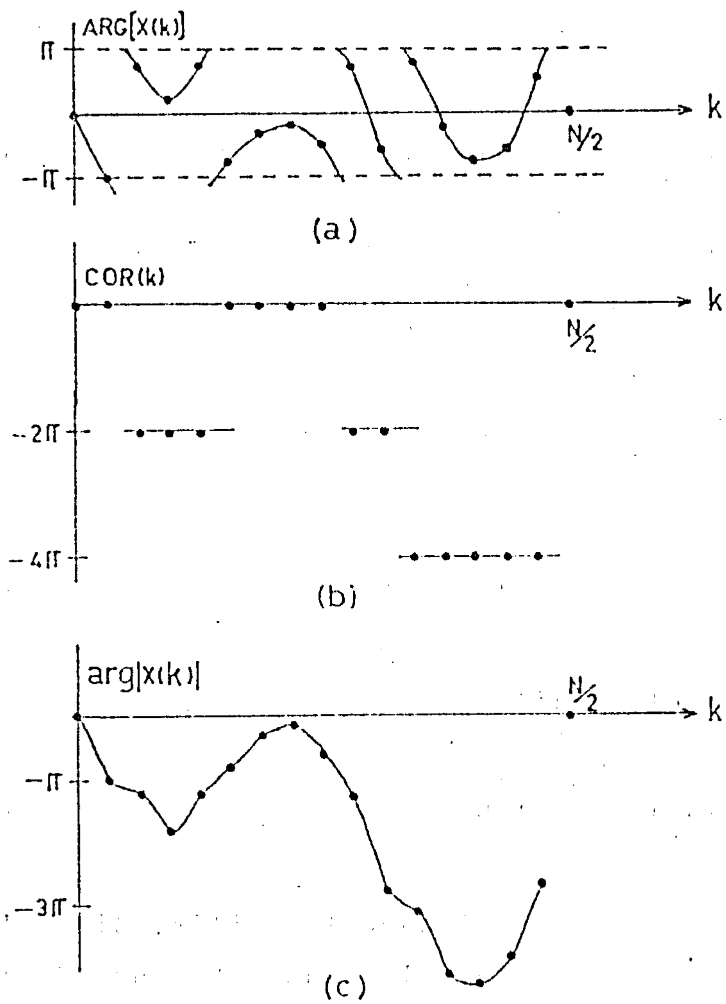
ın işaretine bakarak A'nın işareti hesaplanabilir. Zira A'nın işaretinin X(0) ın işareti ile aynı olduğuna daha önce değinilmişti(Bölüm 2.6). Şayet A negatif ise; A nın sebep olduğu sabit faz bileşenini kaldırmak için $\arg[X(k)]$ yı hesaplamadan önce X(k)nın işareti değiştirilmelidir. Bu işlemin sonunda $\arg[X(k)]$ π kadar kaydırılmış olur.

Bu açıklamaladan sonra düzeltilmiş sürekli faz eğrisinin hesaplanması için çeşitli algoritmaların tanıtılmasına geçilebilir.

3.6.1. Sürekli Faz Eğrisinin Türev Yöntemiyle Hesabı :

Bu yöntem ARG|X(k)| asıl faz değerlerinin frekansa göre türevinin alınması esasına dayanır.

$$\frac{d}{dw}\left[\tan^{-1}(x)\right] = \frac{1}{1+x^2} \tag{3.40}$$



Şekil 3.10 : a)Asıl faz değerleri ARG|X(k)|, b) Asıl faz değerlerinden düzeltilmiş faz değerlerini elde etmek için düzeltme dizisi, c) Düzeltilmiş faz değerleri arg|X(k)| (Schafer,1969).

olduğu biliniyor. $x = X_I(w)/X_R(w)$ ve $\theta(w) = \tan^{-1}(x)$ değerleri yukarıda yerlerine konulursa

$$\frac{d\theta}{dw} = \frac{1}{1 + \dfrac{X_I^2(w)}{X_R^2(w)}} \quad \frac{d}{dw}\left[\frac{X_I(w)}{X_R(w)}\right]$$

ve

$$\frac{d}{dw}\left[\frac{X_I(w)}{X_R(w)}\right] = \left[X_R(w)\frac{dX_I(w)}{dw} - X_I(w)\frac{dX_R(w)}{dw}\right] / X_R^2(w)$$

buradan

$$\frac{d\theta}{dw} = \frac{1}{X_R^2(w) + X_I^2(w)}\left[X_R(w)\frac{dX_I(w)}{dw} - X_I(w)\frac{dX_R(w)}{dw}\right] \quad . \quad (3.41)$$

elde edilir. Bu denklem (3.41) in integrali sürekli faz eğrisini verir(Stoffa ve diğ.,1974). $dX_I(w)/dw$ ve $dX_R(w)/dw$ türevleri, n.x(n) fonksiyonunun Fourier dönüşümü alınarak hesaplanabilir.

Bu yöntemle faz eğrisinin sürekli yapılmasına ilaveten,doğrusal bileşenin sebep olduğu faz kayması da giderilir. Şöyle ki; $d\theta/dw$'nın ortalama değeri doğrusal faz kaymasıdır. Bu ortalamayı bulup $d\theta/dw$ dan çıkarmakla doğrusal bileşeni olmayan sürekli faz eğrisi elde edilmiş olunur. Ayrıntılı teorik bilgi Tribolet(1977) ve Jin ve Eisner(1984)'de verilmiştir.

Yöntemin uygulamadaki etkinliği ileride (Bölüm 5'de) tartışılacaktır. Bu yöntem için hazırlanmış bilgisayar programı(Tribolet, 1977 ve IEEE,Chapt. 7.1) de verilmiştir.

3.6.2. Sürekli Faz Eğrisinin İteratif Yöntemle Hesabı

Süreksizlikler içeren asıl faz değerleri (Şekil 3.10a) dizisi ARG[X(k)], düzeltme dizisi COR(k) ile toplanarak düzeltilmiş faz dizisi

$$\arg[X(k)] = \mathrm{ARG}[X(k)] + \mathrm{COR}(k) \qquad (3.42)$$

elde edilir. q, k'ya bağlı pozitif veya negatif bir tamsayı olmak üzere

$$\mathrm{COR}(k) = 2\pi q$$

dır. (3.42) ile, düzeltilmiş faz eğrisi $\arg[X(k)]$kolayca hesaplanabilir. Düzeltme dizisi COR(k) nın hesaplanması için bütün bilgiler $\mathrm{ARG}[X(k)]$ da mevcuttur. Bunu saptayabilmek için bazı tanımlamalar daha gerekmektedir. Şöyle ki :

ε, $\mathrm{ARG}[X(k)]$ ayrık faz değerlerine bağlı pozitif bir sabit olmak üzere

$$\mathrm{ARG}[X(k+1)] - \mathrm{ARG}[X(k)] > 2\pi - \varepsilon$$

ise,yani k değerinde $\mathrm{ARG}[X(k)]$, 2π'nin pozitif katları ise

$$\mathrm{COR}(k+1) = \mathrm{COR}(k) - 2\pi \qquad (3.43a)$$

dır. Aynı noktada $\mathrm{ARG}[X(k)]$, 2π nin negatif katları

$$\mathrm{ARG}[X(k+1)] - \mathrm{ARG}[X(k)] < -(2\pi - \varepsilon)$$

ise

$$\mathrm{COR}(k+1) = \mathrm{COR}(k) + 2\pi \qquad (3.43b)$$

ve diğer bütün şartlarda ise

$$\mathrm{COR}(k+1) = \mathrm{COR}(k) \qquad (3.43c)$$

dir. Burada $\mathrm{COR}(0) = 0$, $\mathrm{COR}(N/2) = 0$, $k=0,1,\ldots\ldots,N-1$ ve ε örneklemeye bağlı toleranstır.

Denklem (3.43) de a, b, c şartları göz önüne alınarak ARG[X(k)] dan arg[X(k)] sürekli faz eğrisi hesaplanır(Şekil 3.10). Ancak x(n) dizisinin z-dönüşümü X(z), birim dairenin dışında ve

$$\arg\left[X\left(\frac{N}{2} - 1\right)\right] \simeq - m_o \pi \tag{3.44}$$

bağıntısından hesaplanabilen m_o kadar sıfırının sebep olduğu doğrusal faz bileşeni içermektedir. m_o çok büyük ise bu doğrusal faz bileşeni fazı dolayısıyla kompleks kepstrumu etkileyerek bazı bilgilerin kaybına sebep olur. Onun için kompleks kepstrum hesaplanmadan önce matematik ifadesi

$$T(k) = \frac{2\pi}{N} m_o k \qquad 0 \leqslant k \leqslant N/2 \tag{3.45a}$$

$$= 0 \qquad k = N/2 \tag{3.45b}$$

$$= \frac{2\pi}{N} m_o (k-N) \qquad N/2 < k < N \tag{3.45c}$$

olan doğrusal faz bileşeninin etkisi sürekli faz eğrisinden çıkarılmalıdır. Bu da (3.38) denklemini W^{km_o} ile çarparak W^{-km_o}'ın etkisinin kaldırılması demektir. m_o ın X(z) nin birim daire dışındaki sıfırlarının sayısını belirttiğine daha önce değinilmişti. (3.44) denkleminden,

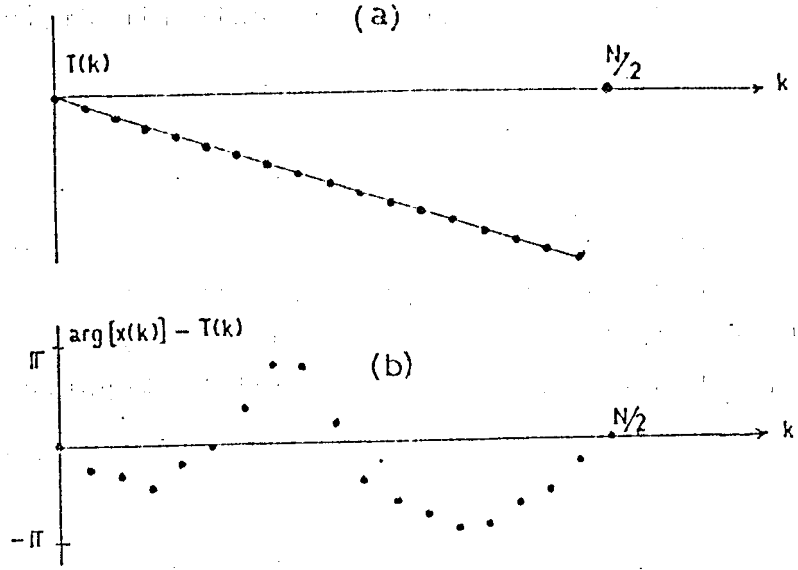
$$m_o \simeq - \frac{\arg X(N/2 - 1)}{\pi}$$

bulunur. Hesaplama kolaylığı bakımından

$$m_o \approx - \frac{\mathrm{ARG}[X(N/2 - 1)] + \mathrm{COR}(N/2 - 1)}{\pi} \tag{3.46}$$

olarak alınıp sağ tarafın hesaplanmasından elde edilen sayı kendisine en yakın say ya yuvarlatılarak bulunan m_o değeri (3.45)de yerine konularak T(k) doğrusal faz bileşeni bulunur(Şekil 3.11a).

Bu bileşen sürekli faz eğrisinden çıkarılarak doğrusal bileşeni giderilir ve sürekli faz eğrisi arg[X(k)] elde edilir.



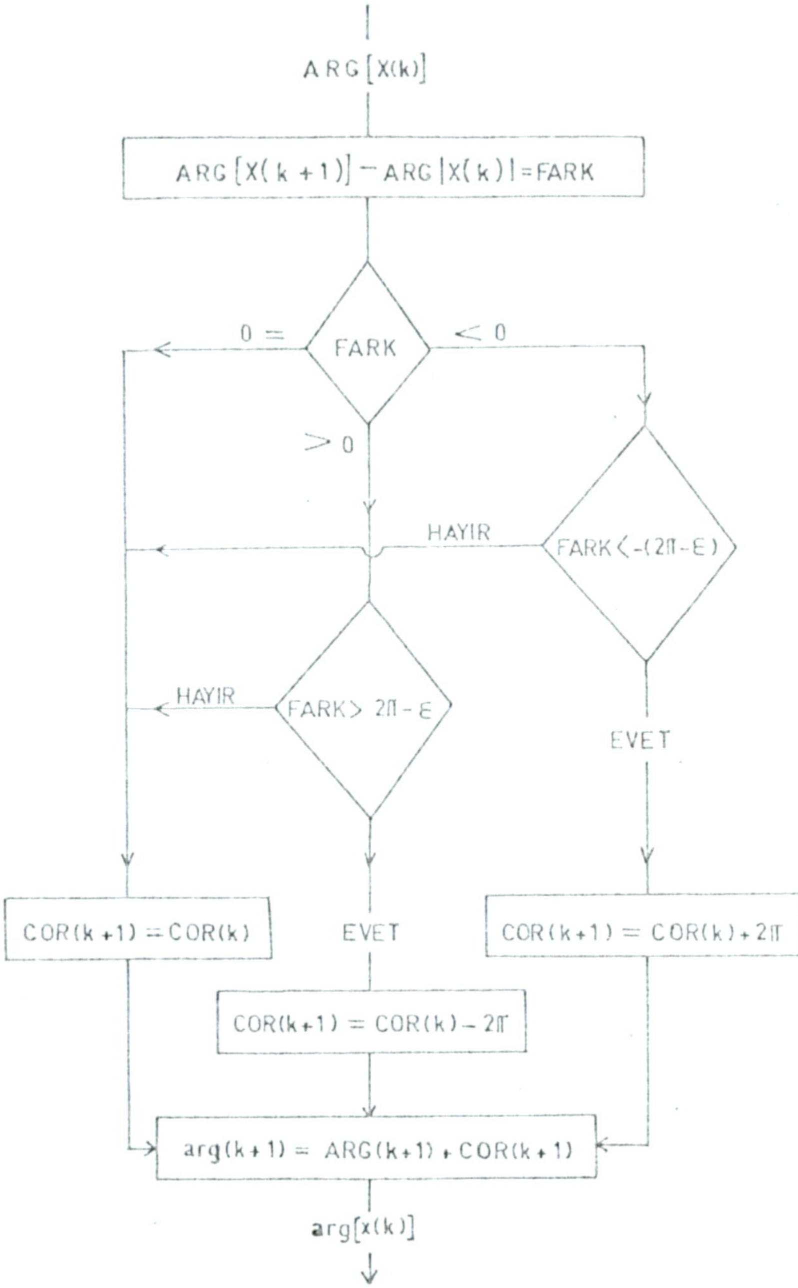
Şekil 3.11 Doğrusal faz bileşeni(a)ve doğrusal bileşeni çıkarılmış sürekli faz eğrisi (b), (Schafer, 1969).

(3.45) ve (3.46) denklemleri yardımıyla hesaplanmış doğrusal faz bileşeninin çıkarılması; karakteristik sisteme giren x(n) örneklenmiş verinin m_o kadar sola kaydırılması demektir. Şayet ters karakteristik sistemin çıkışı kullanılacak ise çıkış dizisi m_o kadar sağa kaydırılmalıdır(Schafer,1969, s.57).Bu kaydırma işleminden kurtulmak için doğrusal faz bileşeni bilgisayar belleğinde saklanarak uygun yerde faza eklenir(Otis,1977) veya ters karakteristik sistem çıkışı z^{-m_o} ile çarpılır. Bellekten tasarruf yapmak amacıyla biz ikinci yolu tercih ettik.

Şekil 3.10c'deki sürekli faz eğrisinin doğrusal bileşeninin çıkarılmış hali Şekil 3.11b'de görülmektedir. Ayrıca sürekli faz eğrisini hesaplayan bir algoritma Şekil 3.12 de verilmiştir.

Sürekli faz hesabında, bu iki yöntemin dışında daha başka yöntemler de vardır(Kenneth ve Dickinson,1982; Angeleri,1983 ;

Poggiagliolmi ve diğ.,1982; Monson ve diğ.,1980; McGowan ve Kuc,1982; Quatieri ve Oppenheim,1981). Ancak anlatılanlar temel teşkil ettiği ve ihtiyaca cevap verdiği için burada diğer yöntemlere değinilmeyecektir.



Şekil 3.12 Sürekli faz eğrisinin iteratif yöntemle elde edilmesi için akış diyagramı(diyagram iki nokta içindir).

3.7. Doğrusal Sistem ve Kepstral Süzgeçler

Kompleks kepstrumda, istenmiyen bileşenlerin filtreleme yoluyla kaldırılması mümkündür. Bunun için kompleks kepstrum uygun bir filtre fonksiyonu ile çarpılmalıdır. Bu kepstral filtreler sabit frekanslı doğrusal sistemlerdir.

Örneklenmiş sismik iz ; impuls dizisi p(n)

$$p(n) = \delta(n) + \sum_{k=1}^{M-1} a_k \delta(n-n_k)$$

ve kaynak fonksiyonu s(n)'in konvolüsyonundan

$$x(n) = p(n) * s(n)$$

oluşup bunun kompleks kepstrumunun

$$\hat{x}(n) = \hat{s}(n) + \hat{p}(n) \qquad (3.47)$$

olduğu biliniyor. Yansıma verilerinde sistem fonksiyonu (yerin tepkisi) diğer bir deyişle yansıma katsayıları serisinin logaritmik genlik ve faz spektrum bileşenleri hızlı değişirken kaynak fonksiyonunun logaritmik genlik ve faz spektrum bileşenlerinin yavaş değişeceği kabul ediliyor(Ulrych,1971,1972; Stoffa ve diğ.,1974; Buhl ve diğ.,1974; Butkus,1975; Otis ve Smith,1977). Bunun sonucu, kaynak etkisi kepstral orijin n=0 civarında yoğunlaşırken yansıma katsayılarından gelen etki bütün quefrency'lere saçılacaktır. Buna göre, uygun bir kepstral filtre (liftre) $\ell(n)$ yardımıyla $\hat{x}(n)$'nin bileşenlerinden birisi yok edildikten

$$\hat{y}(n) = \ell(n)\, \hat{x}(n) \qquad (3.48)$$

sonra ters karakteristik sistem D_*^{-1} ile tekrar geriye dönülerek

$$y(n) = D_*^{-1}[\hat{y}(n)] \qquad (3.49)$$

sismik izin istenmeyen bileşeni yok edilmiş olur.

Bize bu imkanı sağlayan doğrusal sisteme kepstral filtre (liftre) ve işleme de filtreleme denilip amaca göre kısa geçişli(short-pass), uzun geçişli(long-pass) ve tarak(comb) filtreler olmak üzere üçe ayrılır. Bunların herbiri daha ileride ayrı ayrı ele alınacaktır.

Bilindiği gibi doğrusal faz bileşeni içermeyen dizilerin z-dönüşümü

$$X(z) = A \prod_{k=-1}^{m_i} (1 - a_k z^{-1}) \prod_{k=-1}^{m_o} (1 - b_k z) \qquad (3.39)$$

idi. Buradan anlaşılacağı üzere n'in $-m_o \leqslant n \leqslant m_i$ dışındaki değerleri için x(n) sıfır olduğu ve

$$\begin{aligned} x(n) &= x_{min}(n) * x_{max}(n) \\ y(n) &= y_{min}(n) * y_{max}(n) \end{aligned} \qquad (3.50)$$

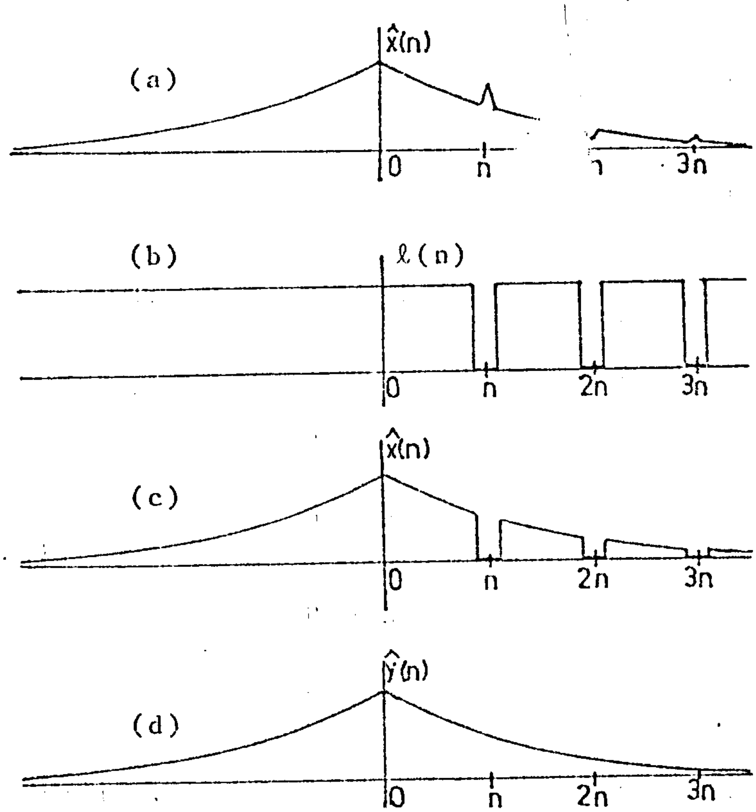
yazılabileceği göz önüne alınarak ve daha önceki anlatımdan(Bölüm 3.4)

$$\begin{aligned} \hat{x}_{min}(n) &= \hat{x}(n) & n &\geqslant 0 \\ &= 0 & n &< 0 \\ \hat{x}_{max}(n) &= \hat{x}(n) & n &< 0 \\ &= 0 & n &\leqslant 0 \end{aligned} \qquad (3.51)$$

yazılabilir. Bu demektir ki; minimum ve maksimum fazlı bileşenlerin konvolüsyonundan oluşan bir dizinin kompleks kepstrumunda, kepstral başlangıç $\hat{x}(0)$'a göre minumum fazlı bileşenlerin etkisi sağda, maksimum fazlı bileşenlerin etkisi solda saçılır(Oppenheim, 1969, s.95).

3.7.1. Tarak (Comb) Filtrele

Filtrelenmek istenen sismik izin kompleks kepstrumu; istenmeyen bileşenlerin geliş zamanlarında sıfır, fakat bunların dışındaki heryerde "bir" değeri alan bir fonksiyon ile çarpılarak yapılan bir filtreleme türüdür. Özellikle reverberasyon ve tekrarlı(multiple) yansımaların giderilmesinde kullanılır. Şayet istenmeyen bileşenlerin geliş zamanları peryodik değilse tarak filtrenin uygulanması güçleşmekte, hatta imkansızlaşmaktadır. Eğer bu filtre, kaynak dalgacığını elde etmek amacıyla uygulanıyorsa; kompleks kepstrum'ın sıfırlanmış yerleri enterpolasyonla düzgünleştirilmiştir (Şekil 3.13d).

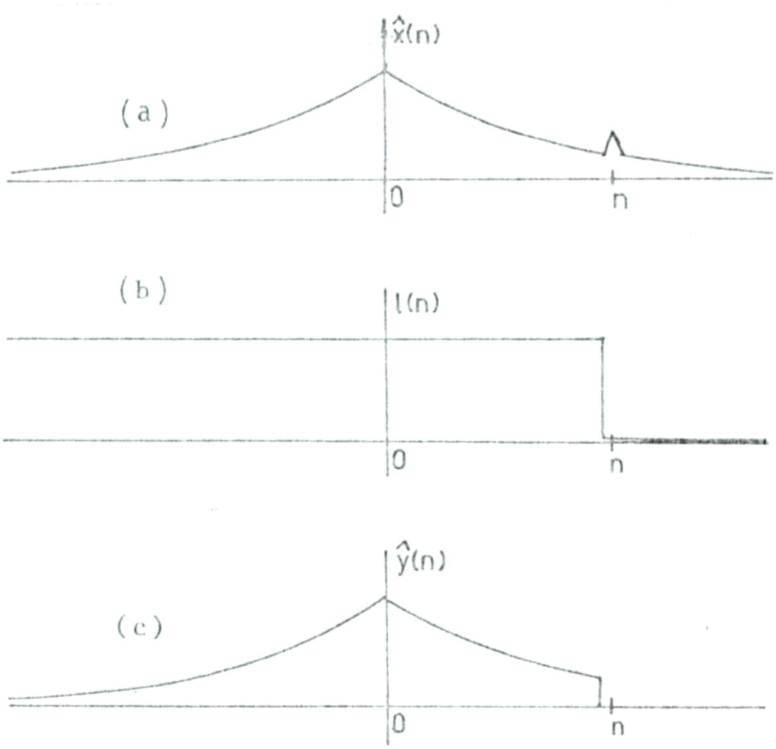


Şekil 3.13 : Kompleks kepstrumun tarak filtrelenmesi. a) $\hat{x}(n)$ kompleks kesptrumu, b) $\ell(n)$ tarak filtre c) tarak filtreden geçirilmiş $\hat{x}_n \ell_n$ kompleks kepstrum, d) tarak filtreden geçirilmiş ve düzgünleştirilmiş kompleks kepstrum(Childers ve Durling,1975, s.366).

3.7.2. Kısa Geçişli (Short-pass) Filtreler

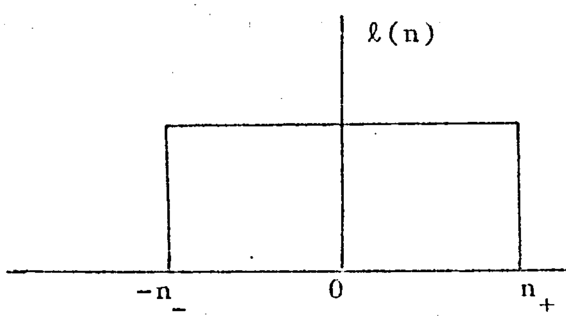
Frekans ortamındaki alçak geçişli (low-pass) filtreleme - ye eşdeğer olup yankıları kaldırmanın diğer bir yoludur. Sismik izden dalgacık (wavelet) saptanmak istendiği zaman uygulanır. Uygulanabilmesi için yansıma katsayılarının kompleks kepstrumu ile kaynak dalgacığının kompleks kepstrumunun üst üste gelmemesi(Kemerait ve Childers, 1972) ve ilk yansıma zamanı n_c'nin bilinmesi gerekir.

Karışık fazlı bir dalgacık ile minumum fazlı yansıma katsayılarının konvolüsyonundan oluşmuş sismik iz'in kompleks kepstrumu kısa geçişli bir filtreye tabi tutulmak istensin. Bunun için sadece yankının geliş zamanını bilmek yeterlidir. Kompleks kepstrumda ilk yansıma n_c'den sonrasına sıfırlar yerleştirilerek yapılır(Şekil 3.14). Çoğu kez kaynak dalgacığının yanında yansıma



Şekil 3.14 : Kompleks kepstruma kısa geçişli filtre uygulanması. a) $\hat{x}_n$ kompleks kepstrum b) $\ell(n)$, kısa geçişli filtre ve c) $\hat{y}_n$ filtrelenmiş kompleks kepstrum(Childers ve Durling,1975,s.367).

katsayıları da kepstral başlangıcın sol tarafında bileşenler içerir. Yani yansıma katsayıları da karışık fazlıdır. Bu durumda Şekil 3.14b'deki filtrenin uygulanamayacağı açıktır. Böyle durumlarda kısa geçişli ideal filtre (Şekil 3.15) biçiminde olmalıdır. $n_+(=n_c)$'nin saptanması kolay olmakla beraber $-n_-$'in tesbiti oldukça zordur. Kaynak dalgacığı ve yansıma katsayıları hakkında herhangi bir bilgimiz yoksa $-n_-$'in tesbiti, deneme yanılma ve tecrübeye bağlıdır. Aslında ağırlıklandırma yoluyla yansıma katsayılarını minumum fazlı yapmak, diğer bir deyişle kepstral bileşenlerin tamamını sağ tarafa atmak olasıdır. Ne var ki, bunun da bazı sorunları vardır. Bunlar sonuç bölümünde tartışılacaktır.



$$\ell(n) \begin{cases} = 1 & -n_- < n < n_+ \\ = 0 & \text{Heryerde} \end{cases}$$

Şekil 3.15 : Kısa geçişli ideal filtre.

Şayet yansıma genlikleri temel kaynak dalgacığın genliğinden küçük ise, kompleks kepstrumdan temel kaynağın elde edilmesinde herhangi bir sorun yoktur. Yankılardan bir veya birkaçının genlikleri temel dalgacığın genliğine yakınsa, temel dalgacığın elde edilmesi güçleşir. Şayet yankıların genlikleri temel dalgacığın genliğinden büyükse o zaman kepstrumun kısa geçişli filt - relenmesi sonucu en büyük yankı elde edilir(Kemerait ve Childers, 1972; Oppenheim ve Schafer,1978). Gerek sismoloji gerekse sismik prospeksiyonda böyle bir sorun yoktur.

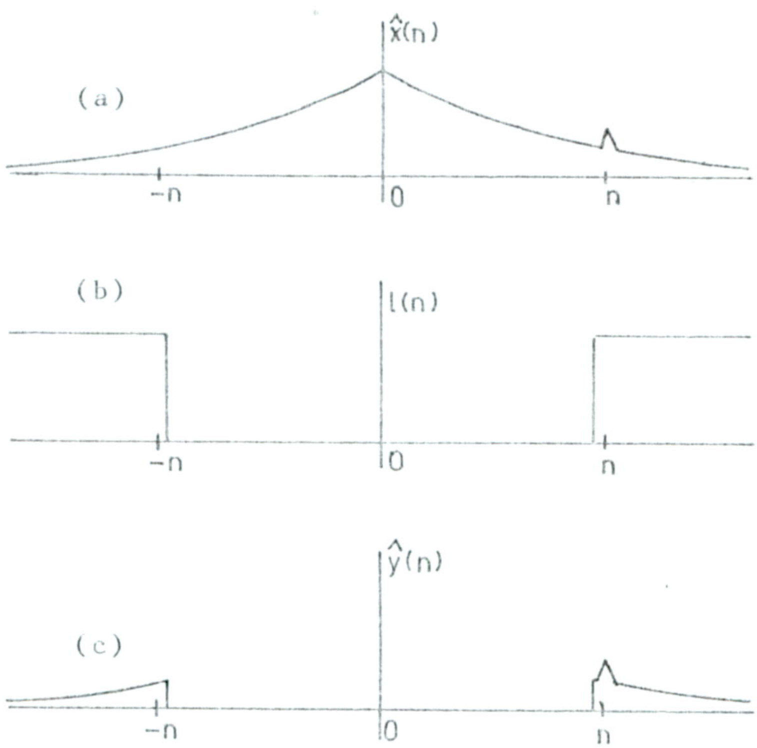
3.7.3. Uzun Geçişli (Long-Pass) Filtreler

Yansımaların geliş zamanı ve göreceli yansıma katsayılarının saptanması için kompleks kepstruma uygulanır. İdeal bir uzun geçişli filtre

$$\ell(n) = 0 \qquad -n_- < n < n_+$$
$$= 1 \qquad \text{Her yerde}$$

biçiminde olup kompleks kepstruma uygulanışı(Şekil 3.16) da gösterilmektedir.

Pratik çalışmalarda, doğrusal sistemi belirleyen $\ell(n)$ dizisinin uygun yerlerine sıfır ve birler yerleştirilerek Şekil 3.13b; 3.14b ve 3.16b'deki ideal filtreler bilgisayarda kolayca gerçekleştirilebilir. Ancak geçirim band sınırlarındaki ani kesilmelerden dolayı D_*^{-1} ters karakteristik sistemden çıkan sinyalde, küçük titreşimler(riple)in sebep olduğu bozulmalar görülür. Bu durum, özellikle kısa geçişli(short-pass) sistemlerde daha belirgindir. Bu nedenle, ideal filtreler yerine geçiş zonları düzgünleştirilerek elde edilmiş yaklaşık değerleri kullanılır. Bu yuvarlatma,

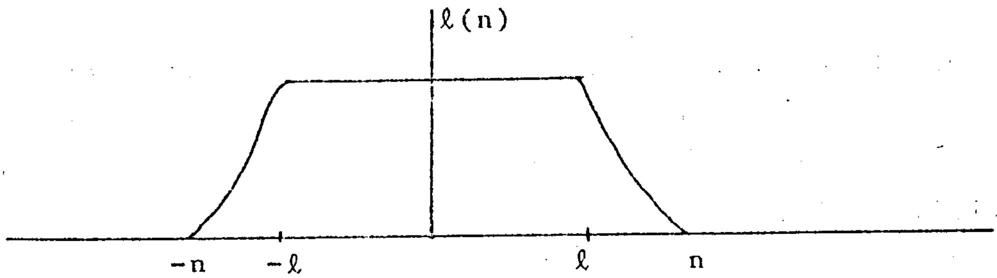


Şekil 3.16 : Kompleks kepstrumun uzun geçişli(Long-pass) filtre ile filtrelenmesi. a)$\hat{x}_n$ kompleks kepstrum b)uzun geçişli filtre ve c)$\hat{y}_n$ filtrelenmiş kompleks kepstrum.

pratikte filtrenin her iki tarafına

$$\left[1 - \mathrm{Cos}\left(\frac{I\pi}{mm}\right)\right]/2$$

şeklinde bir operatör uygulanarak yapılır (Şekil 3.17).



Şekil 3.17 İki tarafından yuvarlatılmış alçak geçişli kepstral filtre

Burada, mm=n-ℓ ve I=1,2,.....,mm değerini almaktadır. Aynı şey uygun bir düzenleme ile uzun geçişli filtreye de uygulanır.

4. BÖLÜM
UYGULAMALAR

4.1. Giriş

Bu bölüm üç adımda ele alınmıştır. Önce hesaplama için tasarlanan algoritmanın oluşturulmasındaki bütün aşamalar ayrı ayrı ele alınıp incelenmiştir. Hesaplamalar esnasında, çalışılan bilgisayarın yapısal özelliğinden gelen hatalar ve bunların minimum yapılması yolları irdelenmiştir. Ayrıca, gerçek arazi verisinden alınmış bir sismik iz parçası üzerinde algoritmanın denenmesi bu adımda ele alınmıştır. İkinci adımda, arazi modellerinden elde edilmiş yapay sismogramların kompleks kepstrumlarına kepstral süzgeçler uygulanarak, reverberasyonların giderilmesi, kaynak dalgacığı ve yansıma katsayılarının büyüklüklerinin saptanmasında yöntemin başarısı araştırılmıştır. Yöntemin gerçek arazi verilerine uygulanması ise üçüncü adımda ele alınmıştır.

4.2. Algoritma, Hesaplanması ve Sınanması

Kompleks kepstrum ve ondan dalgacık veya yansıma katsayılarının elde edilmesini gösterir hesaplama adımları ve blok diyagramları Şekil 4.1'de gösterilmektedir. Bu algoritmanın uygulanmasında yapılacak işlemler şu şekilde sıralanır :

1) Verinin Fourier dönüşümü alınır ve sabit faz bileşeninin etkisi giderilir.

2) Gerçel ve sanal bileşenler (X_R ve X_I) yardımı ile asıl faz değerleri ARG[ ]ve genlik spektrumu hesaplanır.Asıl faz değerlerinin hesaplanmasında, bilgisayarda yüklü ATAN2(X_I,X_R) arşiv fonksiyonunun çağrılması yeterlidir.

3) Genlik spektrumunun tabii logaritması alınır. Asıl faz değerleri ARG[ ] nin süreksizlikleri giderilip doğrusal faz bileşeni çıkarılarak düzeltilmiş faz eğrisi (ramp free) arg[ ] elde edilir.Doğrusal faz bileşeninin sebep

olacağı kayma miktarı m_o saptanır.

4) Ters hızlı Fourier dönüşümü (THFD) alınarak kompleks kepstrum hesaplanır.

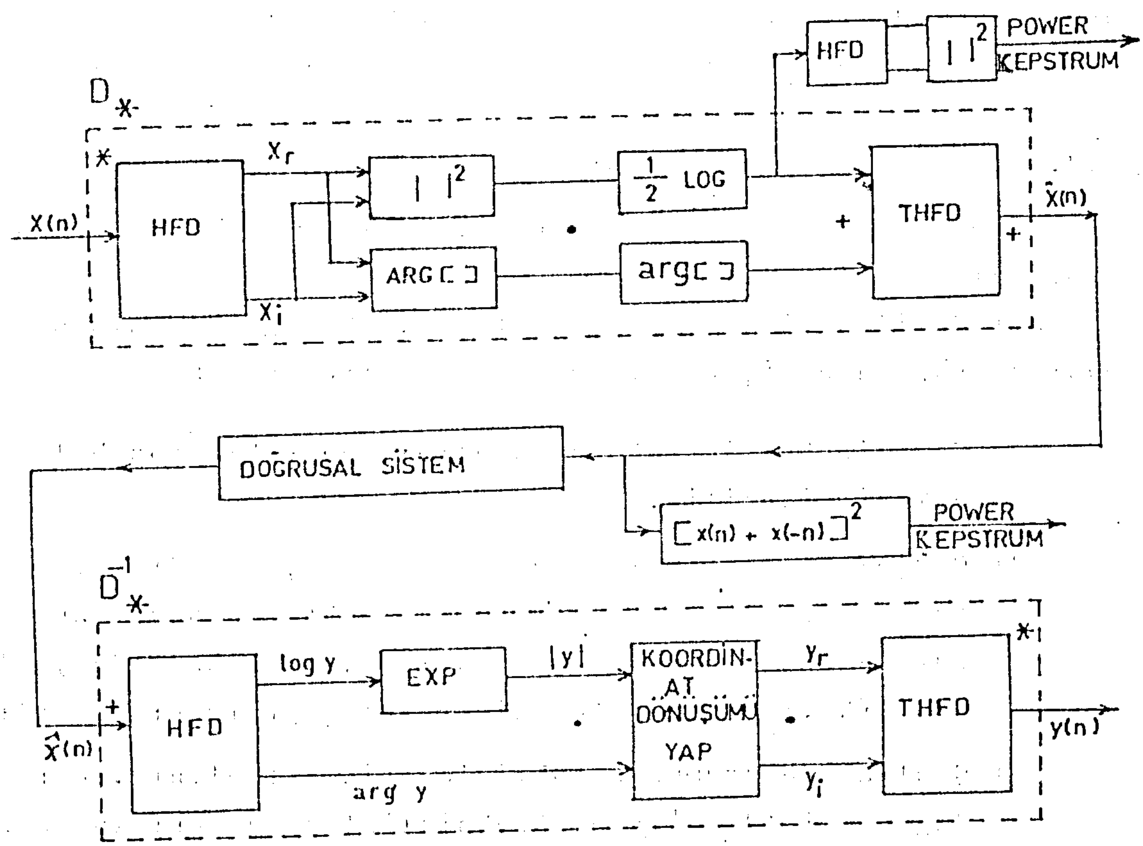
5) İhtiyaca göre, uygun bir kepstral süzgeç uygulanır.

6) Fourier dönüşümü alınır.

7) a- Arg[ ]'e doğrusal bileşen eklenir(istenilirse).
   b- Genlik spektrumunun eksponansiyeli alınır.
   c- Polar koordinatlardan dikdörtgen koordinatlara geçilir.

8) Ters hızlı Fourier dönüşümü alınır.

Şayet (7a) yapılmamış ise veri m_o kadar sağa kaydırılmalıdır. Ayrıca IBM bilgisayar sisteminde CEXP[ ]arşiv fonksiyonunun çağrılması ile (7b) ve (7c) bir arada yapılmış olur.



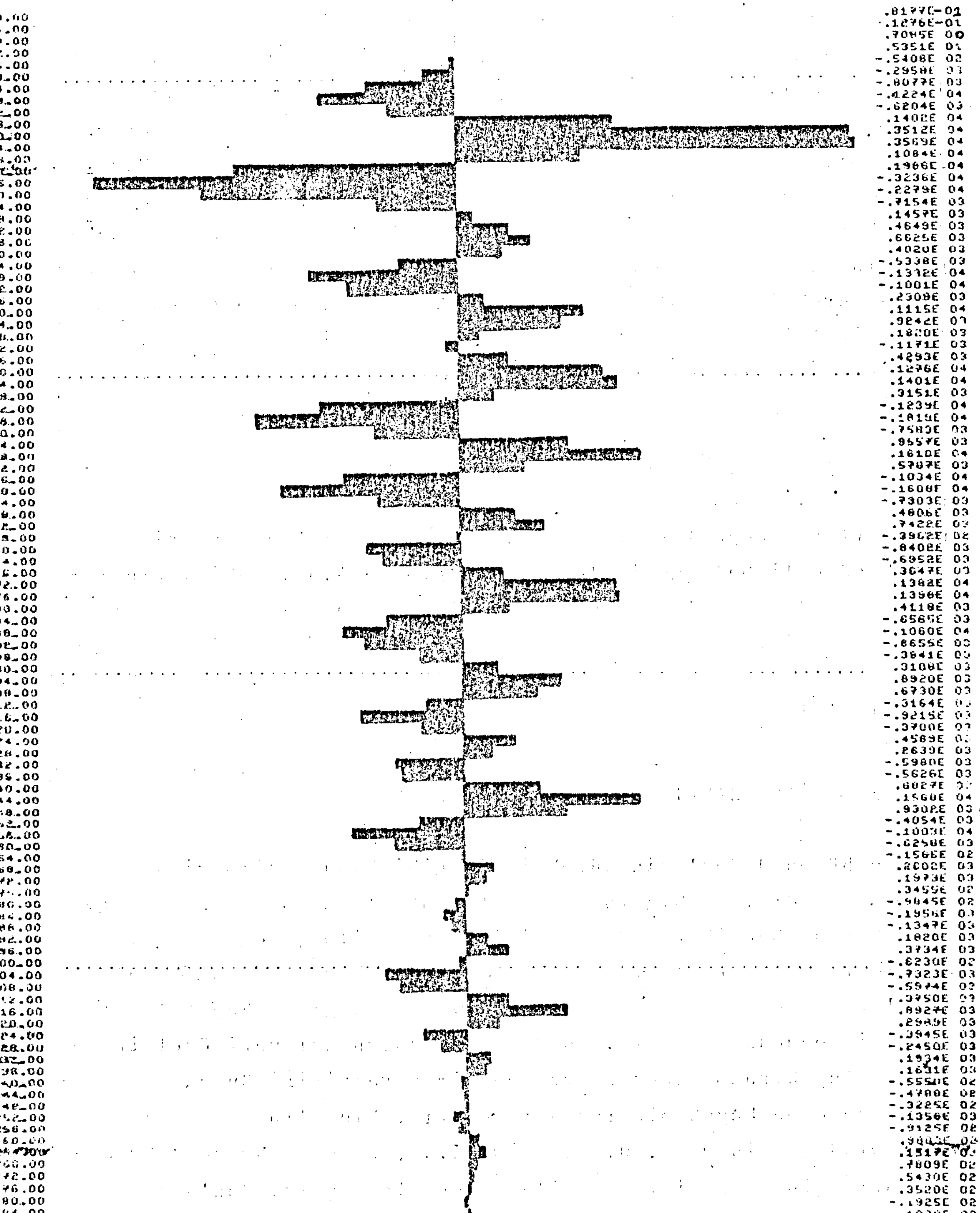
Şekil 4.1 : Kepstrum analizinin blok diyagramı(Childers ve Durling,1975, s.370; Papazis ve Jensen, 1983'den uyarlanmıştır).

Algoritmanın çalışması ve herhangibir sismik izin fazının doğrusal bileşeninden arındırılarak iteratif yöntem ile sürekli hale getirilmesi (Bölüm 3.5.2) gerçek bir sismik iz üzerinde somut olarak denenmiştir. Bu amaçla, Şekil 4.2'de gösterilen veri, Türkiye Petrolleri Anonim Ortaklığı Veri İşlem Merkezi'nden temin edilmiş sismik izin bir parçası olup 4 ms aralıklarla örneklenmiştir. Sayısal değeri ve geliş zamanları iz parçasının iki tarafında verilmiştir(Şekil 4.2). Asıl faz değerleri ve süreksizlik bölgeleri (Şekil 4.3)'de ve bunun sürekli hale getirilmiş şekli ile doğrusal faz bileşeni de (Şekil 4.4)'de gösterilmektedir. Doğrusal bileşeni giderilmiş (ramp free) sürekli faz eğrisi ise (Şekil 4.5)'de görülmektedir.

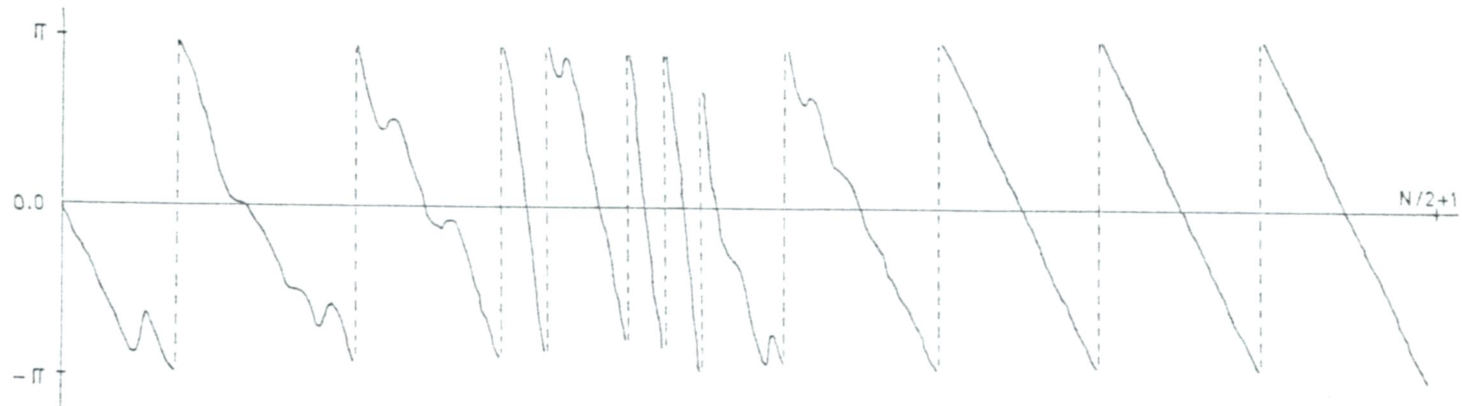
Asıl faz değerlerinin sürekli hale getirilmesinde ε tolerans sınırının önemine Bölüm 3.5.2'de değinilmişti. Örnek verinin asıl faz değerleri (Şekil 4.3) ne çeşitli ε değerleri verilerek sürekli hale getirildi (Şekil 4.5 ve 4.6). Şekillerin incelenmesinden görüleceği üzere, $\varepsilon = 1$ ve daha küçük değerleri için, sürekli faz eğrisi belirli yerlerde ani sıçramalar göstermektedir. ε küçüldükçe eğrilerdeki sıçrama sayısı da artmaktadır. Bu, birbirini takibeden iki asıl faz değeri arasındaki farkın

$$\Delta f = \left|ARG\left[X(k+1)\right] - ARG\left[X(k)\right]\right| > \varepsilon$$

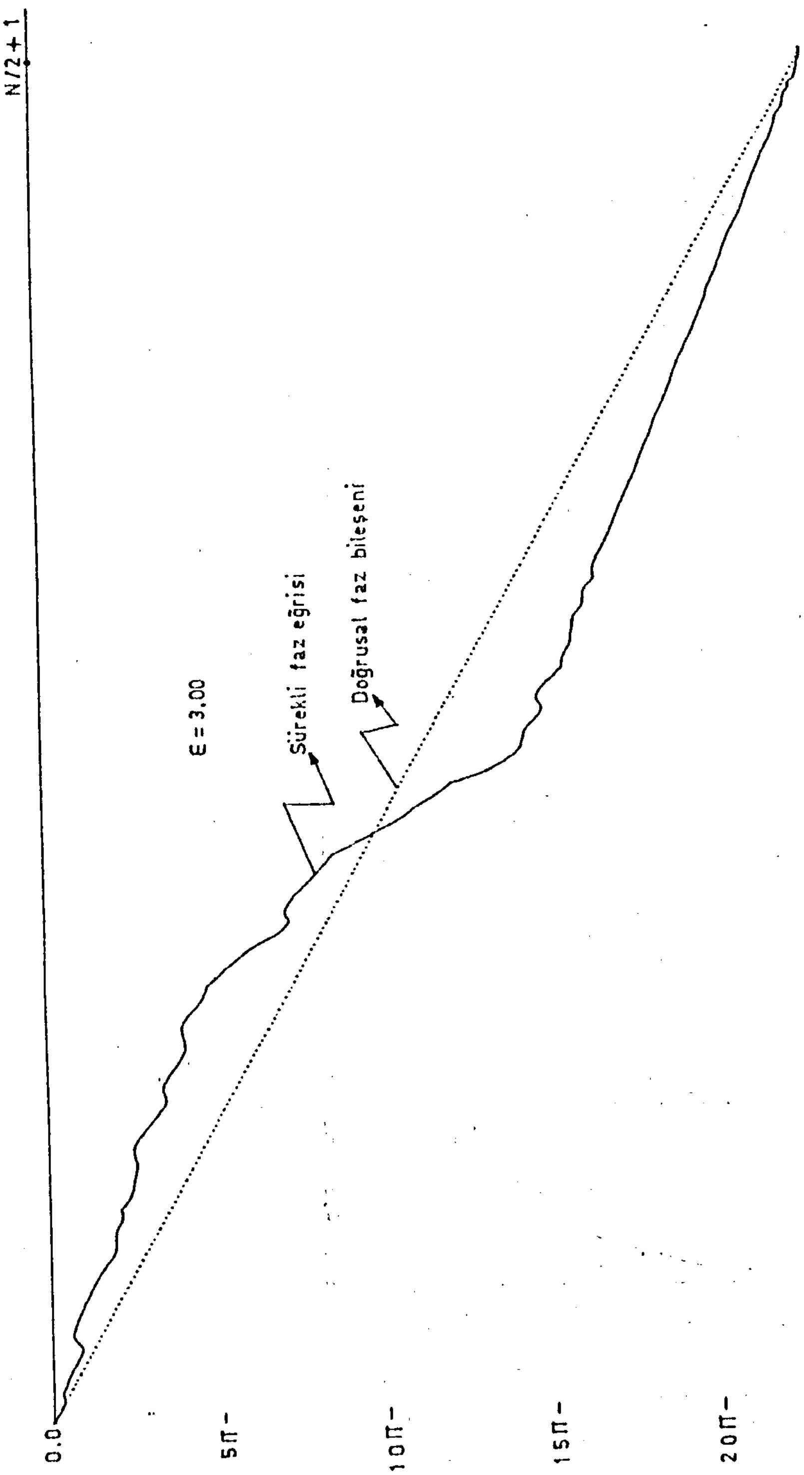
olduğu bütün değerlerin süreksizlik gibi kabul edilmesinden kaynaklanmaktadır. Bu bize bir tür otokontrol imkanı vermektedir. Şöyleki; herhangibir ε değeri için elde edilmiş doğrusal bileşeni giderilmiş sürekli faz eğrisinde π den büyük ani sıçramalar görülürse seçilen ε değerinin yeterli olmadığı ve büyütülmesi gerektiği sonucuna varılır. Bu değerin saptanması veri özelliğine bağlı olup biraz da tecrübe ve deneyim gerektirir. Bunun π ye eşit veya daha büyük olamıyacağı açıktır. Ele alınan sismik iz parçasında, ε'in 0.56, 0.75, 1.00, 1.50, 2.00, 2.50 ve 3.00 değerleri için sürekli faz eğrileri hesaplanmıştır. Bunlardan ε=1.50, 2.00, 2.50 ve 3.00 değerleri için tamamıyla aynı sayısal değerler bulunmuştur. Bunlar Şekil 4.5 ve Şekil 4.6'da görülmektedir.



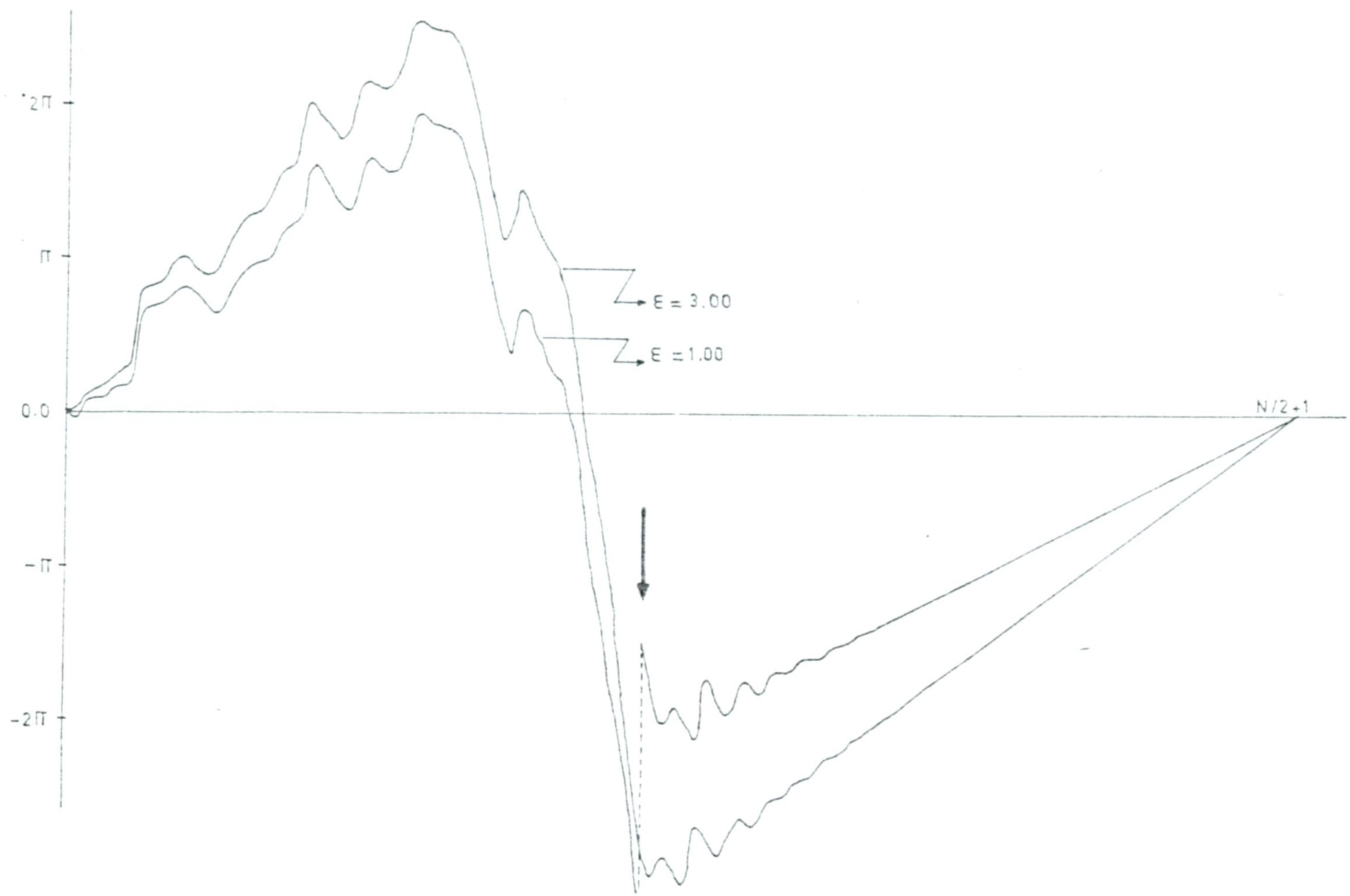
Şekil 4.2 : Gerçek arazi verisinden alınmış sismik iz parçası.



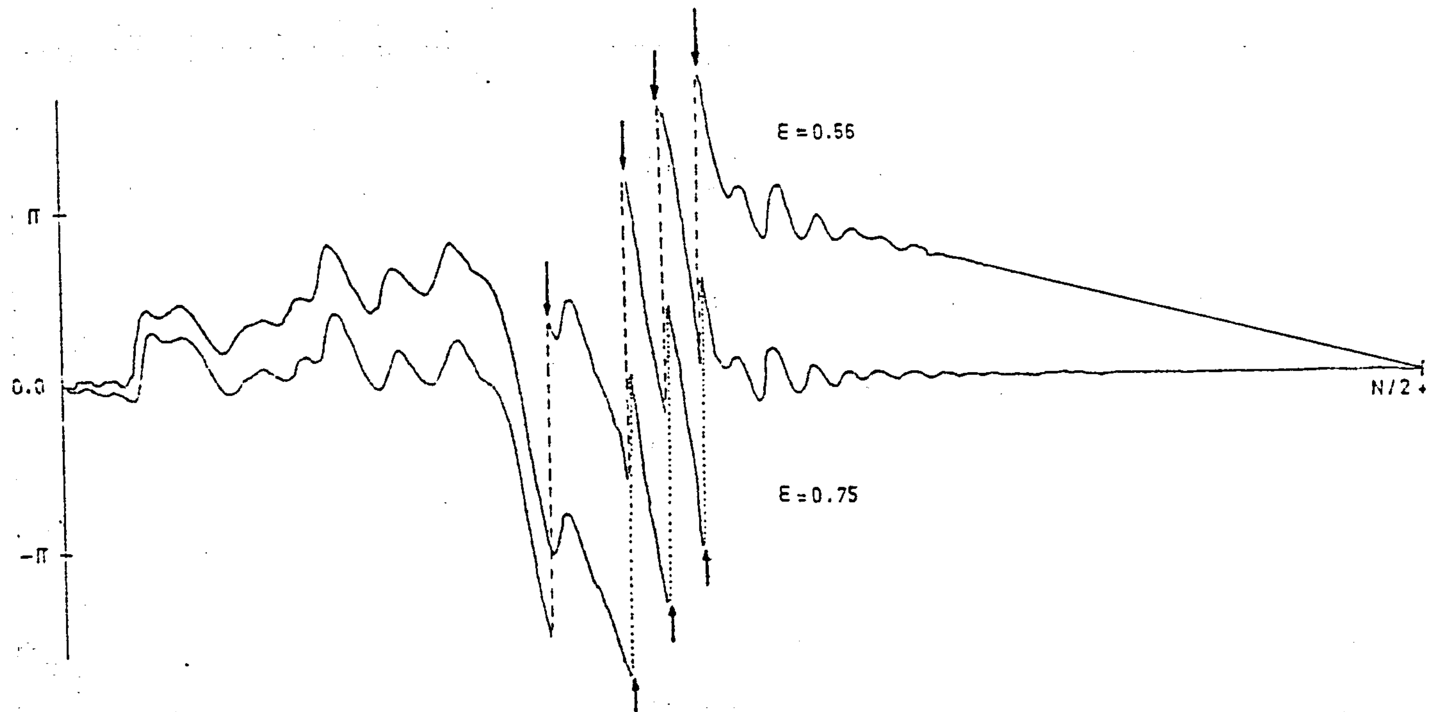
Şekil 4.3 Giriş verilerinin ARG[X(k)] asıl faz değerleri. Süreksizlik bölgeleri kesik çizgi ile belirtilmiştir.



Şekil-4.4 Sürekli Faz Eğrisi ve Bunun Doğrusal Bileşeni



Şekil – 4.5 E = 3.00 ve E = 1.00 için doğrusal bileşeni giderilmiş (ramp free) sürekli faz eğrileri. E = 1.00 için okla işaretli yerde ani bir sıçrama görülmektedir.



Sekil – 4.6 ε 0.75 ve ε 0.56 için doğrusal bileşeni giderilmiş (ramp free) sürekli faz eğrileri. Okla işaretli yerlerde ani sıcramalar görülmekte.

4.2.1. Verilerin İşleme Hazırlanması

Kompleks kepstrum hesabında logaritma, mutlak değer ve arctanjant gibi doğrusal olmayan işlemler; logaritmik spektrum $\hat{X}(z)$ içerisine sonsuz frekans veya periyotlarda bütün harmoniklerin girmesine neden olurlar. Bu sebeplerden kompleks kepstrum genellikle sonsuza kadar sıfır olmayacaktır. İşlemlerin çeşitli aşamalarında ayrık hızlı Fourier dönüşümü(FFT)nün kullanılması bu peryodların, esas peryod $-1/2\Delta f < T \leq 1/2\Delta f$ aralığına katlanması etkisini yapar(Stoffa ve diğ.,1974). Bu ve benzeri sorunların giderilmesi için; kepstrum hesabına geçmeden önce örneklenmiş verilere şu işlemler uygulanmalıdır.

1) Veri a^t şeklinde üstel bir fonksiyonla ağırlıklandırılarak yansima katsayıları serisinin minumum fazlı olması sağlanır ve kepstrumdaki katlanmalar(aliasing) azaltılmış olur. Burada, t örnek sayısı (=0,1,2,...,N) ve a<1 dir. a'nın seçimi büyük ölçüde tecrübe ve deneyim gerektirmektedir. Bu bakımdan ağırlıklandırmada dikkatli davranılmalıdır. a büyük (bire çok yakın, 0.999 gibi) seçilirse kompleks kepstrumdaki katlanmalar tamamen yok edilememekte,şayet a küçültülürse bu kez de ters ağırlıklandırma esnasındaki gürültü katlanması(round of error)nedeniyle verilerin sonlarına doğru istenilen bilgiler kaybolmaktadır. Bu gürültü katlanmaları biraz da çalışılan bilgisayara bağlıdır. Bizim çalıştığımız 16 dijit hassasiyetli IBM 370/125 sisteminde a^t'nin 0.005 den daha küçük olduğu yerden itibaren gürültü katlanmalarının girdiği görülmüştür. Buna göre, 1024 örnekten oluşmuş bir sismik izi ağırlıklandırırken a = 0.995 den daha küçük alınmamalıdır. Bu

$$a = \exp(\mathrm{ALOG}(0.005)/N) \qquad (4.1)$$

şeklinde formüle edilerek bütün veriler için standartlaştırılmıştır. Hemen belirtmek gerekir ki 0.005 değerinin seçimi deneysel olup kullanılan FFT programı ve çalışılan bilgisayara bağlıdır.

Ulrych ve Stoffa çalışmalarında hernekadar bu katsayıyı a=0.985(Ulrych,1971), a=0.965(Ulrych ve diğ.,1972) ve a=0.960 (Stoffa,1974a) alarak yansıma katsayıları serisini minumum fazlı yaptıklarını söylemişler ise de sismik prospeksiyonda bu rakamın alınması mümkün değildir. Zira, çıkış verilerinin yarısında hatta daha da erken gürültü katlanmaları gerçek sinyali bozup karıştıracaktır. Ulrych(1971) böyle bir sorunla karşılaşmamış olabilir, zira çalışması yapay veriler üzerine olup maksimum veri uzunluğu 350 örnektir. Yöntemin telesismik olaylara uygulandığı ikinci çalışmada(Ulrych ve diğ.,1972) ise yaklaşık 5 saniyelik P-coda dalgasının düşey bileşenleri 0.05 saniye aralıklarla örneklenmiştir. Buna göre veri 100 örnekten oluşmaktadır, a=0.965 alınarak gürültü katlanması ile karşılaşılmaması gayet doğaldır. Bu veri uzunluğu, bizim önerdiğimiz (4.1) formülüne tatbik edilirse a=0.946 olarak bulunur. Demek ki elimizdeki verilere göre ağırlık fonksiyonu katsayısı daha da küçük alınabilmektedir. Keza, aynı şekilde Stoffa da yapay veriler üzerinde çalışmıştır. Çalıştığı örnek dikkatle incelenirse(Stoffa,1974a s.476, Şekil 5d) verisinin son kısımlarında doğrusal bir gürültü etkisi hemen dikkati çekmektedir. Buhl ve arkadaşları(Buhl ve diğ.,1974) a=0.998 olarak almışlar ve uygulayıcılara da bunu önermişlerdir. Ancak onların çalıştığı veri iki saniye uzunluğunda olup 500 örnekten oluşmaktadır. Halbuki sismik prospeksiyonda veri uzunluğu genellikle 5 saniye olup 0.004 saniye aralıklarla örneklenmektedir ki buda 1250 örnek yapar. Yani a=0.998 alarak katlanmadan kurtulunsa bile yansıma katsayıları serisinin minimum fazlı yapılamama sorunu ortaya çıkmaktadır.

Verilerin ağırlıklandırılmasındaki bu sınırlamadan dolayı yansıma katsayılarının tamamen minumum fazlı yapıldığından emin olamayız. Reverberasyonların giderilmesi çalışmasında bu sorun değildir. Zira reverberasyonlar zaten minumum fazlıdırlar. Burada ağırlıklandırmadaki asıl amaç yansıma katsayıları serisini minumum fazlı yapmak değil, kompleks kepstrumdaki katlanmaları asgariye indirmektir. Ancak, çalışma yansıma katsayıları serisinin saptanmasına yönelikse ağırlıklandırma katsayısı seçimi oldukça önemlidir. Zira ağırlıklandırma sonunda yansıma katsayıları serisinin minumum fazlı hale dönüşmüş olması gerekir, yoksa filtreleme esnasında yansıma katsayılarına ait bazı bilgileri, özellikle maksimum fazlı bileşenlerinin kaybedilme olasılığı herzaman mümkündür.

Kompleks kepstrum hesabında ağırlıklandırmanın önemini vurgulaması bakımından Şekil 4.7 tipik bir örnektir.

2) Programın akışı içerisinde çeşitli aşamalardaki hızlı Fourier dönüşüm (FFT) işlemi yapan program radix-2 algoritmasına göre düzenlendiğinden herhangi uzunluktaki örneklenmiş verinin sonuna sıfırlar eklenerek boyu ikinin katı (2^m) uzunluğa tamamlanır.

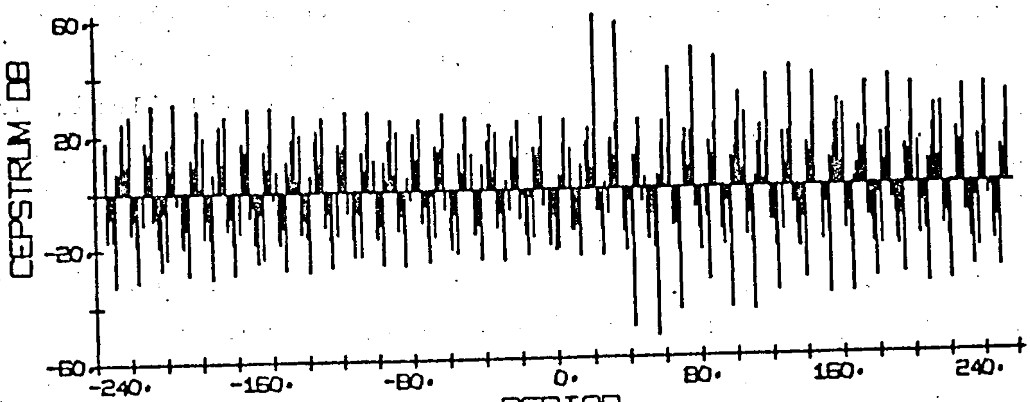
3) Kompleks kepstrumdaki katlanmalar hernekadar üstel ağırlıklandırma ile azaltılmış ise de yine de etkindirler. Orjinal zaman serisinin sonuna sıfırlar eklenerek bu sorun mümkün mertebe azaltılır. Bu uzunluk, çalışmalarımızda $4*2^m$ olarak alınmıştır.

4) Hızlı Fourier dönüşümü yapan altprogramlar için gerekli ise, veriler karmaşık(kompleks) hale getirilmelidir.

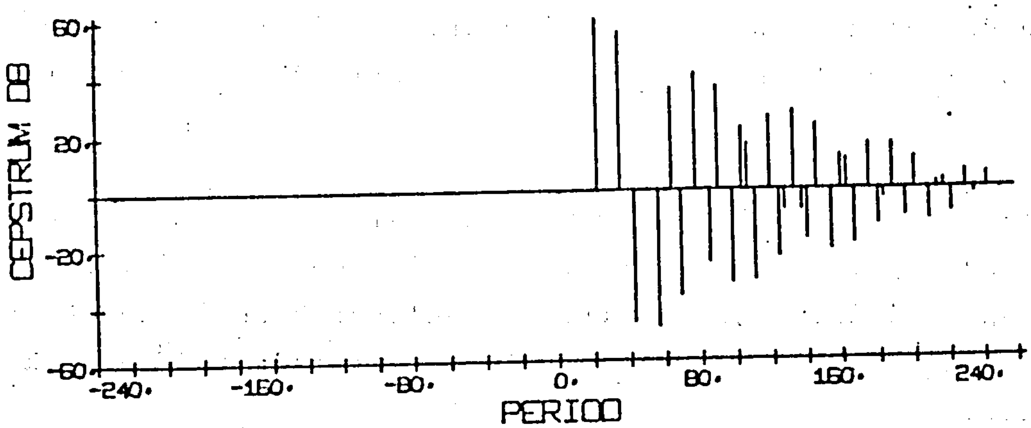
5) İşlem, dalgacık elde edilmesine yönelik ise doğrudan gelişlerin etkisini azaltmak için orjinal veri kosinüs penceresi ile pencerelenmelidir.

6) Şayet (1) uygulandı ise, dekonvolv edilmiş veri diğer bir deyişle ters karakteristik sistem (D_*^{-1}) çıkışı a^{-t} ile tekrar ağırlıklandırılmalıdır.

7) Gerekiyor ise çıkış verileri m_o kadar sağa kaydırılmalıdır.



(a)



(b)

Şekil 4.7 : (a) $r_o(t)=\delta(t)+\delta(t-21)+\delta(t-34)$ şeklinde üç impulstan oluşmuş bir zaman serisi, a = 0.975 ile ağırlıklandırılarak elde edilen komplex kepstrumunda katlanmaların olması ve sol tarafta piklerin bulunması, zaman serisini minimum fazlı yapmak için seçilen ağırlık katsayısının uygun olmadığını göstermektedir. (b) Aynı zaman serisi a=0.96 ile ağırlıklandırıldığında sol taraftaki etkilerin kaybolması, serinin minumum fazlı yapılması için bu katsayının yeterli olduğunu göstermektedir (Stoffa ve diğ.,1974).

4.3. Yöntemin Yapay Verilere Uygulanması

Bu bölümde tasarlanan yapı modelleri için elde edilen yapay sismogramlara yöntem uygulanarak, reverberasyonların giderilmesi, dalgacığın tekrar elde edilmesi ve yansıma katsayılarının büyüklüklerinin izafi olarak saptanması gösterilmiştir.

4.3.1. Reverberasyonların Giderilmesi

Su tabanındaki reverberasyon etkisinin

$$m(t) = \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n R^n \delta(t-nT_\omega) \qquad (1.14)$$

olduğuna daha önce (Bölüm 1.3) değinilmişti. Bu, enerjinin su tabakası içerisinde tutulan kısmını belirler. Yani enerjinin bu kadar kısmı su tabanından aşağıya asla geçmez ve su tabakası içerisinde reverbere olur. Daha derindeki yansımalar dikkate alınmayacak olursa elimizde sadece bu m(t) enerji bileşeni kalır. Halbuki enerjinin bir kısmı su tabakasında tutulurken bir kısmı tabandan aşağı doğru geçerek çeşitli formasyonlarda yansıdıktan sonra tekrar yüzeye gelecek ve gene reverberasyona uğrayarak formasyonlardan gelen gerçek yansımaları örtüp karıştıracaktır (Kalisvaart ve Sheriff, 1961).

Yukarıda tanımlanan (1.14) bağıntısında $0 < R < 1$ olup, su tabanının yansıma katsayısıdır. T_ω enerjinin su içindeki gidiş-geliş zamanıdır. Bu sadece su tabanının oluşturduğu reverberasyon üreteci olup iki elemanlı filtre etkisine karşılıktır(Backus, 1959; Pfleuger,1972). $R < 1$ olduğu için reverberasyon serisi minimum faz gecikmeli bir dizidir.

Yansıtıcı yapı, zaman ortamında birim örnekleme aralığı ile rastgele dağıtılmış n impulsten oluşan

$$r_i(t) = \sum_{i=1}^{n} \alpha_i \delta(t - t_i) \qquad t_i \geq 0 \qquad (4.2)$$

causal serilerle modellenir(Stoffa ve diğ.,1974). Su tabanı reverberasyon serisi $m(t)$, yansıtıcı yapı serisi $r(t)$ ve kaynak fonksiyonu $w(t)$'nin konvolüsyonu

$$s(t) = m(t) * r(t) * w(t) \tag{4.3}$$

gürültüsüz reverberasyonlu yapay sismik izi verecektir. Her iki tarafın z-dönüşümü alınırsa

$$S(Z) = M(Z)\ R(Z)\ W(Z) \tag{4.4}$$

elde edilir. Yine her iki yanın tabii logaritması

$$\log S(Z) = \log M(Z) + \log R(Z) + \log W(Z)$$

$$\hat{S}(z) = \hat{M}(z) + \hat{R}(z) + \hat{W}(z) \tag{4.5}$$

alındıktan sonra ters Fourier dönüşümü alınırsa

$$\hat{s}(T) = \hat{m}(T) + \hat{r}(T) + \hat{w}(T) \tag{4.6}$$

elde edilir. Reverberasyon etkisi $\hat{m}(T)$'nin sıfırlanarak geriye dönülmesi ile reverberasyonları giderilmiş sismik iz elde edilmiş olur.

Reverberasyonlu yapay sismogramların hazırlanması için iki yeraltı modeli tasarlandı(Şekil 4.8 ve 4.11). V_i ve ρ_i, i' nci tabakadaki akustik hız ve yoğunluk olmak üzere, formasyon sınırlarının yansıtabilirliği

$$R_i = \frac{V_{i+1}\ \rho_{i+1} - V_i \rho_i}{V_{i+1}\ \rho_{i+1} + V_i \rho_i} \tag{4.7}$$

bağıntısından elde edilir. Veriler $\Delta t = 4$ milisaniye aralıklarla örneklenirse tasarlanan modeller için reverberasyon $R(\Delta t.t)$, yansıma katsayıları serisi $C(\Delta t.t)$ ve kabul edilen dalgacığın konvolüsyonu sonucu reverberasyonlu yapay izler elde edilir(Şekil 4.9 ve 4.12).

Reverberasyon etkilerinin giderilmesinde Stoffa ve Buhl (1974a) kepstral ortamda çıkarma yöntemini kullanmışlardır. Bunlara göre, su tabanı reverberasyon etkisi

$$m(t) = \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n R^n \delta(t - nT_\omega)$$

nin kompleks kepstrumu

$$\hat{m}(t) = \sum_{m=1}^{\infty} (-1)^m \frac{R^n}{m} \delta(T - mT_\omega) \qquad (4.8)$$

olacaktır. Bunu reverberasyonlu sismik izin kompleks kepstrumundan çıkararak reverberasyonsuz sismik izi

$$\hat{s}(T) = \left[\hat{m}(T) + \hat{r}(T) + \hat{w}(T)\right] - \hat{m}(T)$$

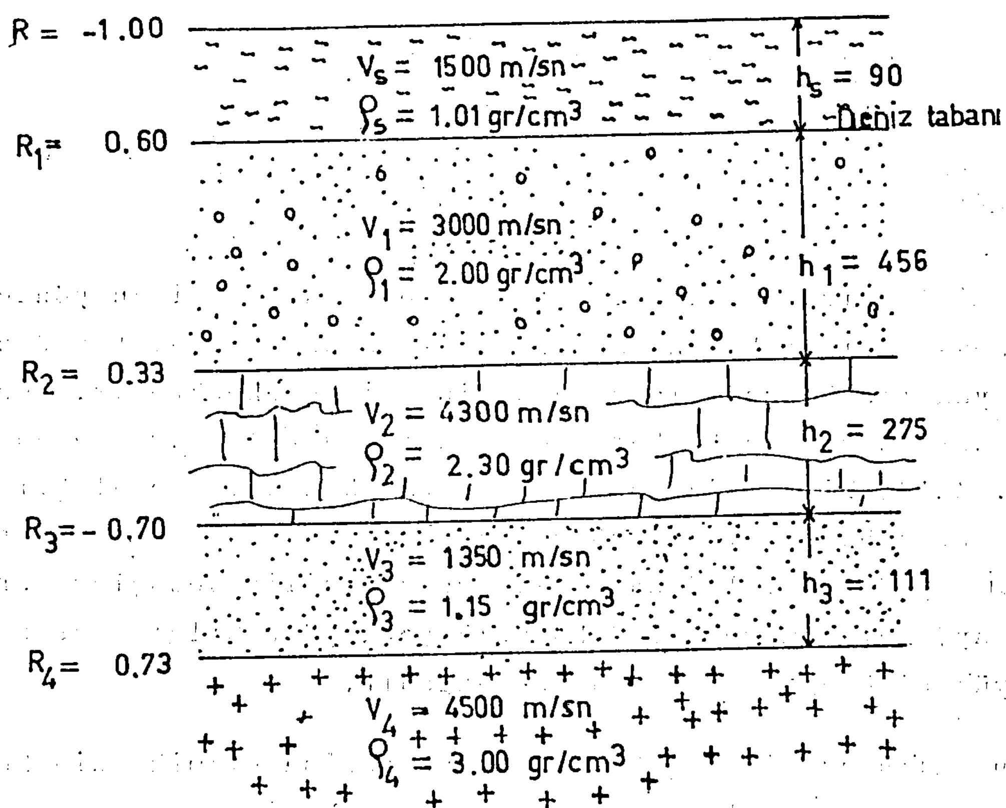
elde etmişlerdir. Ancak (4.8) den de görüldüğü gibi bu yöntemin uygulanması için ilk yansımanın geliş zamanına ilaveten deniz tabanı yansıma katsayısının da bilinmesi gerekmektedir. Bunun saptanmasında yapılacak hata yorumlamada yanılgılara sebep olacaktır. Kaldı ki, deniz tabanı yansıtma katsayısı sağlıklı biçimde saptanabilirse, reverberasyonların giderilmesinde Butkus filtresi (Bölüm 1.3) daha pratik ve güvenilir sonuçlar vermektedir. Ayrıca; homomorfik dekonvolüsyona göre bilgisayar zamanından büyük ölçüde tasarruf sağlanmaktadır.

Bu çalışmada ise, çıkarma işlemi yerine sismik izin kompleks kepstrumu, $\hat{s}(T)$'nin reverberasyon etkisinden gelen bileşenleri

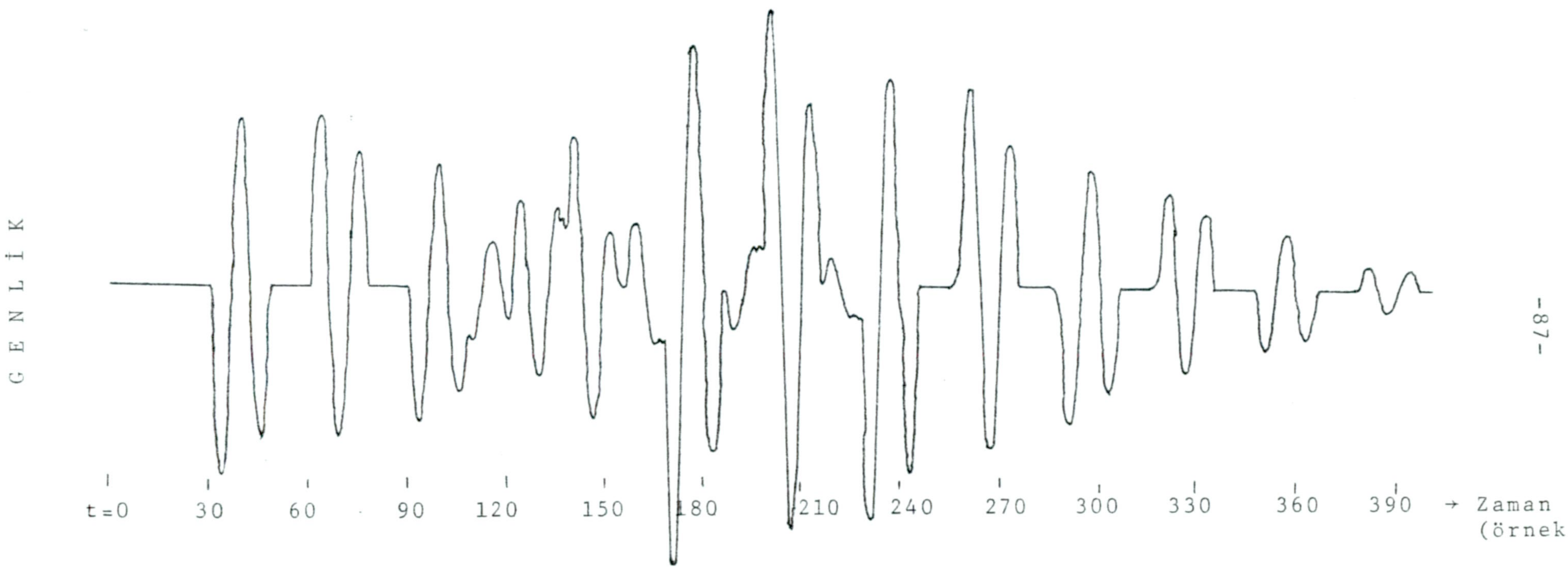
$$\sum_{m=1}^{\infty} \hat{s}(T - mT_{\omega}) = 0 \tag{4.9}$$

sıfırlanmaktadır. Diğer bir deyişle $\hat{s}(T)$, kepstral tarak filtreden geçirilerek geri dönüldüğünde reverberasyonsuz sismik iz elde edilmiş olunacaktır. Diğer yöntemlerde olduğu gibi burada da tek sorun enerjinin gidiş-geliş zamanı T_{ω} nın saptanmasıdır ki bunun içinde elimizde oldukça güçlü bir araç power kepstrum (Kara ve Alptekin,1983) yöntemi vardır.

Tasarladığımız yeraltı modeli (Şekil 4.8) için elde edilen sismik iz (Şekil 4.9a)'e bakıldığında birçok yansıtıcı yüzey varmış gibi bir izlenim edinilmekte olup gerçek yansıtıcı yüzeylerin ayırt edilmesi mümkün olmamaktadır. Yalnız reverberasyon

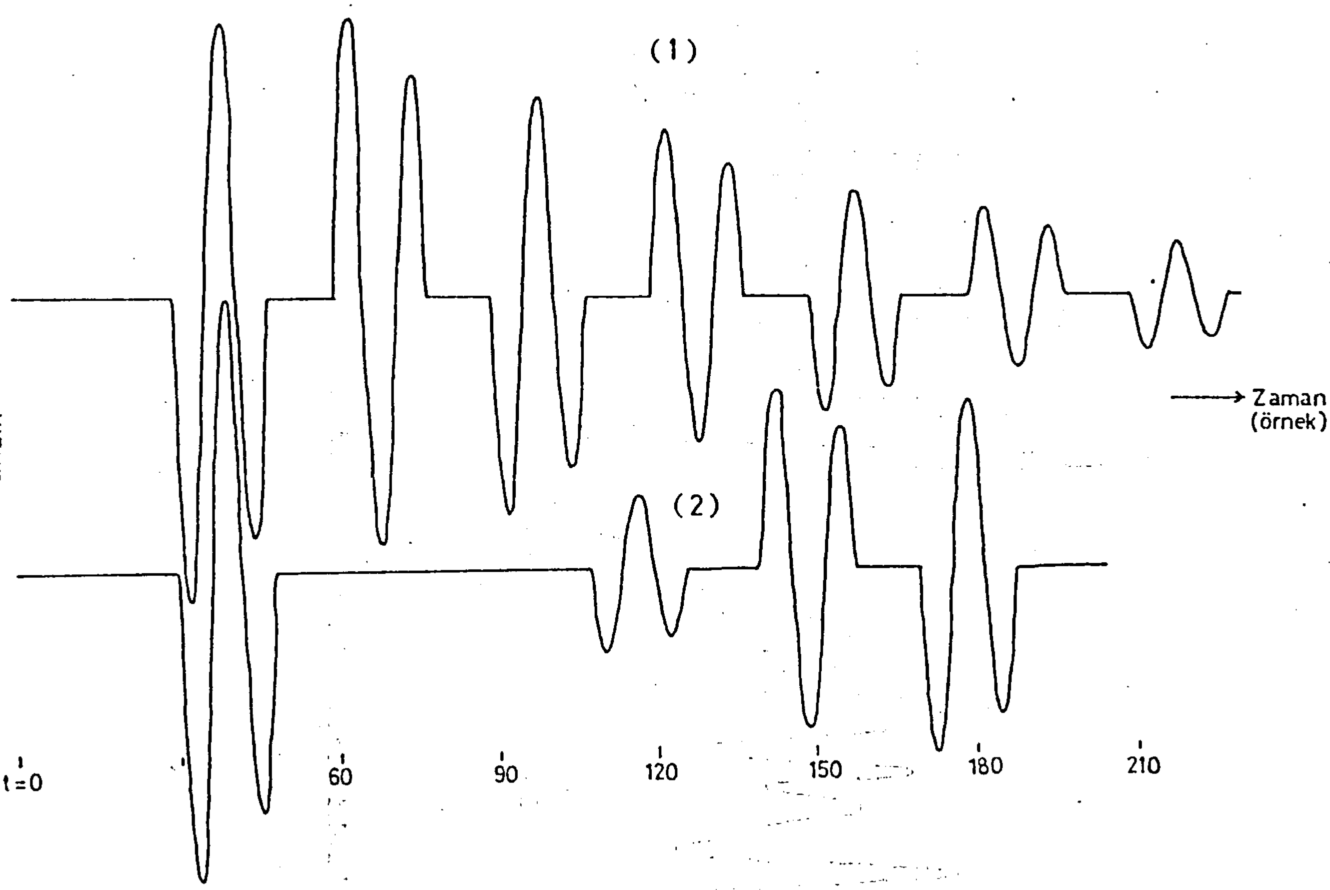


Şekil 4.8 : Yeraltı modeli. Kaynak ve algılayıcıların yüzeyde olduğu ve offset(kaynak-algılayıcı arası açıklık) sıfır kabul edilerek hazırlanan yapay sismogramlarda reverberasyon,30 örnek yani 30.t saniye aralıklarla tekrarlanacaktır.



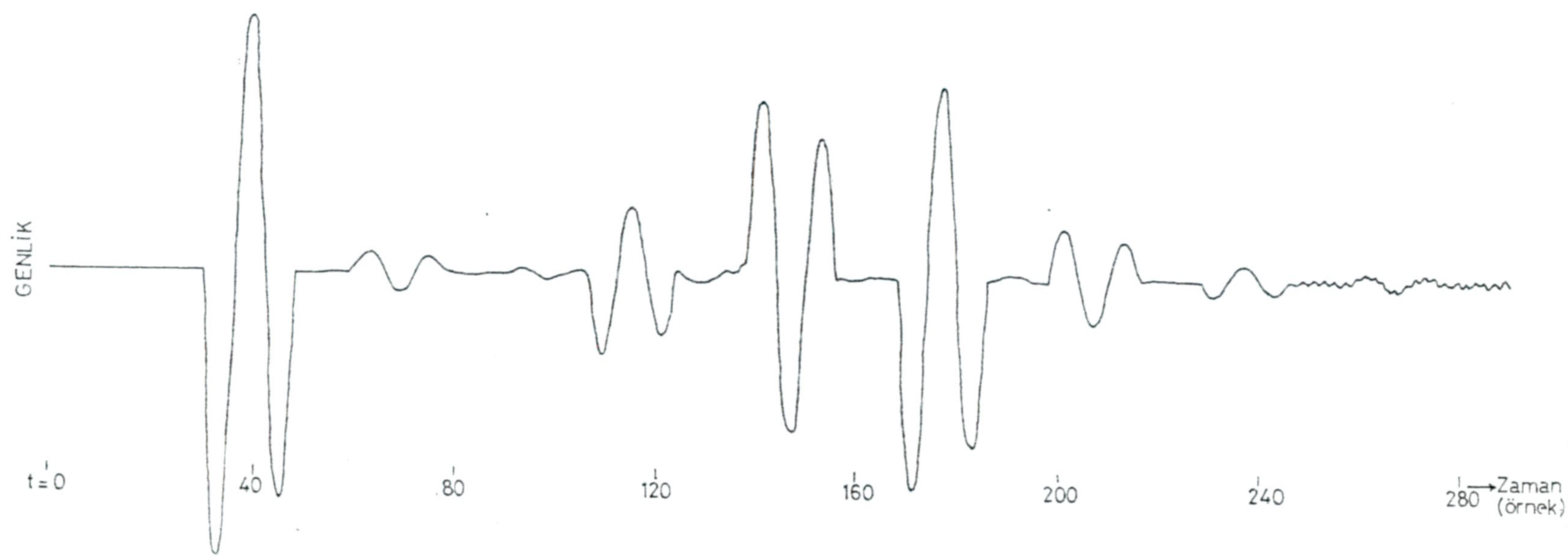
Şekil 4.9a : Şekil 4.8'deki model için elde edilen sismik iz.

etkisi Şekil 4.9b'de görülmektedir. Bu yapay sismik ize yukarıda anlatılan yöntem uygulandığında, izin son kısımlarında çok hafif bir reverberasyon etkisi kalmasına rağmen fevkalade tatminkar bir sonuç elde edilmektedir(Şekil 4.10). Aynı model için reverberasyon etkisi olmadığı varsayılarak hazırlanmış yapay sismik iz(Şekil 4.9b) ile karşılaştırarak bunu açıkca görebiliriz.



Şekil 4.9b : Yalnız reverberasyon etkisi (1) ve reverberasyonsuz sismik iz (2).

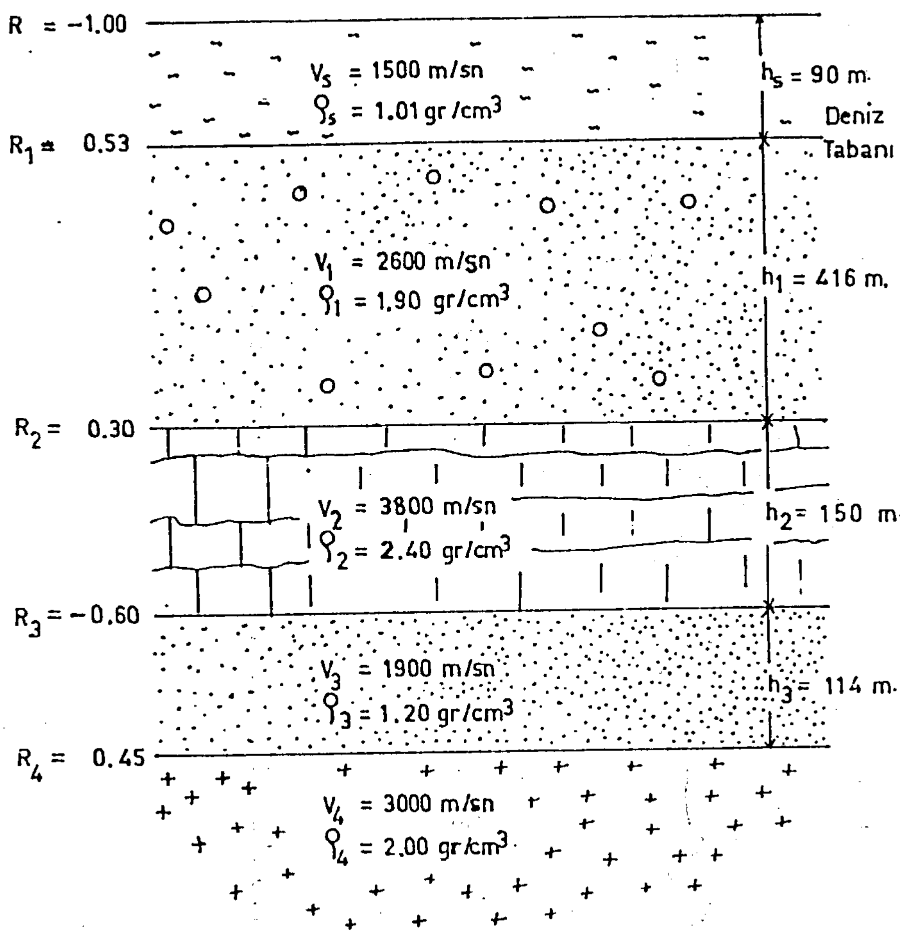
Bu model, yansıma katsayıları maksimum faz gecikmeli olacak şekilde ve biraz da abartılarak tasarlandı. Yansıma katsayıları serisi ağırlıklandırma ile tamamen minimum fazlı yapılama-



Şekil 4.10 : Şekil 4.9a'daki sismik izin reverberasyon etkisi giderilmiş hali.

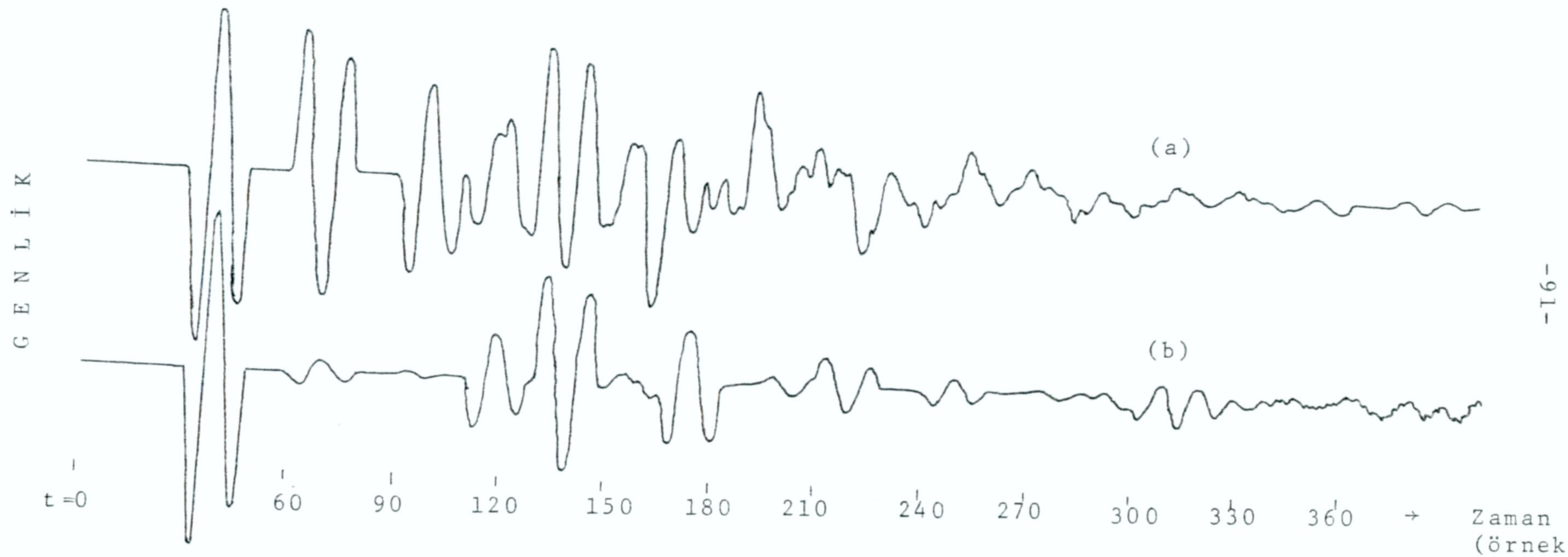
maktadır(Bölüm 4.1.1). Buna rağmen sonucun fevkalade tatminkar oluşu, bize reverberasyonların giderilmesinde yansıma katsayılarının minimum fazlı olup olmamasının önemli olmadığını belirtmektedir.

Şimdi yansıma katsayıları serisinin karışık faz gecikmeli olduğu daha gerçekci bir model (Şekil 4.11) üzerinde çalışalım.



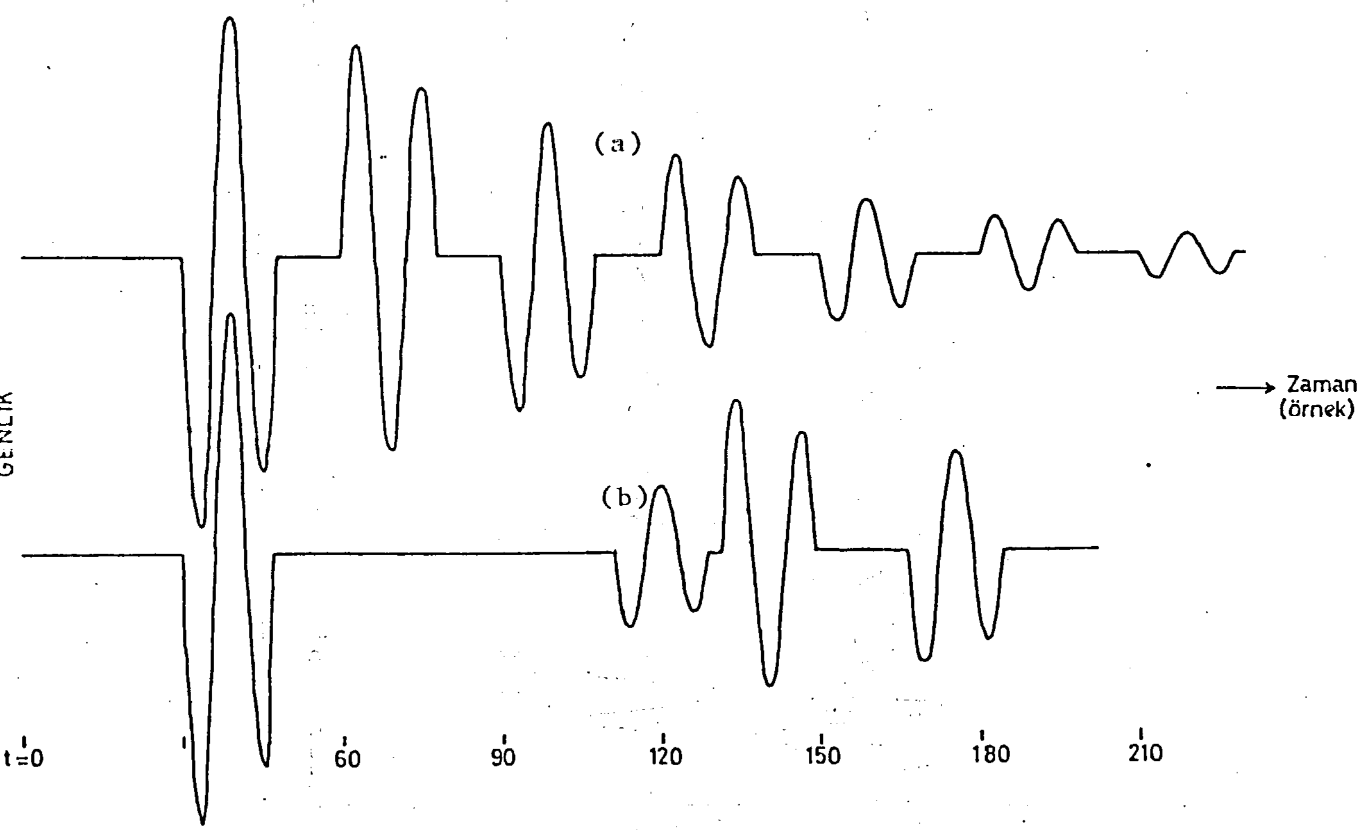
Şekil 4.11 : Deniz tabanı yer modeli. 4 ms aralıklarla örneklenirse 31,111,141 ve 171 nci örneklerde (yani n.t saniyelerde) yansıma spike'ları elde edilir.

Bu modelin verdiği yapay sismogram(Şekil 4.12a)a yöntem uygulanarak elde edilmiş reverberasyonsuz sismik iz Şekil 4.12b' de



Şekil 4.12 : (a) Deniz tabanını gösteren bir yer modeli için yapay sismik iz.
(b) Aynı izin reverberasyon etkisi giderilmiş hali.

görülmektedir. Bunun Şekil 4.13b'deki ideal iz ile mukayesesi yöntemin başarısı hakkında açık bir fikir vermektedir.



Şekil 4.13 Şekil 4.11 de verilen model için yalnız reverberasyon etkisi (a) ve hiç reverberasyon olmaması halindeki sismik iz (b).

4.3.2. Sismik İzlerden Kaynak Dalgacığı(Wavelet)nın Tekrar Elde Edilmesi

Sismik çalışmalarda, özellikle deprem sismolojisinde sismik dalgacığın şekli hakkında bilgi edinilmesi önemli bir sorundur. Zira bu sayede dalgayı ileten ortamın soğurma(attenuation) ve dispersiyon özellikleri hakkında bilgi edinilir. Sismik prospeksiyonda kaynak dalgacığının minumum fazlı olduğu kabul edilir.

Bu varsayım genellikle doğrudur. Yoksa bu tür verilerin işlenmesinde birtakım sorunlarla karşılaşılır. Örneğin predictive dekonvolüsyon uygulanamaz. Bu gibi durumlarda, homomorfik dekonvolüsyon yöntemi bize kaynak dalgacığının saptanması imkanını vermektedir.

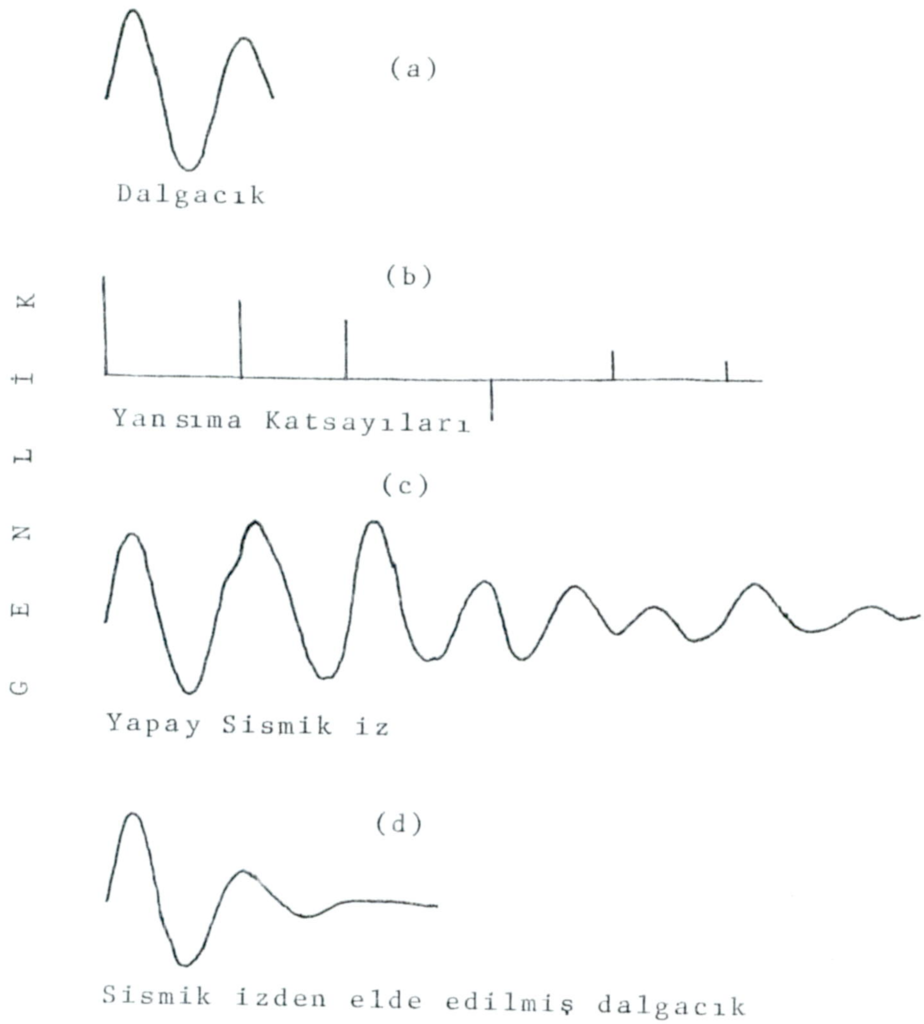
Bir sismik izin kompleks kepstrumu alındığında, kaynaktan gelen dalgacık(wavelet) etkisinin büyük bölümü kepstral orijin (n=0) civarında toplanırken, yankıların etkisinin daha büyük quefrency (n) değerlerine saçıldığına daha önce (Bölüm 3.6) değinilmişti. Uygun bir kepstral filtre ile bu iki bileşen birbirinden ayrılabilir. Bu ayırma işlemi, alçak geçişli veya tarak filtrelerle olmak üzere iki şekilde olabilir.

Şayet kaynak dalgacığı minumum faz gecikmeli değilse kompleks kepstrumu çok yavaş sönecek ve geniş bir quefrency bandına yayılacaktır. Bunun orijinden biraz sonra kesilmesi kaynağa ait birçok bilginin yitirilmesine sebep olacaktır. Bu şekildeki bir izden kaynak dalgacığının tekrar elde edilmesi için, kompleks kepstrum yansıma zamanlarında sıfır olan tarak filtreden geçirildikten sonra düzgünleştirilerek (Şekil 3.13) geriye dönülürse kaynak dalgacığı tekrar elde edilmiş olur. Burada tek sorun,yansımaların belirgin,yani yansıma katsayılarının yeterli büyüklükte olması ve geliş zamanlarının sağlıklı biçimde tesbitidir ki bunlardan ikincisi için elimizde kuvvetli bir araç, power kepstrum yöntemi (Kara ve Alptekin,1983) vardır. Bu tür bir filtre - leme ancak sınırlı sayıda yansımanın olduğu deprem kayıtlarına başarı ile uygulanabilir. Sonsuz denebilecek kadar çok sayıda yansımanın olduğu sismik prospeksiyon kayıtlarına uygulanması pek olası değildir.

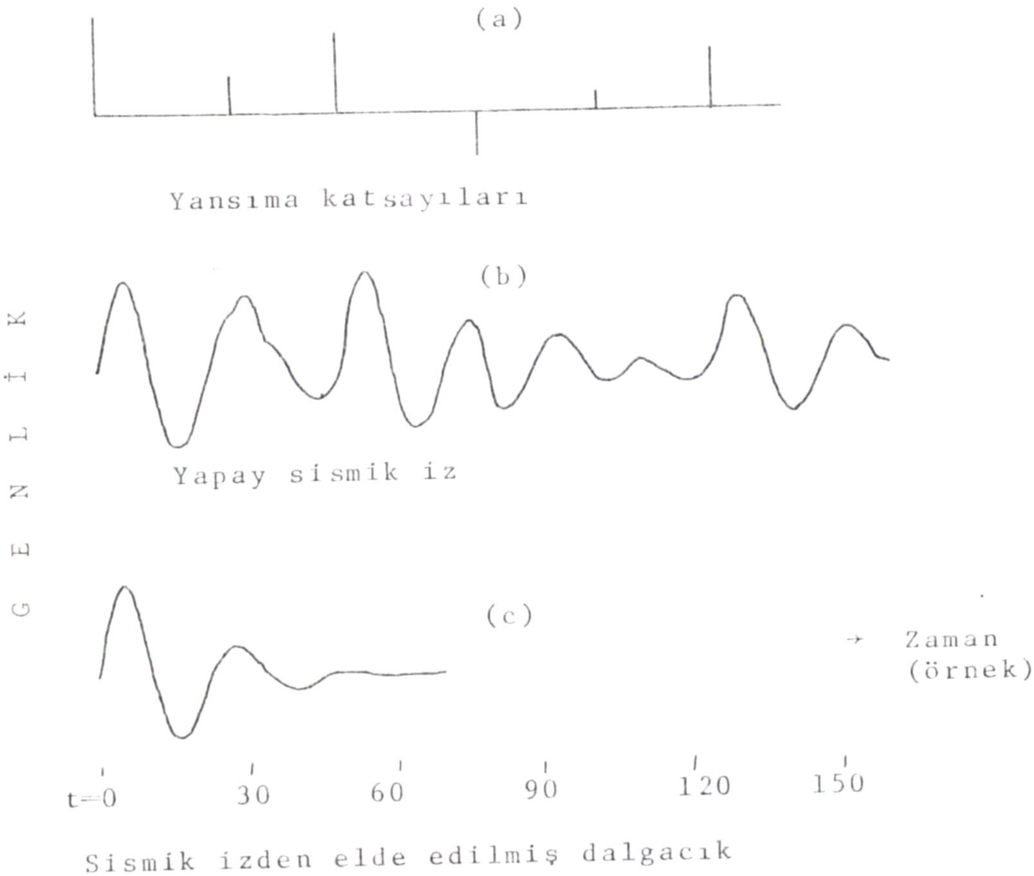
Sismik prospeksiyonda kaynak dalgacığı genellikle minimum fazlı olduğu için, kaynağın kompleks kepstrumu çok hızlı sönecektir. Bu tür sismik izlerden dalgacığın elde edilmesi için kompleks kepstruma kısa geçişli filtre (Şekil 3.15) uygulanmalıdır. Burada n_- ve n_+ değerlerinin saptanması ilk bakışta bir sorun gibi görülüyor ise de pratikte bir iki denemeden sonra hesabı mümkün olmaktadır. Şayet yansıma katsayıları minimum fazlı veya minimum fazlı hale getirilmiş ise kompleks kepstrumdaki etkileri tamamen sağ tarafta saçılacak, sol taraftaki etkiler ise yalnızca kaynağın maksimum faz bileşenlerinden gelmiş olacaktır. Bu takdirde uygulanan alçak geçişli filtrede(Şekil 3.15) $-n>m_o$ olmalıdır. Burada m_o maksimum faz bileşenidir. Söylenenin tersi de olabilir. Yani, kaynak minimum fazlı, yansıma katsayıları karışık fazlı olabilir. Kaynak ve yansıma katsayılarının her ikisi de karışık fazlı ise -n'in saptanması bir problem yaratır. Ancak sismik prospeksiyonda böyle bir sorun pek olası değildir. Asıl sorun n_+ in saptanmasıdır. Sismik izdeki ilk yansıma zamanı n_c bilinmiş olsaydı $n_+<n_c$ alınması gerekirdi. Sismik prospeksiyonda her iz için n_c nin saptanması yoluna gidilmesi pek pratik değildir. Bu bakımdan n_+ ın saptanması pratik olarak tecrübe ve deneyim gerektirir. n_+ çok küçük alınırsa kaynağa ait birtakım bilgi atılmış olur. n_+ büyük alındığında, kaynak dalgacığına,kendisine ait olmayan bilgiler karıştırılmış olunur.

Esasında, minimum fazlı dalgacığın kompleks kepstrumu hızla sönüme uğramasına rağmen bütün quefrency'ler boyunca devam eder. Bunun bir yerden kesilmesi, az da olsa kaynağa ait bir kısım bilginin yitirilmesi demektir. Ayrıca kepstrumdaki ani kesilmenin mahsurlarını önlemek için filtrenin son kısımları her iki taraftan yuvarlatılmalıdır. Çalışmalarımızda bu uzunluk ihtiyaca göre seçilebilen bir kosinüs penceresi ile sağlanmıştır(Şekil 3.16).Bu diğer tür filtrelemeler için de geçerlidir.

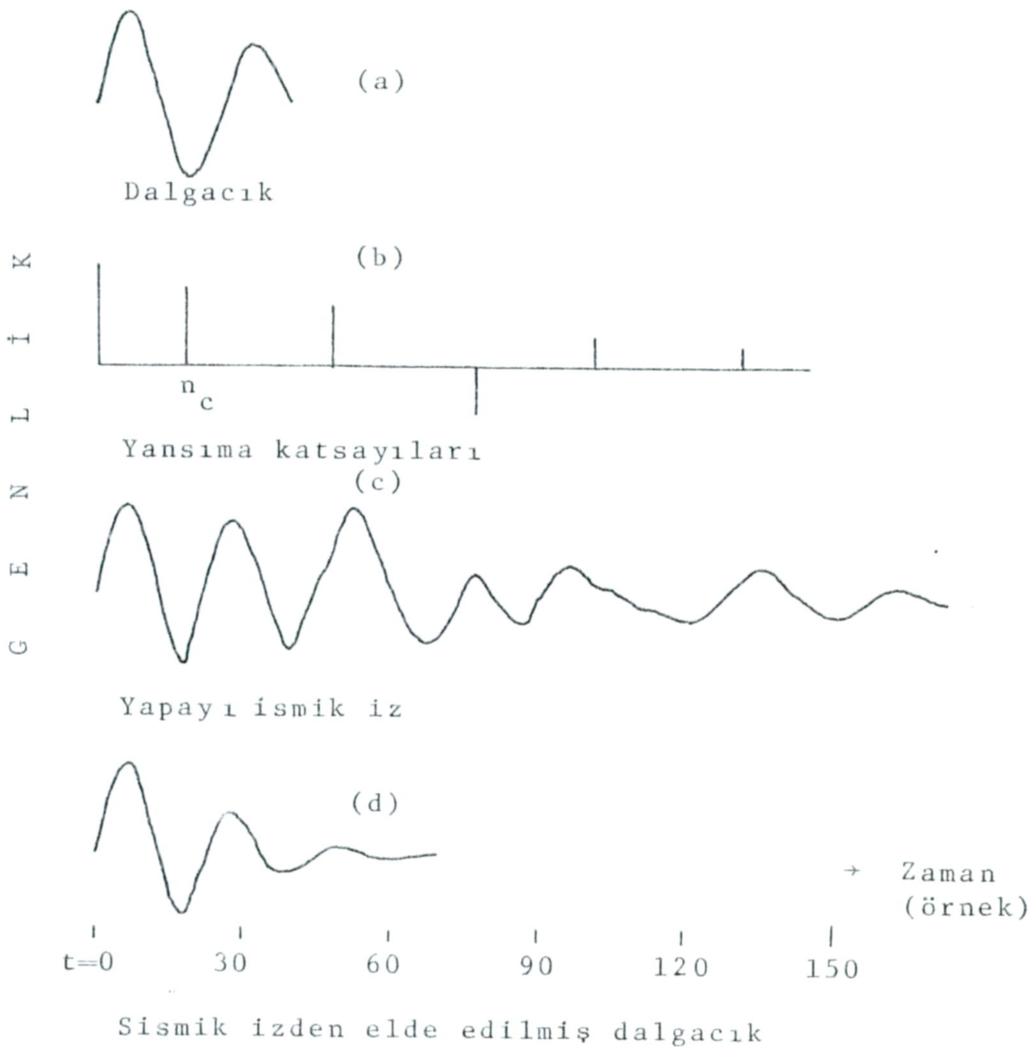
Aşağıda çeşitli modellerle oluşturulmuş sismik izlerden kaynak dalgacığının tekrar elde edilişi görülmektedir(Şekil 4.14 - 4.17). Şekillerin incelenmesi yöntemin başarısı hakkında yeterli bilgiyi vermektedir.



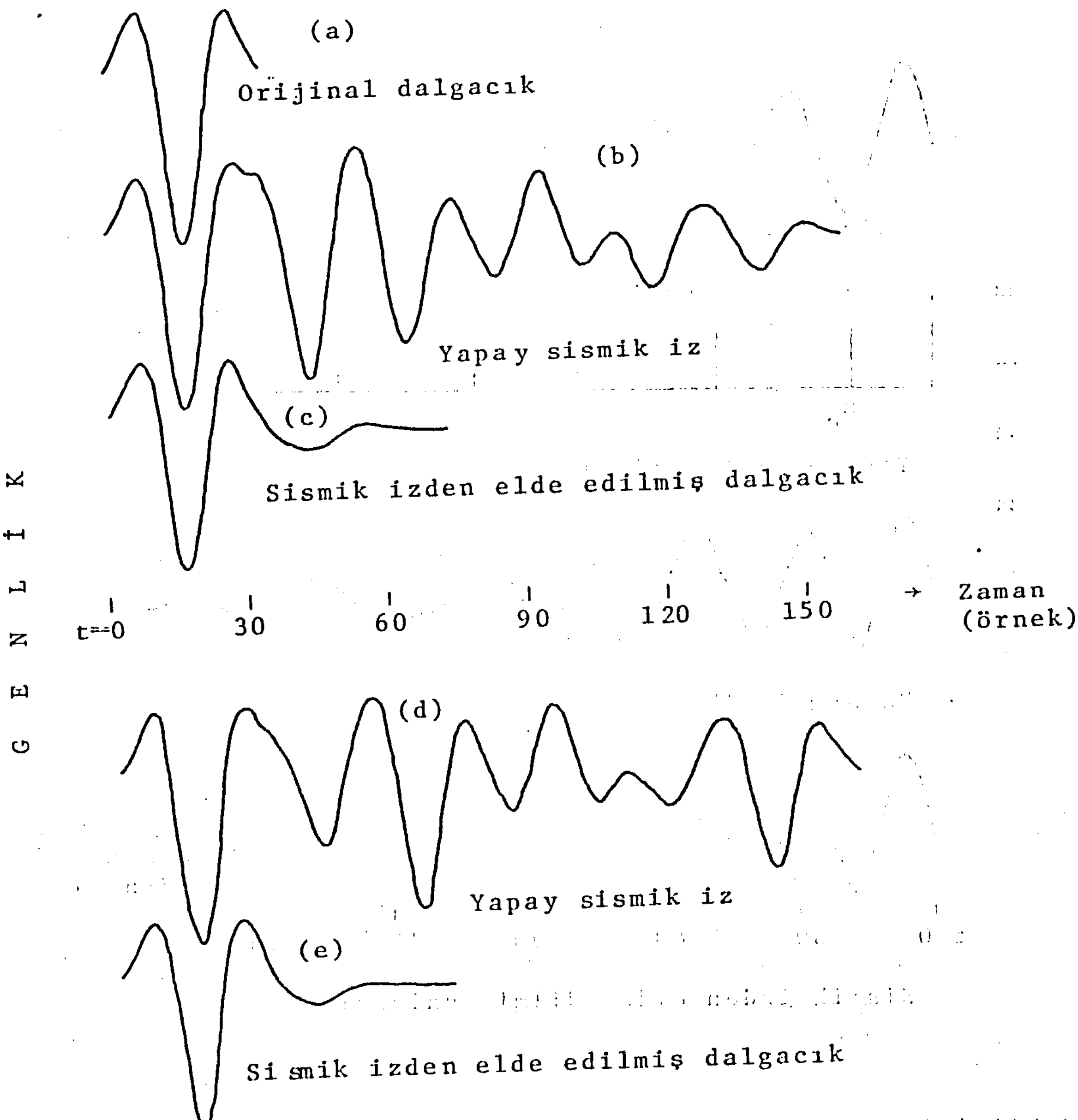
Şekil 4.14 : (a) Sönümlü sinüsoid biçimindeki bir dalgacık ve
(b) Minimum fazlı yansıma katsayıları serisinin konvolüsyonundan
(c) Oluşan sismik izden
(d) Tekrar elde edilmiş dalgacık.



Şekil 4.15 : Şekil 4.14a'daki kaynak dalgacığının karışık fazlı yansıma katsayıları serisi (a) ile konvolüsyonundan oluşan sismik izden (b) tekrar elde edilmiş dalgacık (c).



Şekil 4.16 : Şekil 4.14b'deki yansıma katsayıları serisinde n_c daha küçültülerek(b) ve daha büyük periyotlu dalgacık (a) ile konvolüsyonundan oluşmuş sismik iz (c) den tekrar elde edilmiş dalgacık (d).



Şekil 4.17 : Şekil 4.14b ve 4.15a'daki yansıma katsayılarının Ricker dalgacığı (a) ile konvolüsyonundan oluşan sismik izlerden (b) ve (d), tekrar elde edilmiş dalgacıklar (c) ve (d).

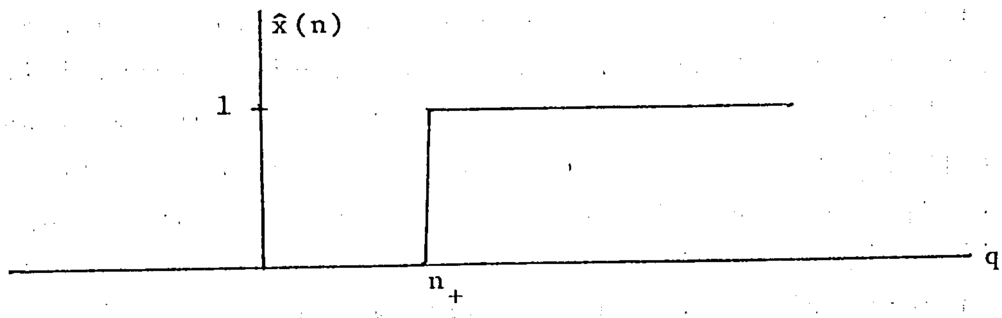
4.3.3. Sismik İzlerden Yansıma Katsayılarının Saptanması

Yer içinde yayılan elastik enerji, süreksizlik sınırlarından hem yansır, hem de kırılır. Bu ara yüzeylerin yansıtabilirliği yansıma katsayısı ile (Denk.4.7) belirlenir. Burada, yansıma katsayısı $|R_i|<1$ olup bire yaklaştıkça yüzeyin yansıtabilirliği de artar. $|R|=1$ olunca gelen enerji tümüyle yansıyarak aşağıya hiç enerji geçişi olmaz. Çeşitli yansıma katsayılarının oluşturduğu zaman serilerine yansıma katsayıları serisi denilip zaman ortamında birim örnekleme aralığında rastgele dağılımlı n impulstan oluşan

$$r_i(t) = \sum_{i=1}^{n} \alpha_i \delta(t - t_i) \qquad t_i \geqslant 0 \qquad (4.2)$$

causal serilerle modellenir(Robinson ve Silvia,1978, s.277).

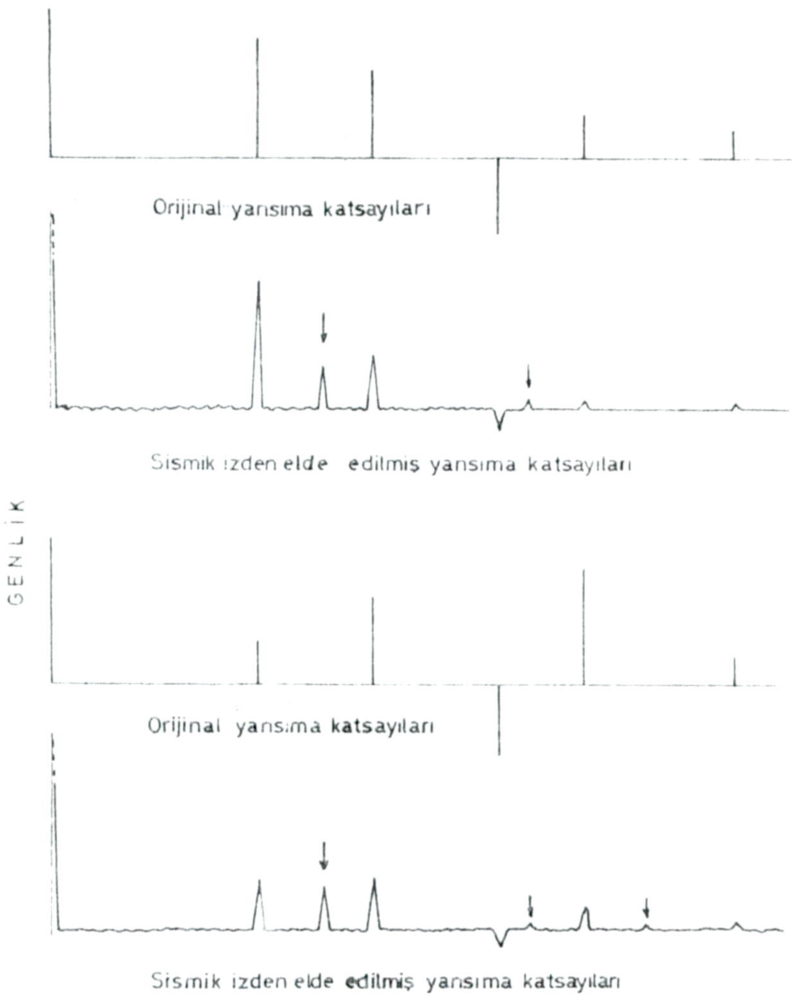
Homomorfik dekonvolüsyon yöntemiyle, sismik izlerden yansıma katsayılarının saptanabileceğine ve bunun için izin kompleks kepstrumuna yüksek geçişli bir filtre (liftre) uygulanması gerektiğine daha önce değinilmişti. Sismik iz uygun bir fonksiyonla ağırlıklandırılırsa(Bölüm 3.4) yansıma katsayıları serisi minimum fazlı olacak ve bunların kompleks kepstrumdaki etkileri, kepstral orijine göre sağ tarafta,yani pozitif quefrency değerlerinde saçılacaktır. Diğer bir deyişle negatif quefrency değerlerinde yansıma katsayısı etkisi bulunmayacaktır. Tek taraflı uzun geçişli bir filtre (liftre) den geçirilen (Şekil 4.18) kompleks kepstrum ile geri dönülürse yansıma katsayıları elde edilmiş olur. Ancak, burada kesme quefrency'i n_+ in saptanması tecrübe ve deneyim gerektirir. n_+ büyütülürse, ilk yansımalara ait bilgiler yitirilmiş olacaktır. n_+ küçültülürse bu kez de yansıma katsayıları serisi kaynak dalgacığına ait bir kısım bilgiyi de içerecektir. Şayet, seçilen ağırlık fonksiyonu ile yansıma katsayıları serisi tam anlamıyla minimum fazlı yapılamıyorsa, maksimum faz bileşenlerinden gelen etkiler kepstral orijinin sol tarafında saçılacaktır. Bu takdirde kompleks kepstruma iki taraflı filtre uygulanmalıdır(Şekil 3.16).



Şekil 4.18 : Tek taraflı uzun geçişli kepstral filtre

Kompleks kepstrum hesabında ayrık hızlı Fourier dönüşümü kullanılması, yansıma katsayılarının kepstrumunda bir katlanma oluşturur(Stoffa ve diğ.,1974). Sismik izin, uygun katsayılı üstel fonksiyonla ağırlıklandırılması, yansıma katsayılarını minimum fazlı yaparken katlanmaları da yok eder. Ancak bölüm 4.1.1'de açıklanan sebeplerden dolayı ağırlık katsayısı yeterli küçüklükte seçilemediği için kepstrumdaki katlanmalar tam anlamıyla yok edilememekte ve bu da tekrar elde edilmiş yansıma katsayıları serisini olumsuz yönde etkilemektedir.

Çeşitli yansıma katsayıları serisi ile, kaynak dalgacığının konvolüsyonu ile oluşturulan yapay izlere yöntem uygulanarak yansıma katsayıları tekrar saptandı. Orijinal yansıma katsayıları ve tekrar elde edilmiş yansıma katsayıları Şekil 4.19 da görülmektedir. Yansıma zamanları tam olarak, yansıma katsayıları ise izafi olarak saptanabilmektedir. Ancak, daha önce değinilen sebeplerden dolayı, tekrar elde edilmiş yansıma katsayılarında katlanmalar görülmekte olup, bunlar şekillerde okla işaretlenmiştir.



Şekil 4.19 : Orijinal yansıma katsayıları serisi ve bunların oluşturduğu sismik izlerden tekrar elde edilmiş yansıma katsayıları.

4.3.4. Homomorfik Dekonvolüsyonda Gürültü (Noise) Etkisi

Sismik çalışmalarda, ilişkili ve rastgele gürültüler olmak üzere iki tür gürültü ile karşılaşılır:

$$n(t) = w(t) * I(t) + g(t)$$

Bunlardan ilişkili gürültü bileşeni $w(t) * I(t)$ kaynakla ilişkili olup difraksiyon, yanal yüzeylerden gelen yansımalar vb. etkilerle oluşmuş gürültülerdir(Ulrych,1971). Sismik izlerde bu tür gürültülerin varlığına karar vermek bir tecrübe işi olup yok edilmeleri de bazı özel veri-işlem tekniklerini gerektirir. Burada ele alınacak olan ise, rüzgâr, çevre şartları vb. dış etkilerden kaynaklanan rastgele nitelikli ilişkisiz, $g(t)$ toplamsal gürültüdür.

Sismik ize toplamsal gürültünün ilavesi, faz eğrisinin şeklini bozacaktır. Kompleks kepstrum, faz bileşenlerine de bağlı olduğundan, sismik ize gürültü karışmasının onu etkileyeceği ve bu etkinin sinyal/gürültü (S/G) oranına bağlı olacağı açıktır.

Diğer dekonvolüsyon yöntemlerine göre homomorfik dekonvolüsyon yöntemi toplamsal gürültülerden daha çok etkilenmektedir. Butkus(1975) bu etkiyi yapay verilerde deneysel olarak ayrıntılı biçimde incelemiştir. Konu burada sadece matematiksel açıdan ele alınacaktır.

Yalnız toplamsal gürültü içeren sismik izin

$$s(t) = w(t) * r(t) + n(t)$$

olarak ifade edildiği biliniyor. Burada, $w(t)$ kaynak dalgacığı (wavelet), $r(t)$ yansıma katsayıları ve $n(t)$ rastgele nitelikli toplamsal gürültüyü belirtmektedir. Yukarıdaki eşitlikte, her iki tarafın z-dönüşümü alınarak frekans ortamına geçilip

$$S(z) = W(z).R(z) + N(z)$$

her iki tarafın tabii logaritması alınırsa,

$$\hat{S}(z) = \log W(z)R(z)\left[1 + \frac{N(z)}{W(z)R(z)}\right]$$

$$\hat{S}(z) = \log W(z) + \log R(z) + \log\left[1 + \frac{N(z)}{W(z)R(z)}\right]$$

elde edilir. Bu bağıntı, hesap kolaylığı bakımından

$$M(z) = W(z)R(z)$$

dönüşümü yapıldıktan sonra tekrar yazılırsa,

$$\hat{S}(z) = \hat{W}(z) + \hat{R}(z) + \log\left[1 + \frac{N(z)}{M(z)}\right]$$

elde edilir. Sinyal gürültüden büyük olacağı için

$$\left|\frac{N(z)}{M(z)}\right| < 1$$

olacaktır. Buna göre,

$$\log\left[1 + \frac{N(z)}{M(z)}\right] ,$$

$$\log\left[1 + x\right] = x - \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{3} - \frac{x^4}{4} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots$$

açılımı gibi düşünülebilir. Buradan yaklaşık olarak

$$\hat{S}(z) \simeq \hat{W}(z) + \hat{R}(z) + \frac{N(z)}{M(z)}$$

yazılabilir. Kompleks kepstrum ortamına geçildiğinde

$$s(T) = w(T) + r(T) + n(T) * \frac{1}{m(T)} \qquad (4.3)$$

gibi oldukça karmaşık bir görünüm ortaya çıkmaktadır.

Bu duruma göre, kompleks kepstrum ortamında w(T) veya r(T) den birisi filtre (liftre) edildiğinde, m(T) den dolayı bu bileşenler tam olarak sıfırlanamamakta ve bu da gürültü bileşenini olumsuz yönde etkilemektedir. Yani, (4.3) bağıntısından da görüldüğü gibi kompleks kepstrum işlemi gürültüye karşı bir nevi amplifikatör etkisi yapmaktadır. Bu durum özellikle, kompleks kepstrumdan yansıma katsayılarının saptanmasına yönelik çalışmalarda kendisini hissettirmektedir.

Yaptığımız deneysel çalışmalar, S/G<10 ise homomorfik dekonvolüsyondan elde edilen sonuçlara karşı dikkatli davranılması gerektiği, S/G<7 ise yöntemin kesinlikle uygulanmaması gerektiği sonucunu ortaya çıkarmıştır. Butkus'un çalışmasının(Butkus,1975) bir tekrarı olmaması bakımından burada bu deneylerin ayrıntılı biçimde verilmesi gereksiz görülmüştür.

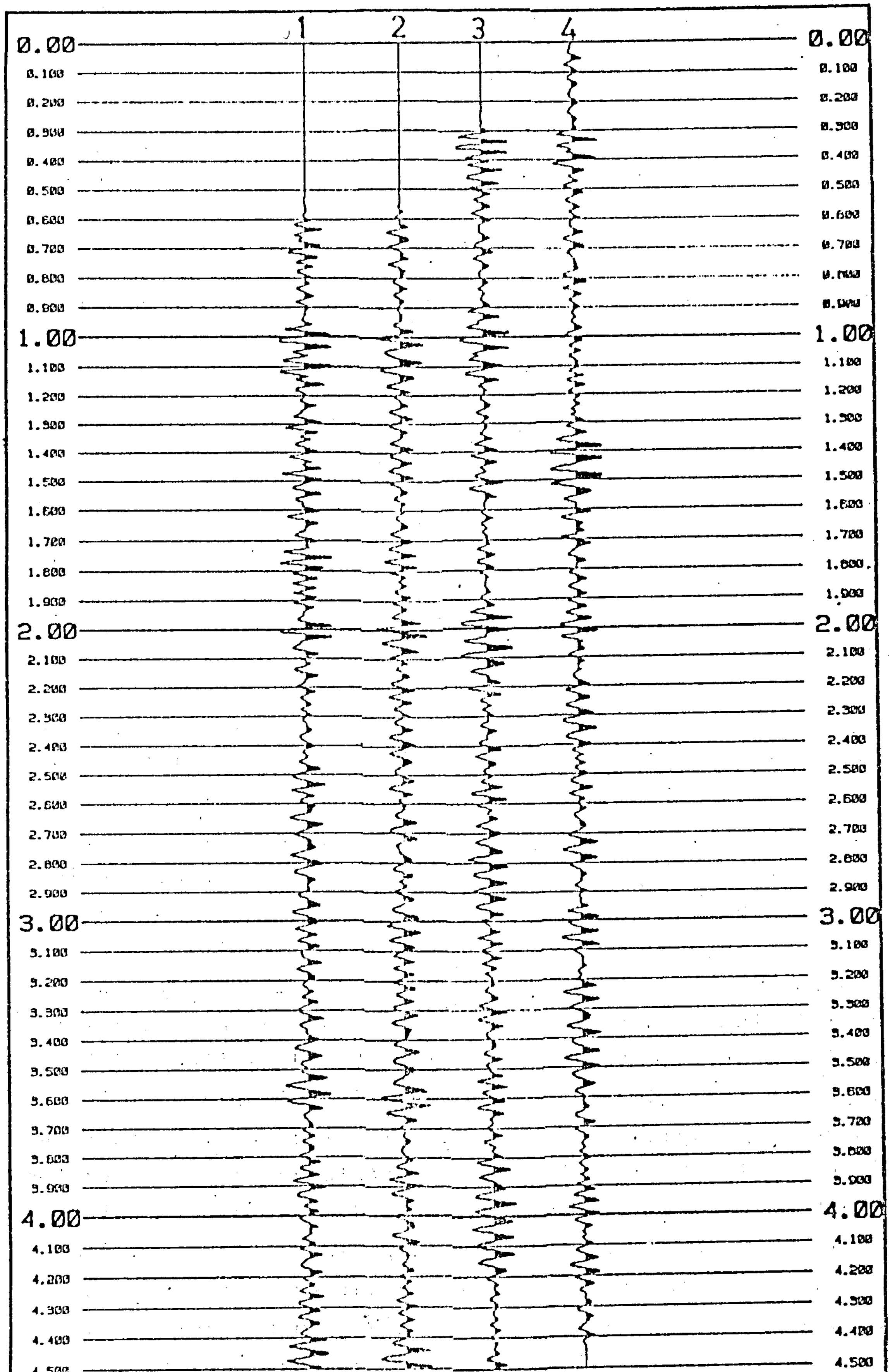
Gürültülerin çok etkin olduğu sismik izlerden dalgacığın tekrar elde edilmesinde, Otis ve Smith(1977)in önerdikleri logaritmik spektral ortalama yöntemi daha sağlıklı sonuçlar vermektedir. Buna göre aynı hat'ta(line) birbirine yakın noktalardan alınmış sismik izlerin logaritmik spektral ortalamaları alınırsa, spektrumdaki kaynak etkisi artarken gürültüden gelen etkiler ortalama dışına çıkacaktır. Keza, aynı mütala yansıma katsayıları serisi için de geçerlidir. Zira, kaynak fonksiyonunun kararlı olmasına karşılık yansıma katsayıları serisi ve özellikle rastgele gürültüler kararsızdır. Bu yöntemin daha çok bilgisayar zamanı gerektireceği ve saptanan kaynak dalgacığının ortalama bir değer olacağı açıktır. Bazı durumlarda logaritmik spektral ortalama alınması yoluna gidilmez veya gidilemeyebilir. Örneğin, logaritmik spektral ortalama alacak kadar yeterli sayıda iz elimizde olmayabilir. Deprem sismolojisinde böyle bir sorunla karşılaşmak herzaman olasıdır. Bu tür bir durumla karşılaşıldığında, logaritmik spektrumu düzgünleştirmek gürültü etkisini mümkün mertebe azaltacaktır.

4.4. Gerçek Verilere Uygulama

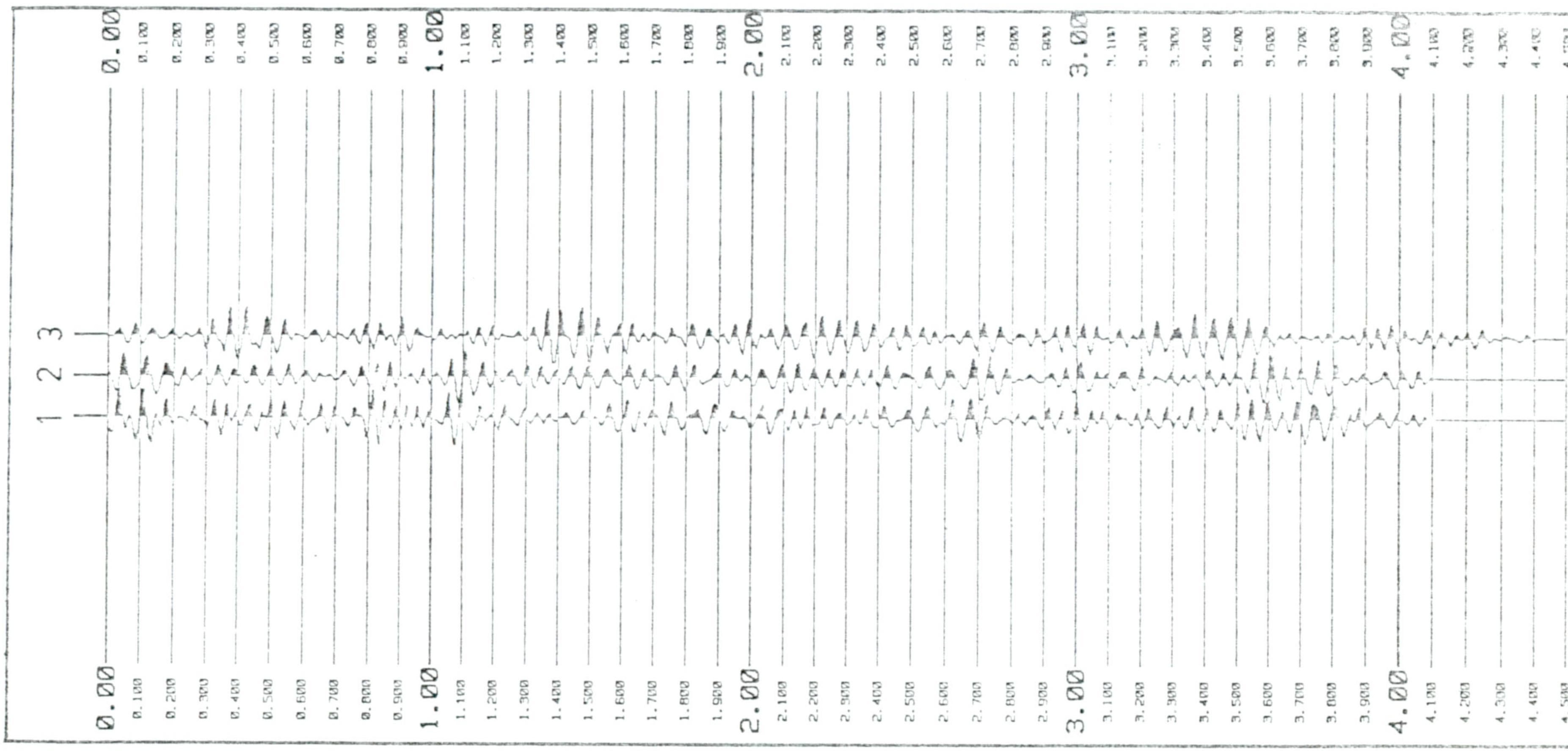
Daha önceki bölümlerde tanıtılıp geliştirilerek yapay verilerle test edilen homomorfik dekonvolüsyon yönteminin gerçek arazi verilerine uygulanışı bu bölümde ele alınmıştır. Verilerin sağlanmasında Türkiye Petrolleri Anonim Ortaklığı Veri İşlem Merkezinin imkanlarından yararlanılmıştır. Ancak, gizlilik gerekçesi ile verilerin alındığı saha ve jeolojisi hakkında hiçbir bilgimiz yoktur.

4.4.1. Sismik İzden Dalgacık Elde Edilmesi(Wavelet Extraction)

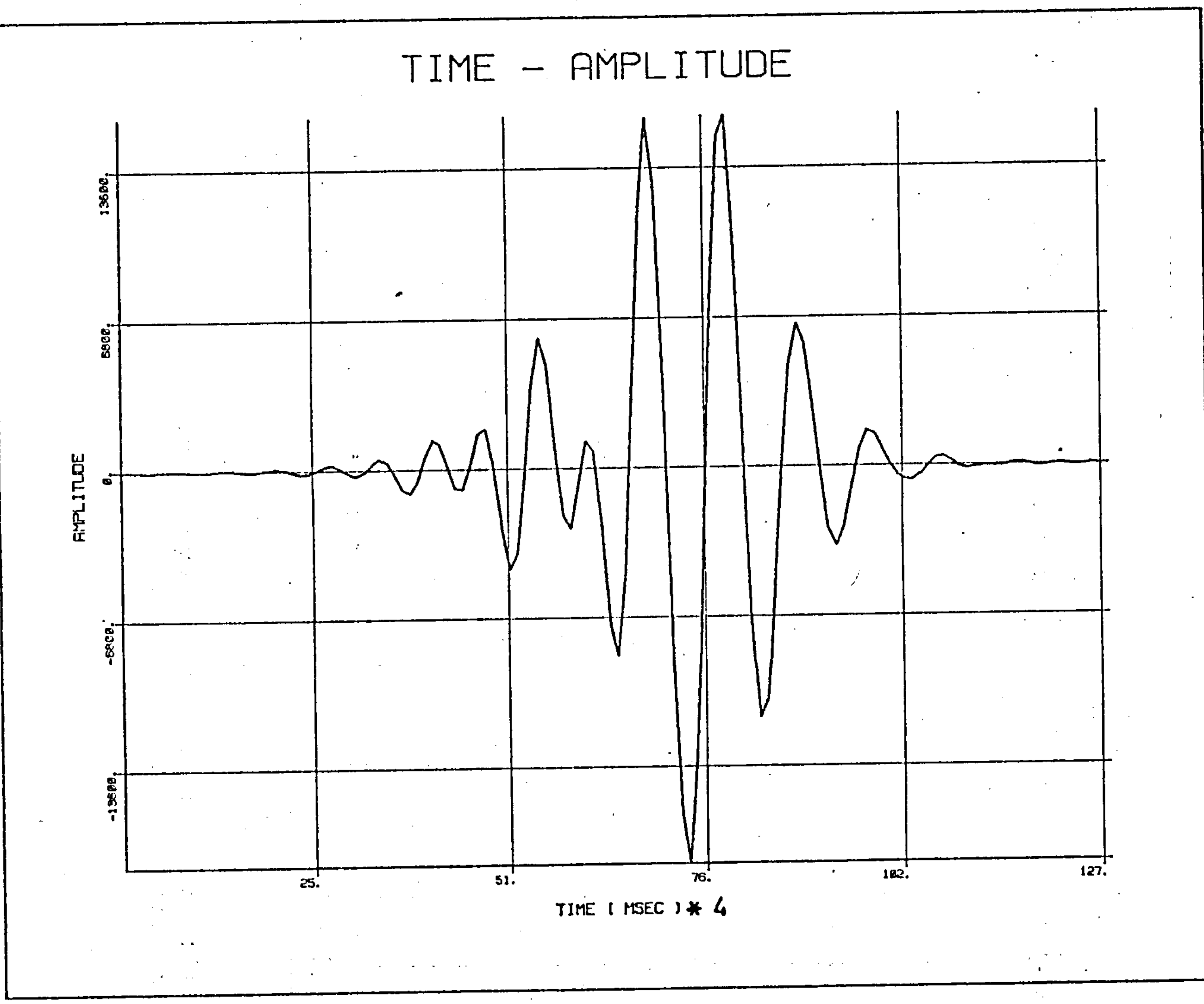
Dekonvolüsyonda kullanılacak dalgacığı bizzat sismik izin kendisinden elde etmek, şüphesiz daha akılcı bir yaklaşımdır. Bunun için bir sismik izin bütünü kullanılabileceği gibi, parçalara ayrılarak herbir parçadan ayrı ayrı dalgacık elde edilebilir. Burada 4-4,5 saniye uzunluğundaki izlerin tamamı kullanılarak tek bir dalgacık elde edildi. Bu amaçla; küresel dağılım ve frekansa bağlı genlik azalmasının giderilerek gerçek genliklerin kurtarılması işleminden başka hiçbir işlemin uygulanmadığı birinci grup veriler(Şekil 4.20) ve stack öncesi; hız,mute, normal moveout ve statik düzeltmelerinin uygulandığı ikinci grup veriler (Şekil 4.21)in oluşturduğu sismik izler seçildi.Birinci gurupdaki sismik izlerin herbirinden ayrı ayrı elde edilmiş dalgacıklar Şekil 4.22-25 de, aynı şekilde ikinci grupdaki sismik izlerin herbirinden elde edilmiş dalgacıklar ise Şekil 4.26-28 de görülmektedir. Herbir izin dekonvolüsyonunda, kendisinden saptanan bu dalgacıklar kullanılabilir. Ancak, bu yolun daha sağlıklı sonuç vermesine karşılık harcanacak bilgisayar zamanı bakımından pek ekonomik olmayacağı açıktır. Bunun yerine, sismik kesiti oluşturan izlerin tamamı veya bu kesitten seçilmiş bazı izlerin kepstral ortalamaları alınarak elde edilecek dalgacıkla, rastgele gürültülerin etkisi enaza indirilirken bilgisayar zamanından da büyük tasarruf sağlanmış olacaktır. Birinci gurubu oluşturan sismik izlerin kepstral ortalamasından elde edilen bir dalgacık Şekil 4.29'da ve ikinci gurupdaki sismik izlerin kepstral ortalamasından elde edilmiş dalgacık ise Şekil 4.30'da görülmektedir. Sonuçlar fevkaladedir. Bu dalgacıklar doğrudan doğruya dekonvolüsyonda kullanılabileceği gibi, bu dalgacıklardan merkez frekansı aynı olan bir Ricker dalgacığına yaklaşıldıktan sonra elde edilecek dalgacığın dekonvolüsyonda kullanılması daha da etkin olacaktır. Sismik kesit ve bu yolla yapılmış dekonvolüs-



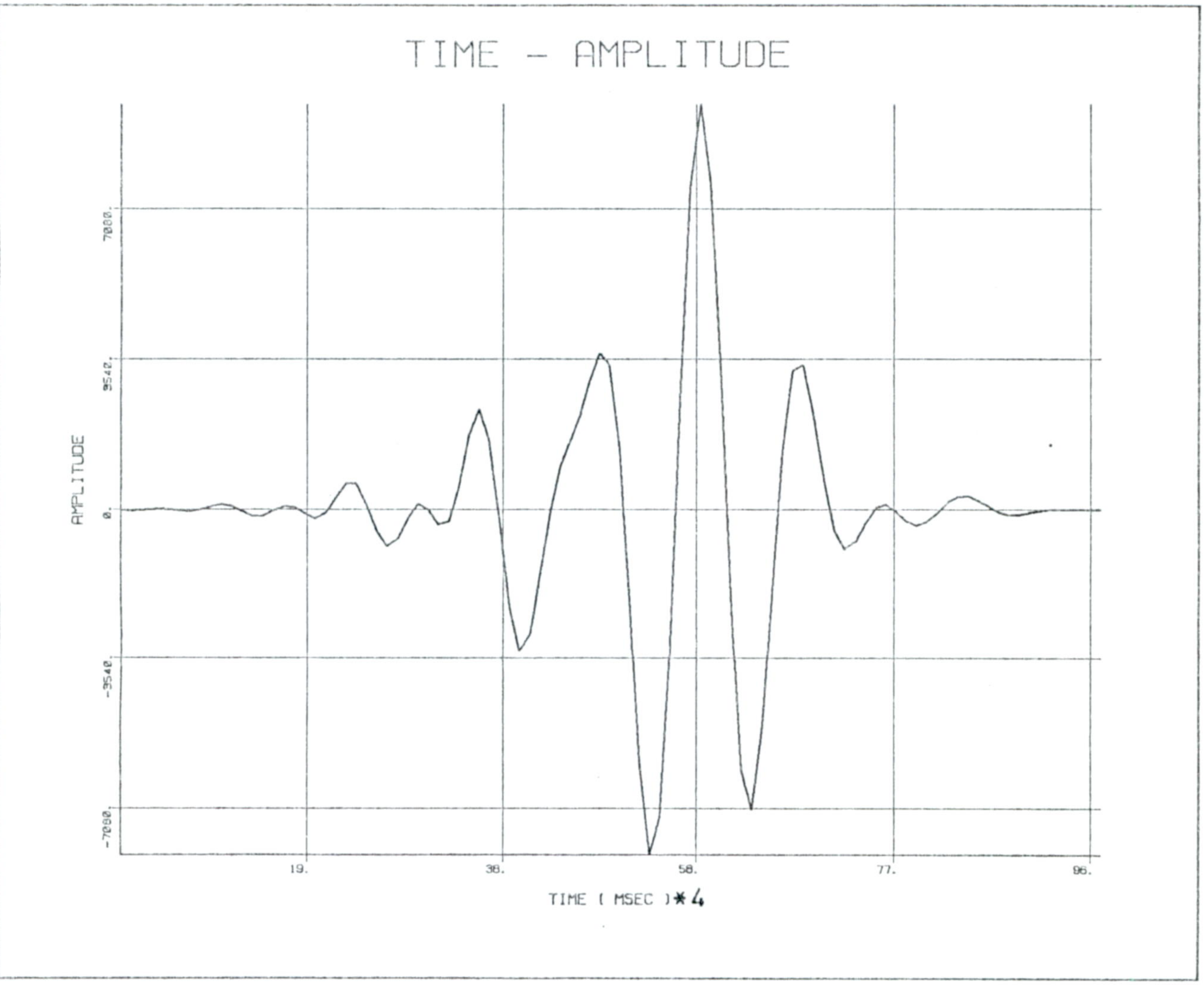
Şekil 4.20 : Orijinal arazi verisinden alınmış sismik izler. Genlik kurtarımı dışında hiçbir işlem uygulanmamıştır.



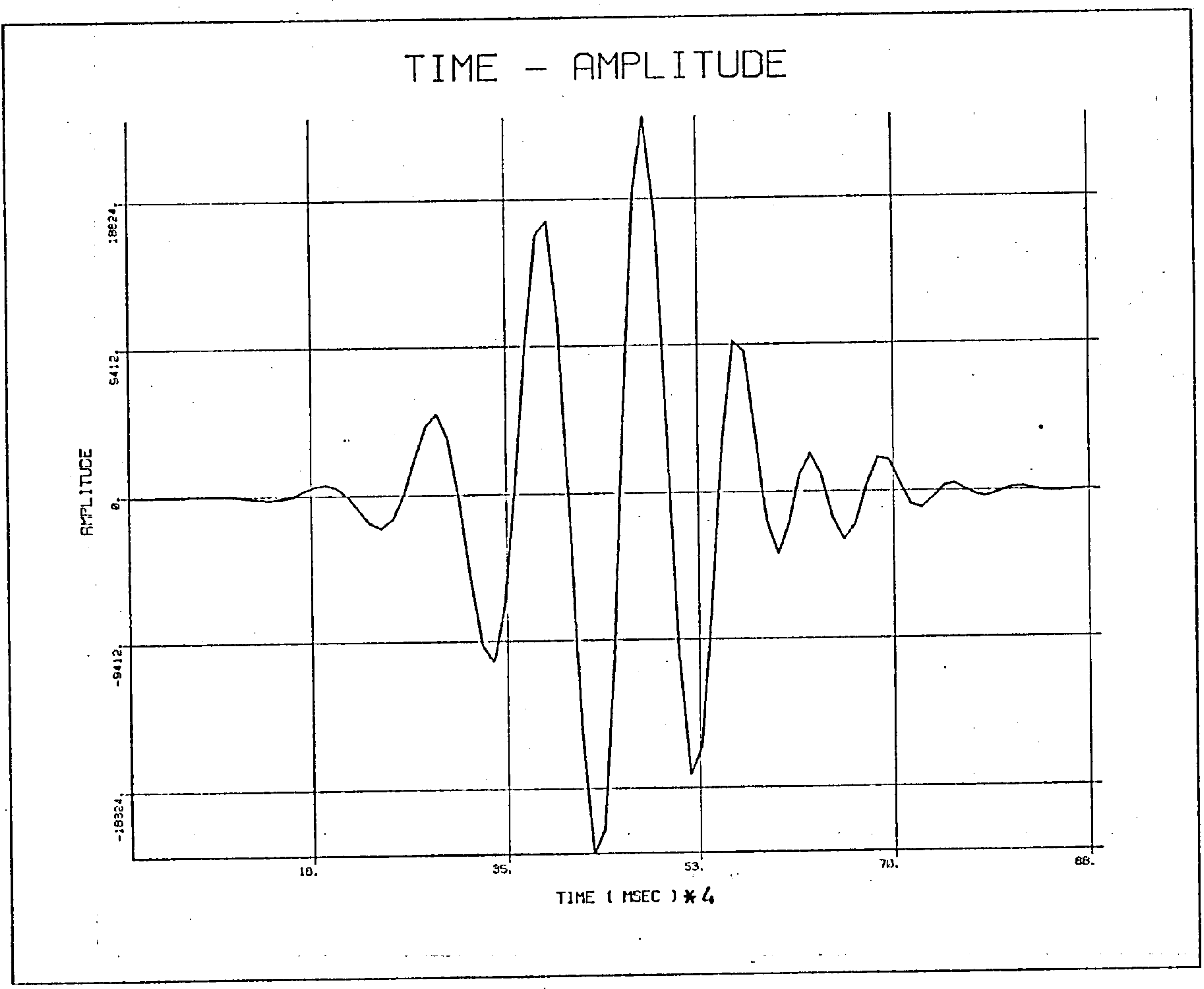
Şekil 4.21 : Stack öncesi; hız, mute, normal moveout ve statik düzeltmelerin uygulandığı kesitlerden alınmış gerçek izler.



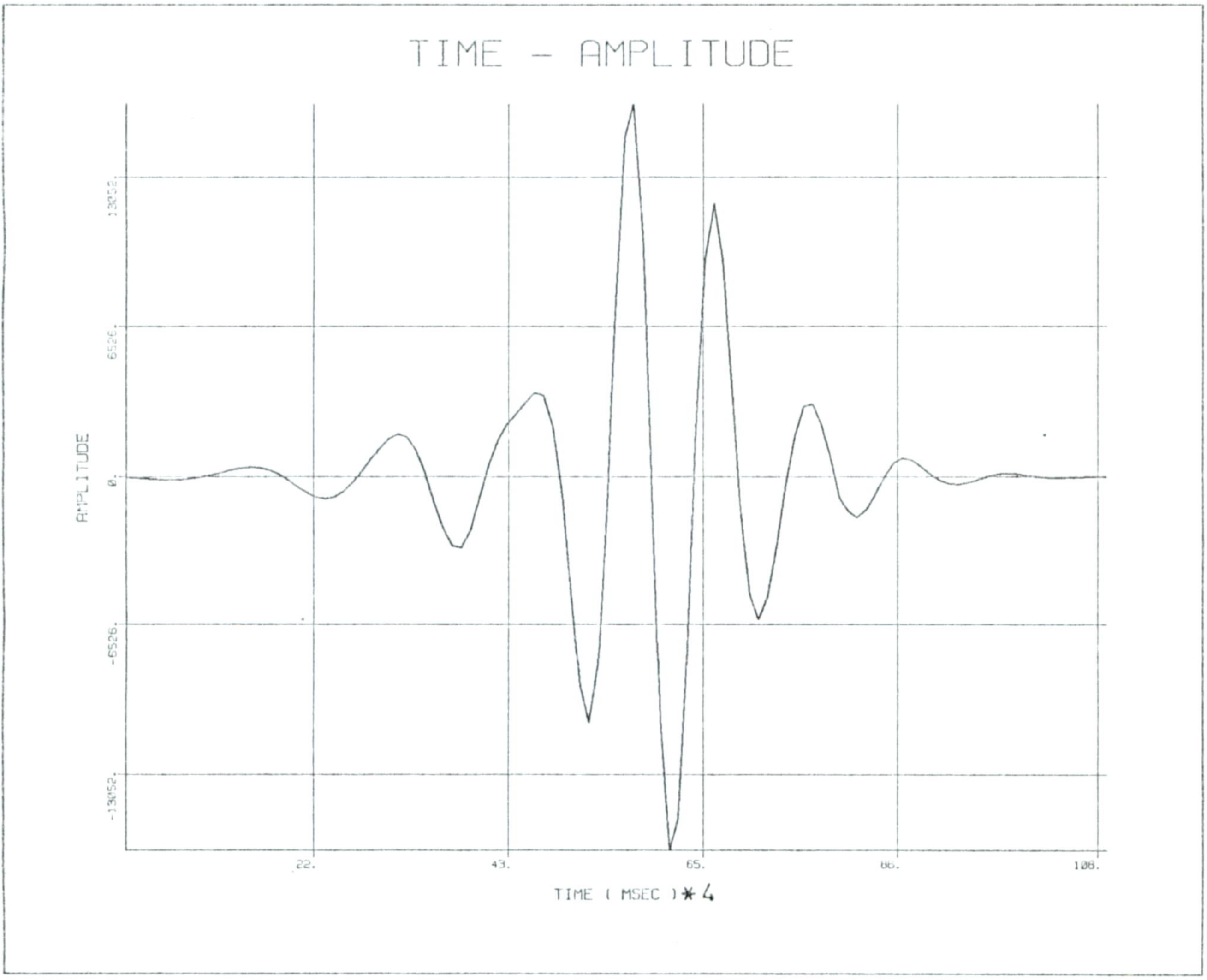
Şekil 4.22 : Şekil 4.20'deki 1 numaralı izden elde edilmiş dalgacık.



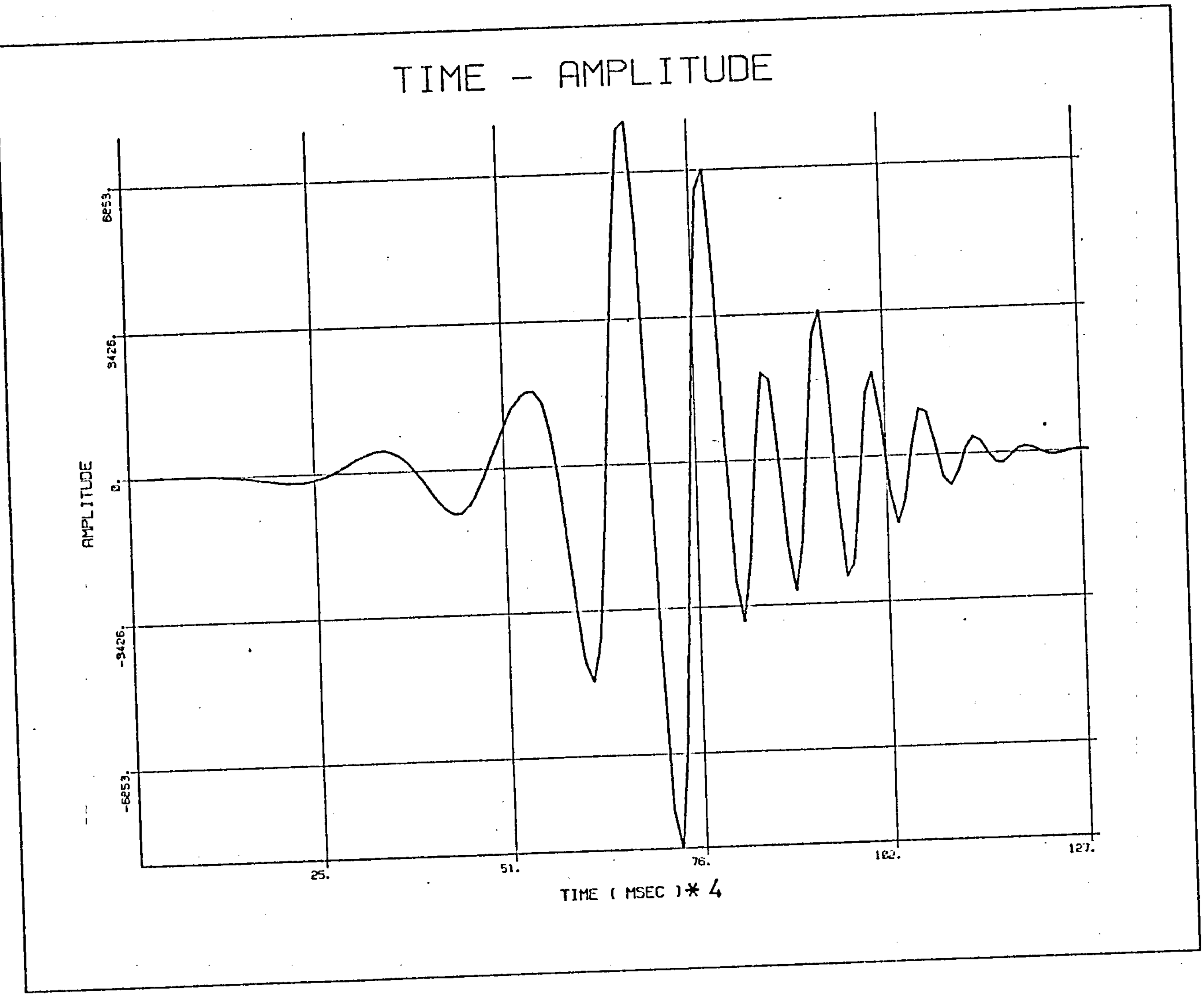
Şekil 4.23 : Şekil 4.20'deki 2 numaralı izden elde edilmiş dalgacık.



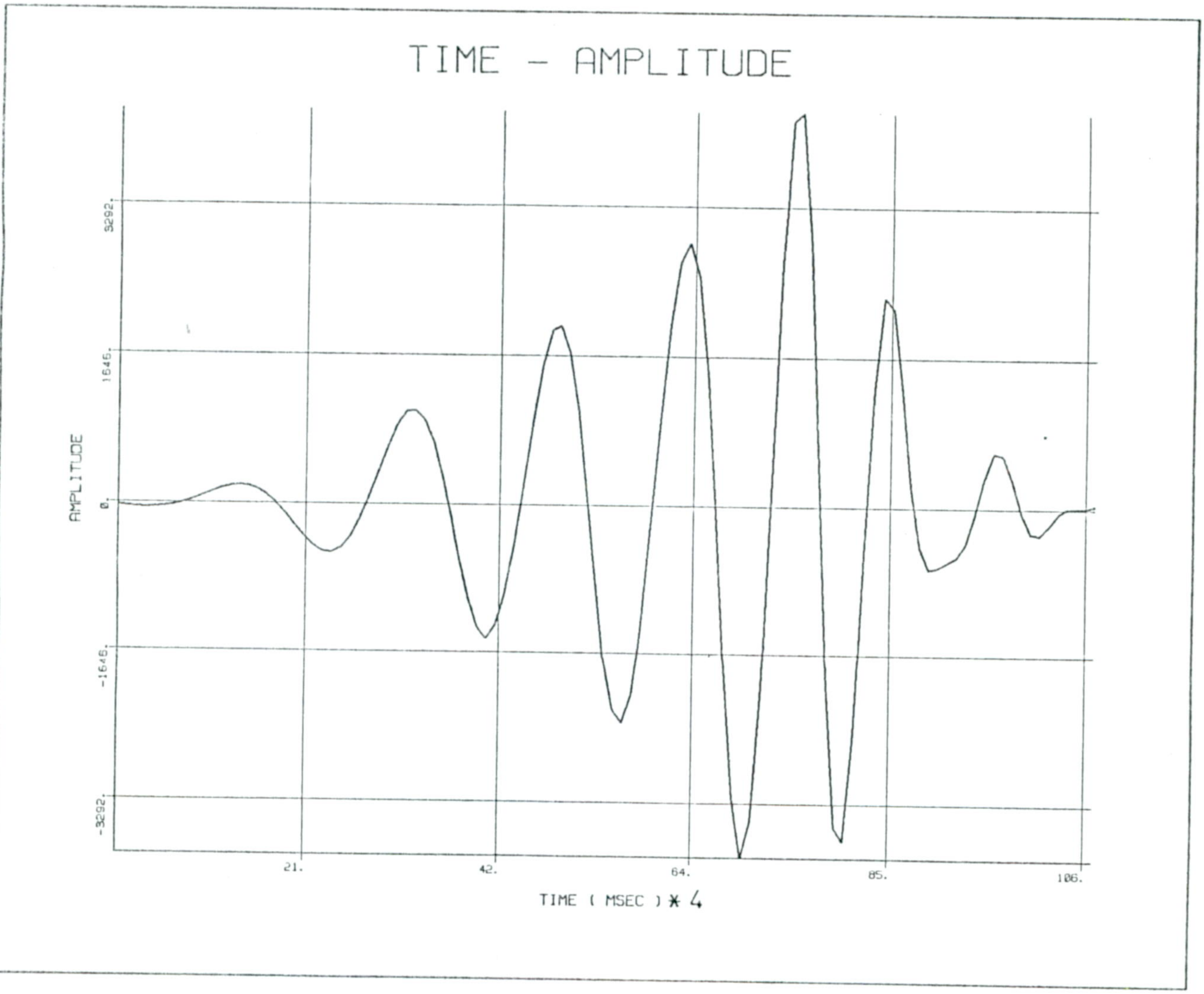
Şekil 4.24 : Şekil 4.20'deki 3 numaralı izden elde edilmiş dalgacık.



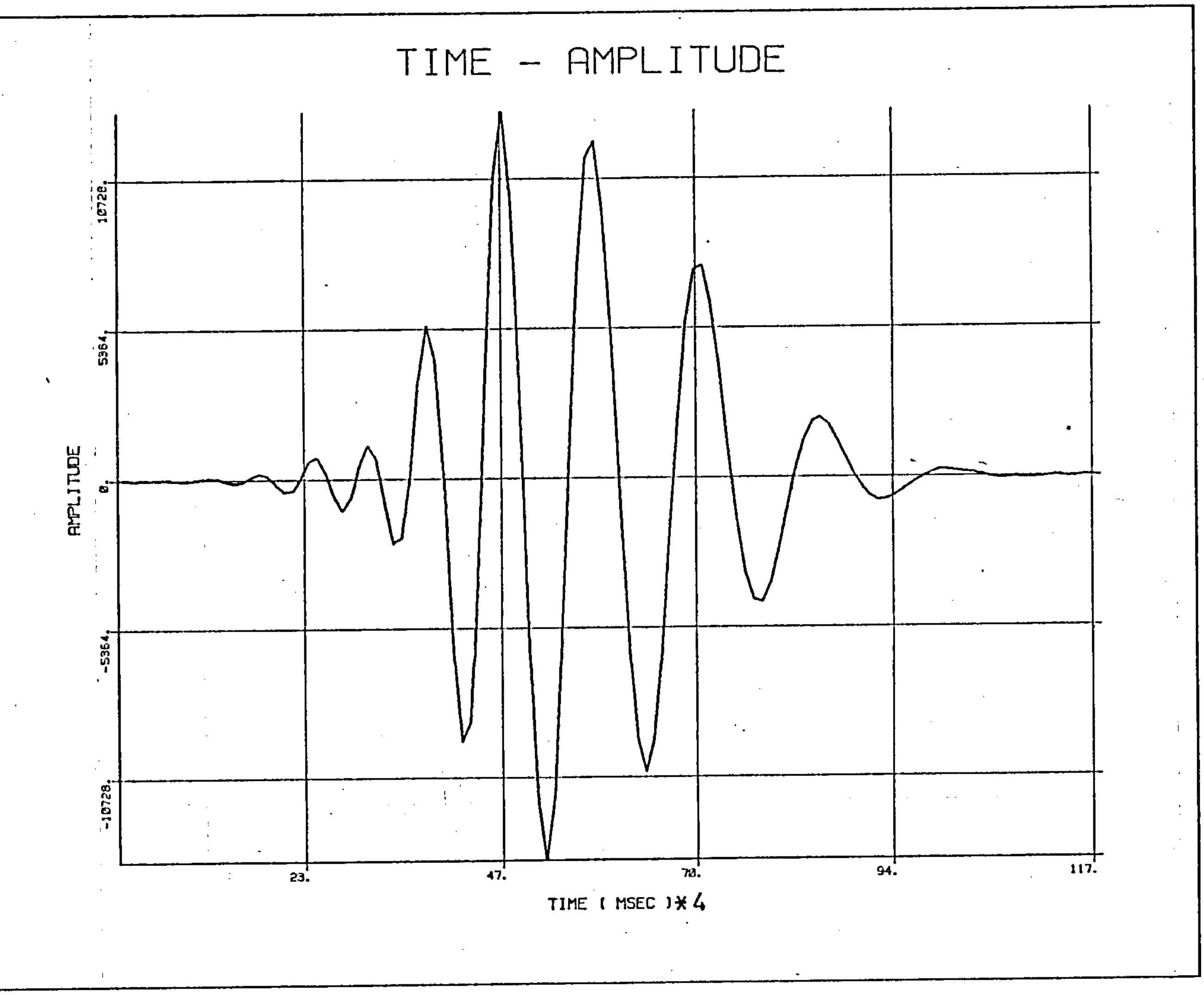
Şekil 4.25 : Şekil 4.20'deki 4 numaralı izden elde edilmiş dalgacık.



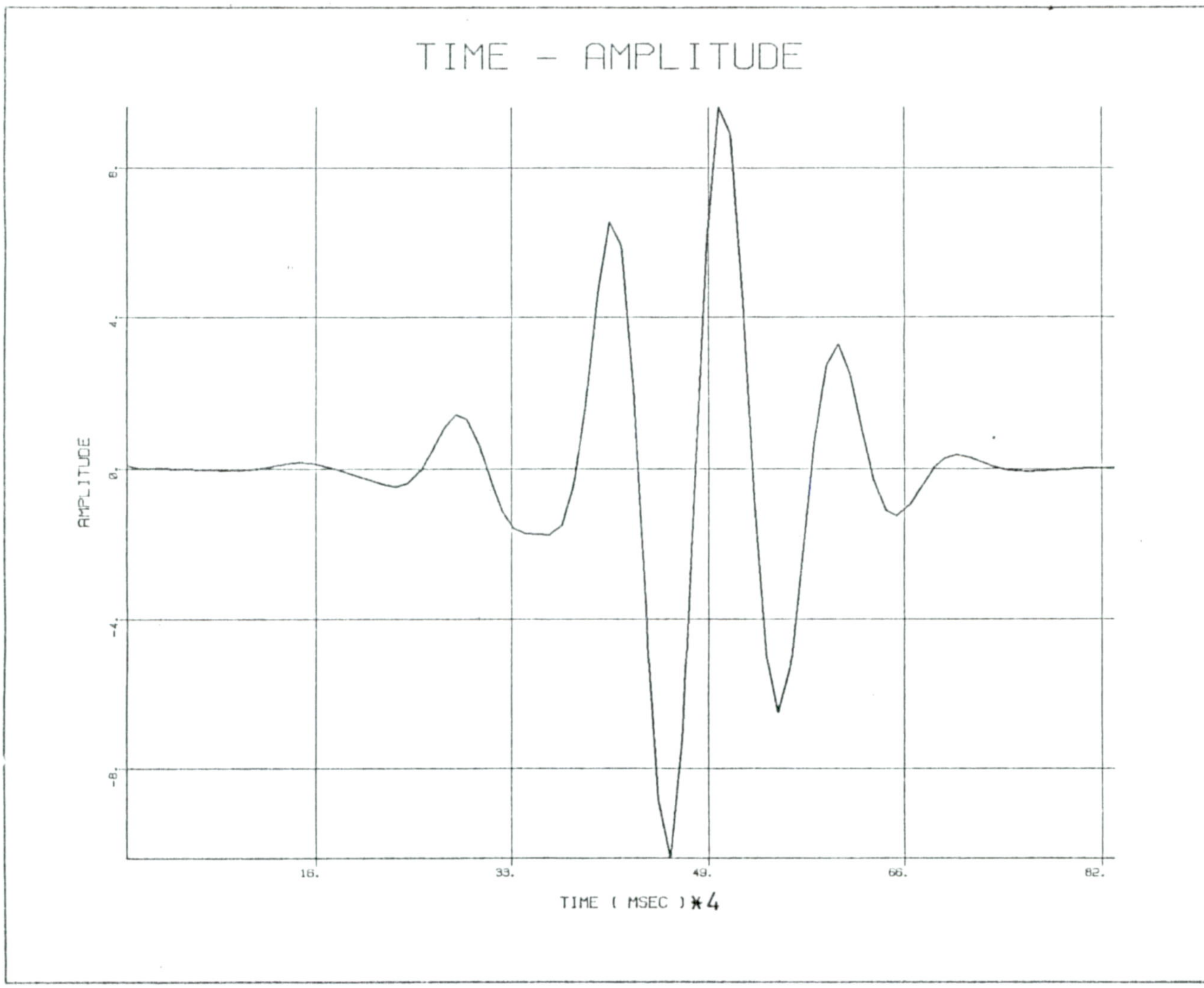
Şekil 4.26 : Şekil 4.21'deki 1 numaralı izden elde edilmiş dalgacık.



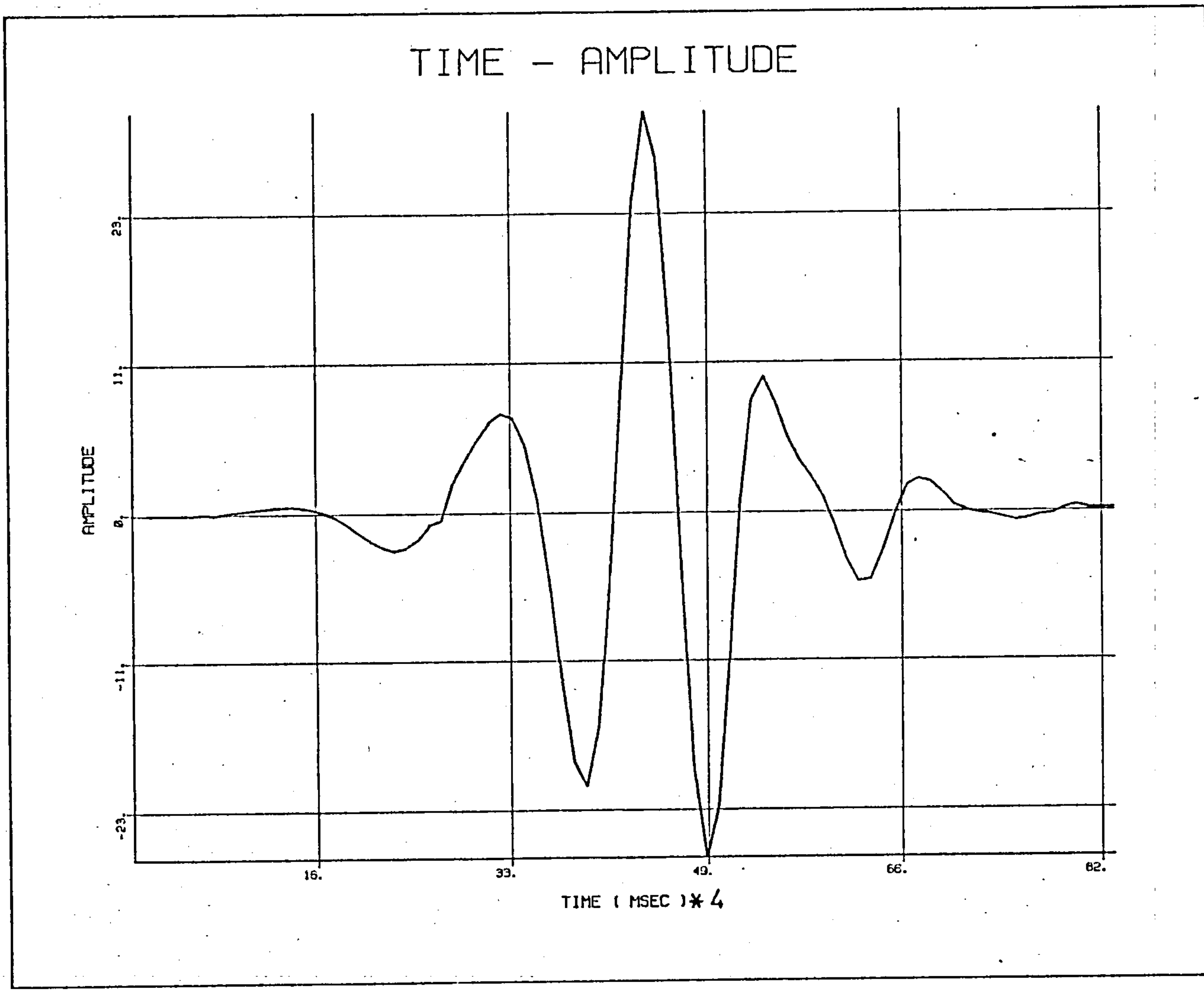
Şekil 4.27 : Şekil 4.21'deki 2 numaralı izden elde edilmiş dalgacık.



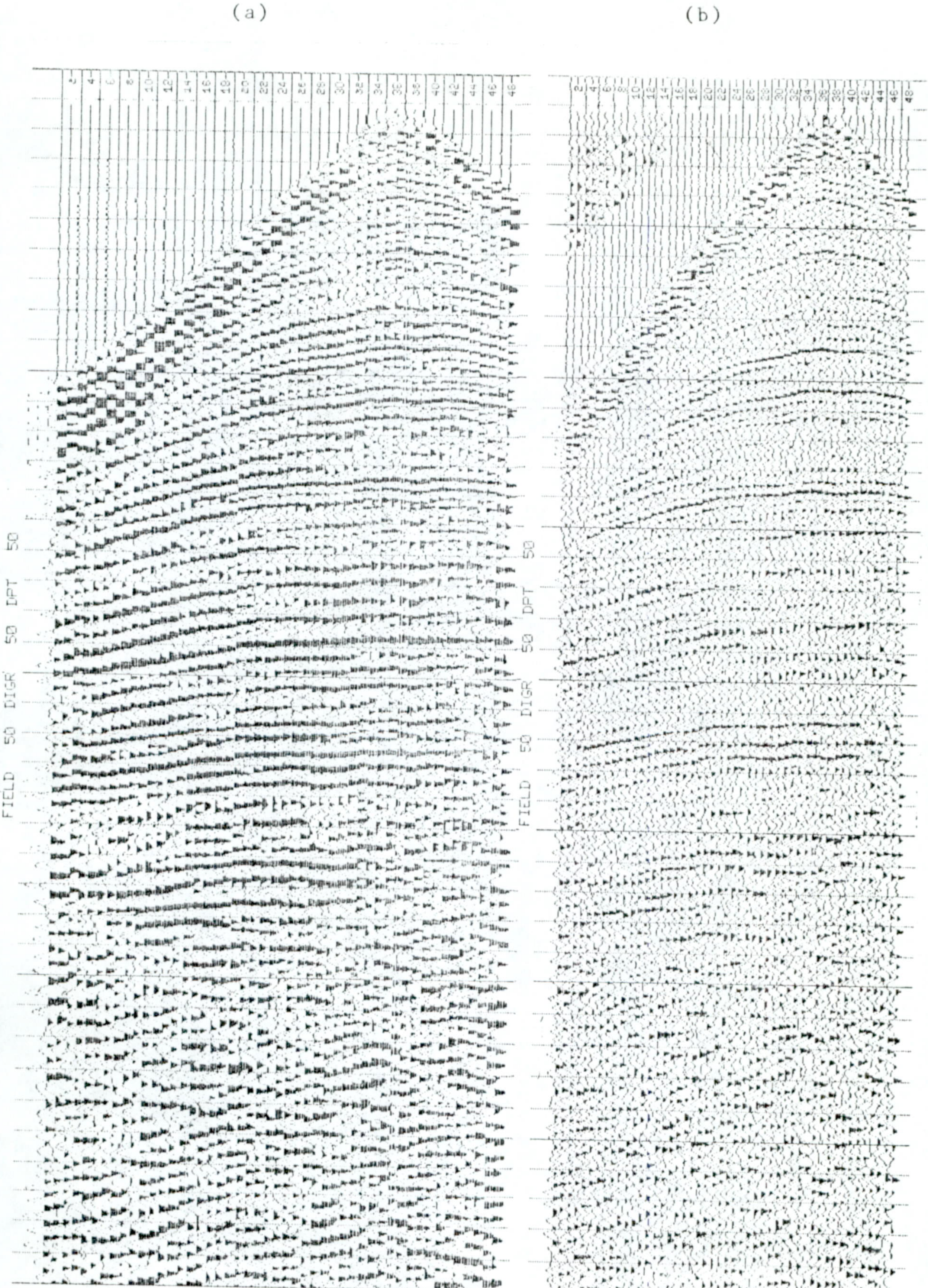
Şekil 4.28 : Şekil 4.21'deki 3 numaralı izden elde edilmiş dalgacık.



Şekil 4.29 : Şekil 4.20'deki izlerin kepstral ortalamalarından elde edilmiş dalgacık.

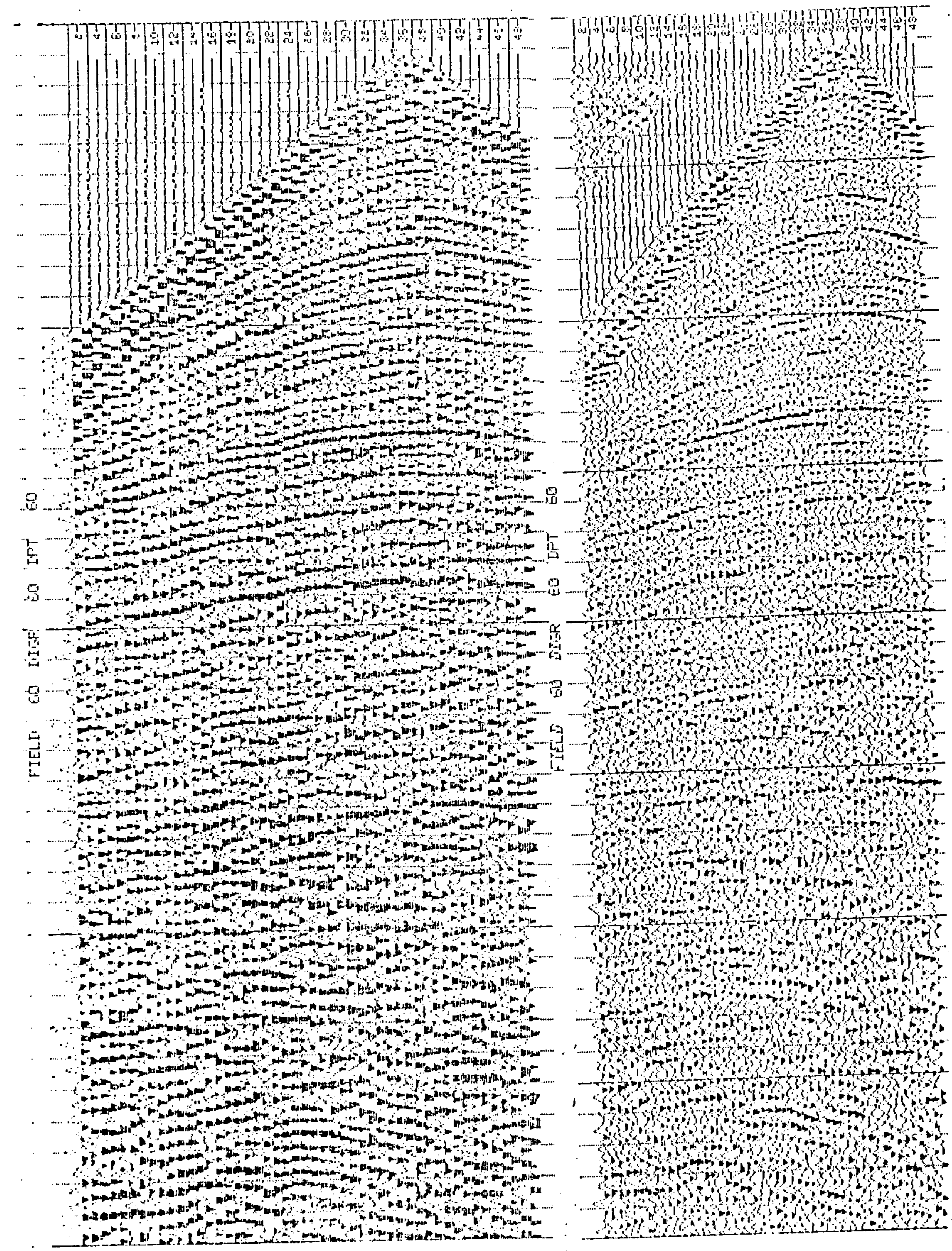


Şekil 4.30 : Şekil 4.21'deki izlerin kepstral ortalamasından elde edilmiş dalgacık.



Şekil 4.31 : Dekonvolüsyon öncesi (a) ve dekonvolüsyon sonrası sismik kesit (b).

(a) (b)



Şekil 4.32 : Dekonvolüsyon öncesi (a) ve dekonvolüsyon sonrası sismik kesit (b).

yon sonrası kesitler Şekil 4.31-32'de görülmektedir. Görüldüğü gibi dekonvolüsyon öncesi sismik kesitlerdeki bir takım olaylar dekonvolüsyon sonrası kesitlerde kaybolmuştur. Sonucun tartışılması yorumcuya bırakılmıştır.

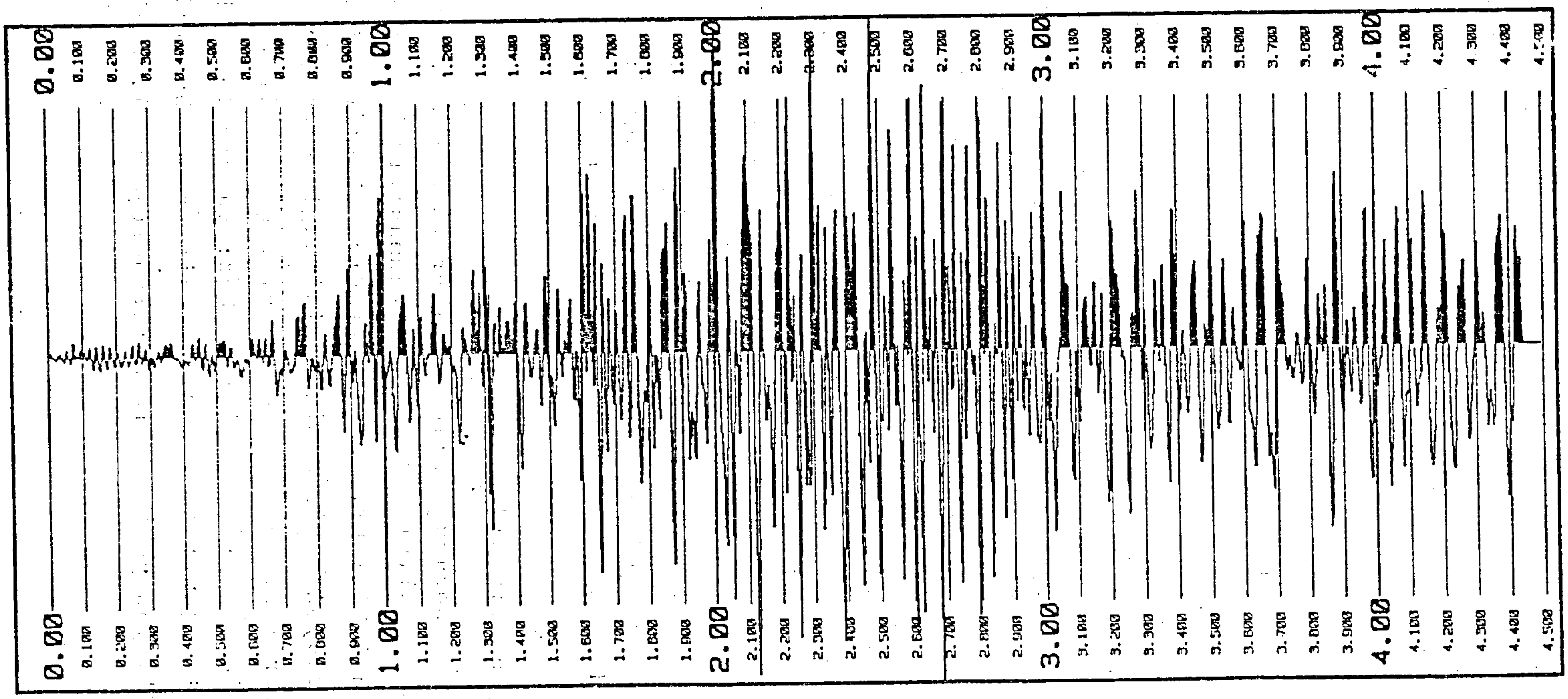
4.4.2. Sismik İzden Yansıma katsayılarının Saptanması

Bir önceki bölümde verilen sismik izlere homomorfik dekonvolüsyon yöntemi uygulanarak yansıma katsayıları elde edildi. Yalnız birinci grup verilerden (Şekil 4.20) 4 no'lu sismik izden elde edilmiş yansıma katsayıları serisi (Şekil 4.33) ve bu gurupdaki tüm izlerin kepstral ortalamalarından elde edilmiş yansıma katsayıları serisi (Şekil 4.34) de görülmektedir. Aynı şekilde ikinci gurup verilerden (Şekil 4.21)1 no'lu izden elde edilen yansıma katsayıları serisi (Şekil 4.35) ve yine bu gurupdaki tüm izlerin kepstral ortalamasından elde edilmiş yansıma katsayıları serisi (Şekil 4.36) de görülmektedir.

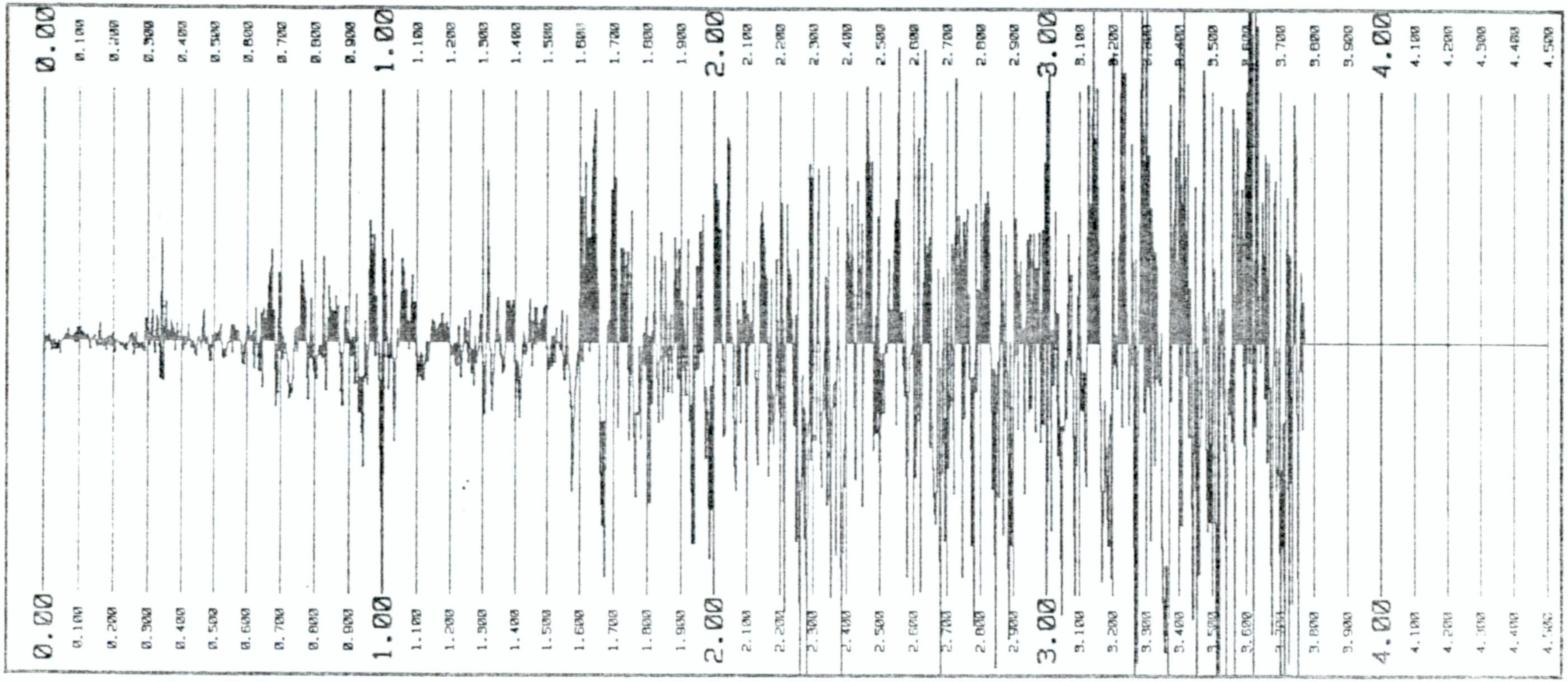
Daha önce değinildiği gibi, sismik izlerin alındığı arazi ve jeolojisi hakkında hiçbir bilgi olmadığı için herhangi bir yoruma gidilmeyip sonuçların verilmesi ile yetinilmiştir. Bu yolla elde edilen yansıma katsayıları serisinde herhangibir gürültü katlanmasının olmadığı şekillerde açıkca görülmektedir.

4.4.3. Reverberasyonların Giderilmesi

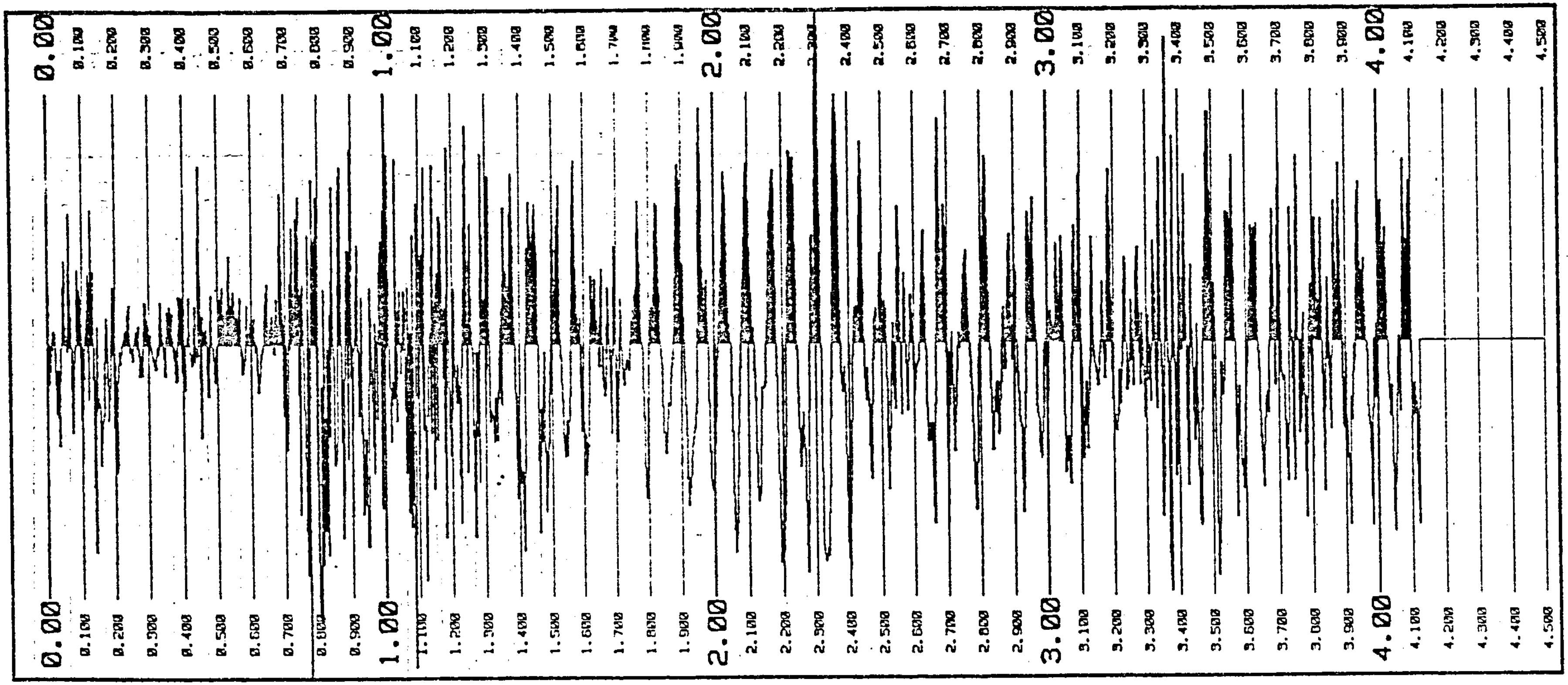
Reverberasyon ve bozucu etkilerin giderilmesinde en önemli husus ilk gelişlerin sağlıklı biçimde saptanmasıdır ki power kepstrum yöntemi bu imkânı bize sağlamaktadır. Öğretici örnek olabilecek reverberasyonlu bir deniz verisi sağlanamamıştır.Temin edilen deniz verilerinde reverberasyonlar çok belirgin olmamakla beraber, dikkatle incelendiğinde bazı yansımaları bozdukları gözlenebilir (Şekil 4.37a-38a). Kesitlerdeki bu etkiler homomorfik dekonvolüsyon yöntemi ile ayıklandı(Şekil 4.37b-38b).



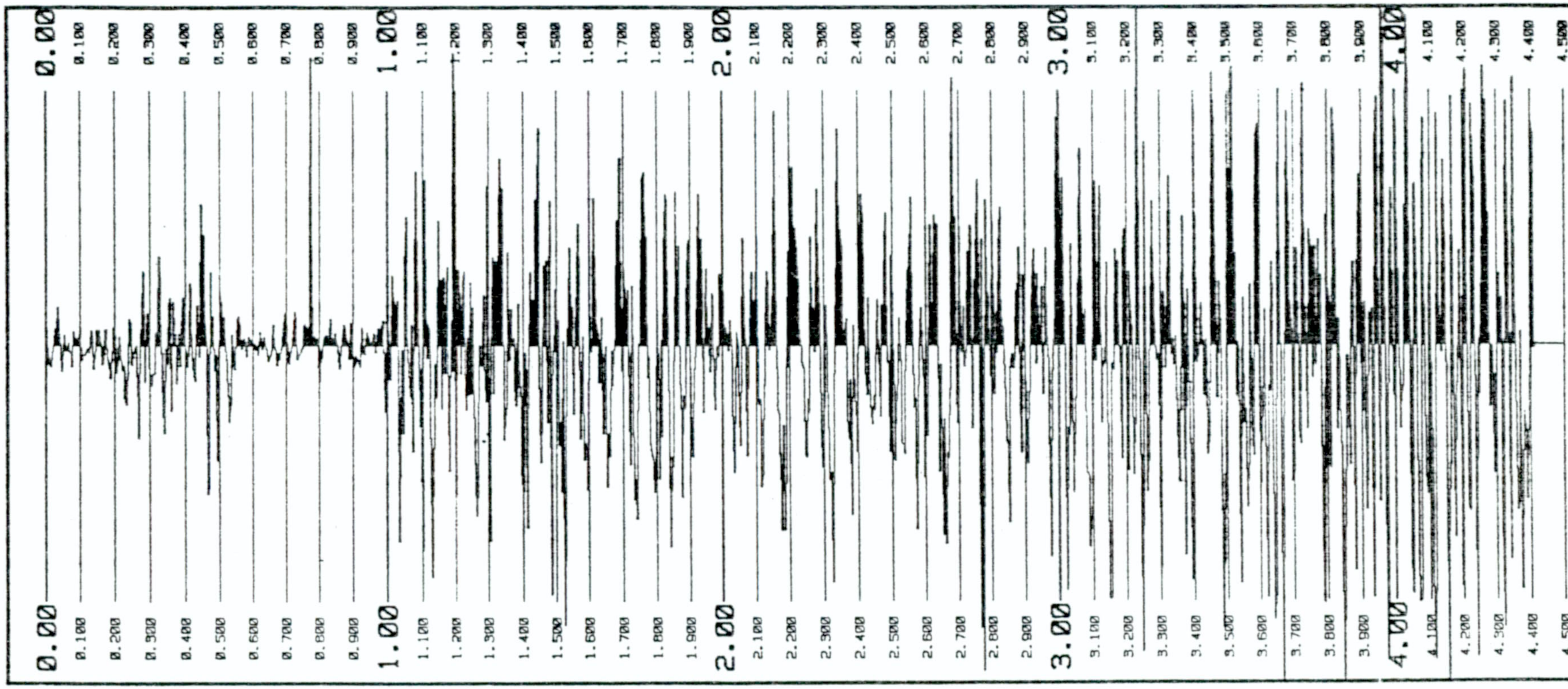
Şekil 4.33 : Şekil 4.20'deki 4 nolu sismik izden elde edilmiş yansıma katsayıları



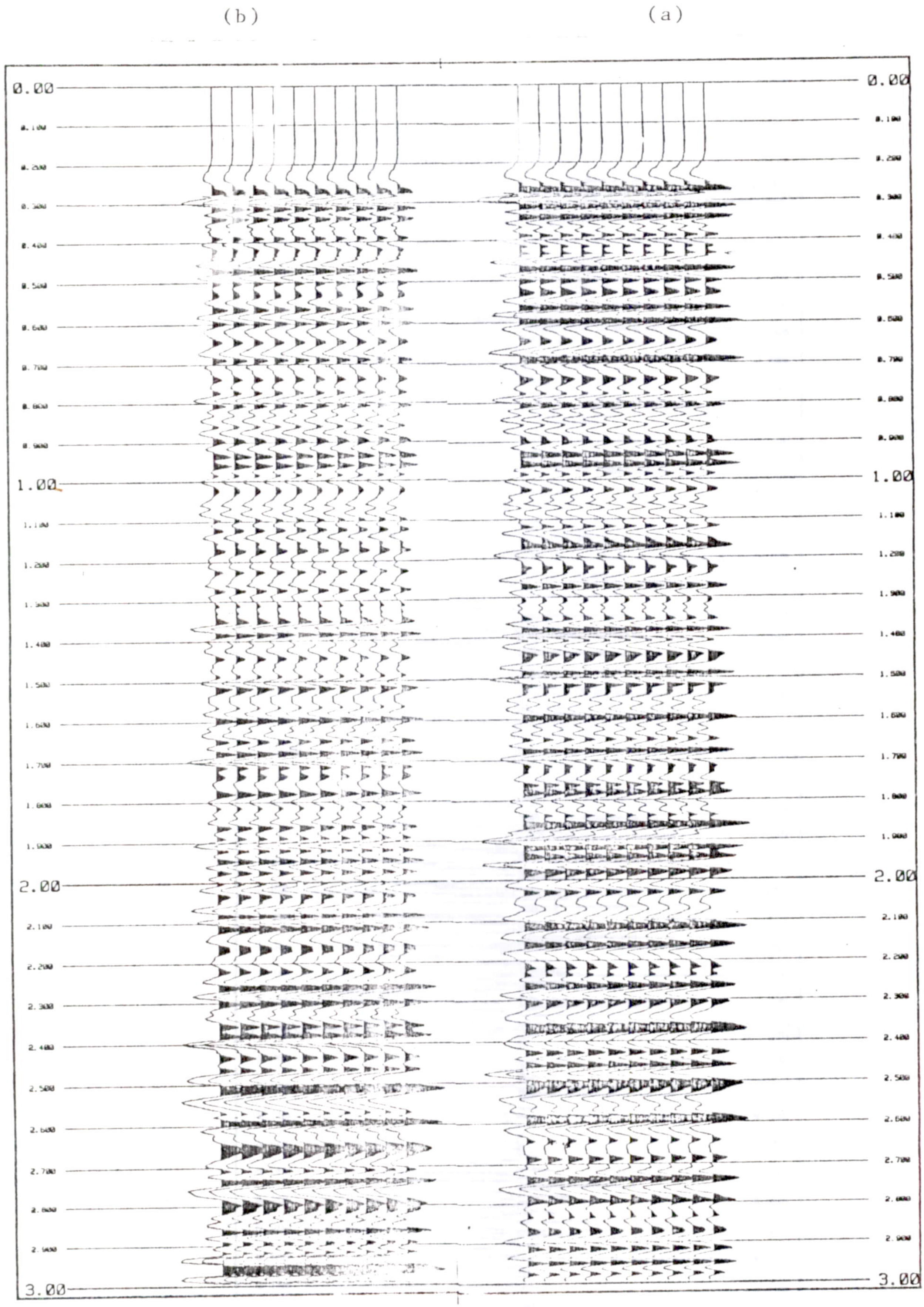
Şekil 4.34 : Şekil 4.20'deki sismik izlerin kepstral ortalamasından elde edilmiş yansıma katsayıları.



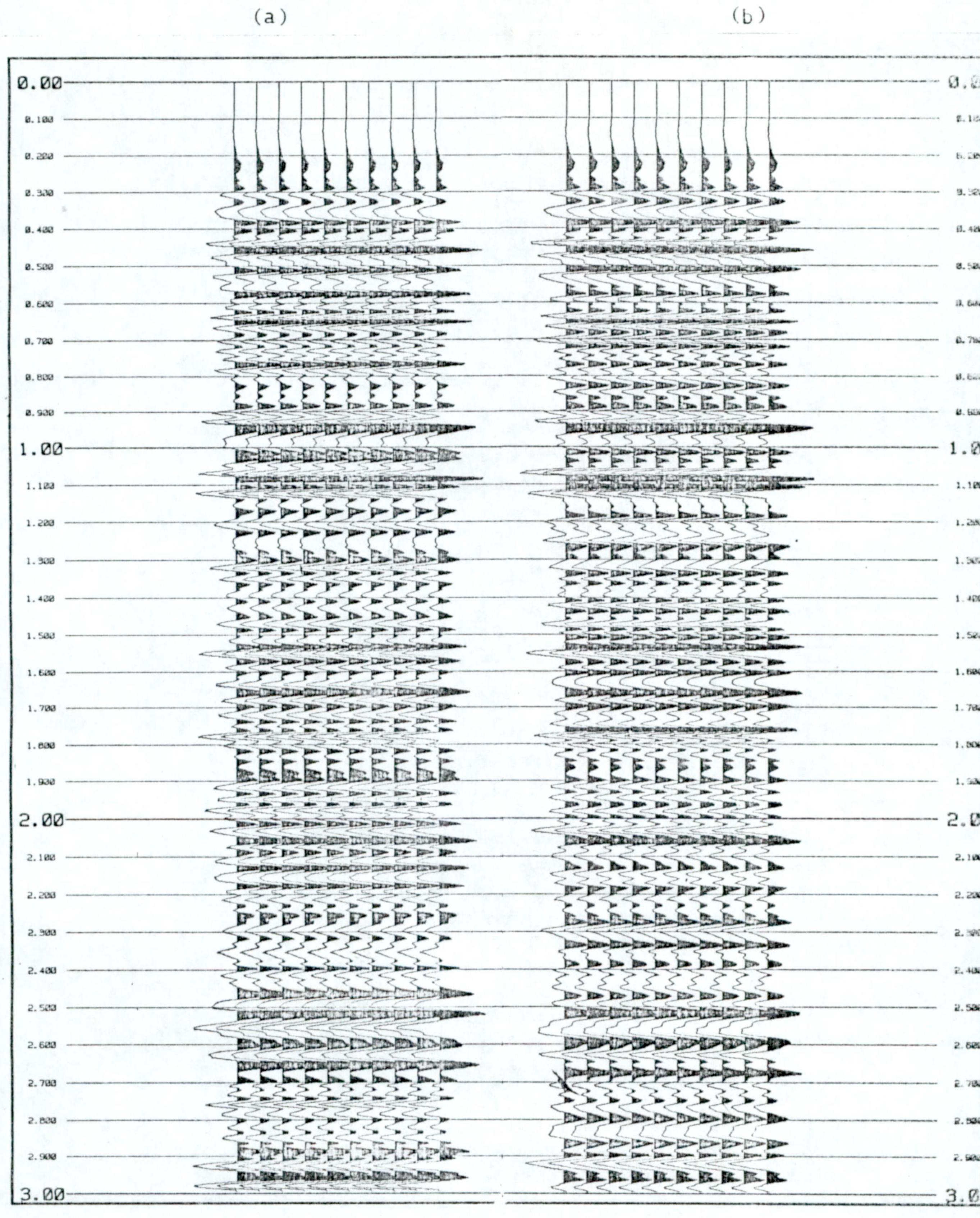
Şekil 4.35 : Şekil 4.21'deki 1 no'lu sismik izden saptanmış yansıma katsayıları.



Şekil 4.36 : Şekil 4.21'deki sismik izlerin kepstral ortalamasından saptanmış yansıma katsayıları



Şekil 4.37 : Reverberasyonlu deniz verisi (a) ve reverberasyonları giderilmiş hali (b)



Şekil 4.38 : Reverberasyonlu deniz verisi (a) ve reverberasyonları giderilmiş hali (b).

Orijinal veri (Şekil 4.37a) ye ilk bakışta, 0.425, 0.525, 1.525 ve 1.775 saniye civarındaki olaylar kaybolurken kesitin resolüsyonu da artmıştır. Nitekim, yeni kesit (Şekil 4.37b) de 2.075, 2.375 ve 2.650 saniye civarında yeni olaylar ortaya çıkmıştır. Benzer biçimde Şekil 4.38a'daki orijinal veride 0.575, 0.725, 0.875, 1.050 ve 1.550 saniye civarındaki olaylar kaybolurken yeni kesit (Şekil 4.37b) de 1.175 ve 2.025 saniye civarında yeni olaylar ortaya çıkmıştır.

Bu çalışmada geliştirilen bilgisayar programları tezin hacmini genişletmemek amacı ile ayrı bir paket halinde araştırıcıların hizmetine sunulacaktır. Program paketinde yer alan önemli alt programlardan bazıları ve bunların işlevleri aşağıda özetlenmiştir.

FOLD : İki ayrık diziyi konvolv eder.

UZAT : Herhangi uzunluktaki veri boyunu 2^N 'e tamamlar.

GSPKT : Logaritmik genlik spektrumu ve asıl faz değerlerini hesaplar.

DFORK : Çift duyarlıklı verinin Fourier dönüşümünü alır.

SPHAZ : Asıl faz değerleri eğrisini sürekli hale getirip doğrusal bileşenini çıkartarak düzeltilmiş faz eğrisini hesaplar.

CEPST : Komplek kepstrum'u hesaplar.

TCEPST : Ters karakteristik sistem işlevini görür. Yani, kepstrum ortamındaki verileri tekrar zaman ortamına dönüştürür.

Verilen bir yapısal modelden sismik iz üretilmesinde kullanılan alt programlar ise şunlardır :

YNSKAT : Verilen bir yer modeli için yansıma katsayılarını hesaplar.

REVERB : Verilen bir model için reverberasyonlu sismik iz üretir.

RICKER	:	Ricker dalgacığı üretir.
DALGA	:	Sönümlü sinüsoidal dalga oluşturur.
WIFLE	:	Ardışıklı yapay sismogram üretir.
SGORAN	:	Herhangi bir sismik izde S/G oranını hesaplar.

5. BÖLÜM

SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu çalışmada, faz eğrisini sürekli hale getirdikten sonra, homomorfik dekonvolüsyon yönteminin uygulanması ve bu yöntemin sismik izlerdeki başarı veya başarısızlıkları incelenmiştir. Yöntemin uygulanması için yapılması gerekli işlemler pratik kurallar şeklinde belirtildikten sonra bazı yer modelleri için oluşturulmuş yapay sismogramlara tatbik edilerek sonuçlar tartışılmıştır. Başlıca sonuçlar aşağıdaki gibi özetlenebilir.

Yöntem bize dalga şekli hakkında herhangi bir bilgi ve ön kabul olmaksızın kaynak dalgacığının(wavelet), yansıma zamanlarının, izafi yansıma katsayılarının saptanması ve reverberasyonların giderilmesi imkanlarını vermektedir. Diğer dekonvolüsyon yöntemlerinde kaynak dalgacığının bilindiği veya minimum fazlı olduğu kabul edilir. Bu, sismik prospeksiyon için uygun ise de, deprem kayıtları için çok kötü bir kabuldür. Homomorfik dekonvolüsyonda ise böyle bir sınırlama yoktur. Bu bakımdan, deprem sismolojisinde kaynak fonksiyonunun elde edilmesinde homomorfik dekonvolüsyon yönteminin uygulanabileceği düşünülmektedir.

Faz eğrisinin sürekli hale getirilmesinde; asal faz değerleri(principal value) nin yeterli duyarlıkta örneklenemediği durumlarda türev yöntemi tercih edilmemelidir. Homomorfik dekonvolüsyon yöntemi uygulanacak sismik veriler için böyle bir sorun söz konusu değildir. Zira kompleks kepstrumdaki katlanmaları azaltmak amacıyla verilerin sonuna eklenen sıfırlar faz eğrisinin örnekleme aralığını küçülterek hassasiyetini artırmaktadır. Bu bakımdan, homomorfik dekonvolüsyon yönteminin uygulanması esnasında iteratif yöntem tercih edilmelidir. Zira türev yöntemi daha çok bilgisayar zamanı gerektirmesinin yanında, sayısal türev ve integral hesabı zaman zaman bazı sorunlar yaratmaktadır.

İşleme hazırlanan verilerin sonuna nekadar çok sıfır eklenirse(ki bu frekans ortamında daha sık örnekleme ve dolayısıyla faz değerlerinin bütün bilgileri içermesi demektir) kompleks kepstrumdaki katlanmalar o denli azalır. Ancak hiçbir zaman tamamıyla yok edilemezler. Kompleks kepstrumdaki bu katlanmaları enaza indirmek amacıyla sismik veri a^t $(a < 1)$ gibi bir fonksiyonla ağırlıklandırılmalıdır. a küçüldükçe katlanmalar azalmakta fakat bu defada geriye dönüşte verinin sonlarında sistemden gelen gürültü katlanmaları(round of error) gerçek bilgiyi örtmektedir. Deneme yanılma yoluyla bulunarak formülleştirilen ağırlık katsayısı, sistemin yolaçtığı gürültü katlanmalarını gidermekte ancak kepstrumdaki katlanmaları tam anlamıyla yok edememektedir. Bunun olumsuz etkisi özellikle sismik izlerden yansıma katsayılarının tekrar elde edilmesinde görülmektedir. Buna rağmen, bu ağırlık fonksiyonu yansıma katsayıları serisini minimum fazlı yapabilmektedir.

Stoffa ve diğ.,(1974) ağırlıklandırma yapmamanın geriye dönüşte izin son kısımlarında gürültüyü arttırdığını belirtmişlerdir. Ancak, aşırı ağırlıklandırmanında benzer sonuca sebep olduğu görülmektedir(Bölüm 4.3.3).

Yöntem diğer dekonvolüsyon yöntemlerine göre toplamsal gürültüye karşı son derece duyarlıdır. S/G (sinyal/gürültü) oranı 10 dan küçük ise sonuçlara karşı daha dikkatli olunmalı, hele hele S/G<7 ise yöntem kesinlikle uygulanmamalıdır. Bu durumda; şayet işlem kaynak dalgacığının tekrar elde edilmesine yönelik ise logaritmik spektral ortalama yöntemine başvurulmalıdır. Ayrıca uygulamadan önce sismik iz band geçişli filtreden geçirilerek S/G oranı arttırılmalı, gerekirse logaritmik genlik spektrumu düzgünleştirilmelidir. S/G oranı büyüdükçe sonuçlar da fevkalâde tatminkâr olmaktadır.

Sismik izden kaynak dalgacığının tekrar elde edilmesinde; yansımalar sınırlı sayıda ise(deprem sismolojisinde olduğu gibi) kompleks kepstrum tarak filtreden geçirildikten sonra geriye dönülmelidir. Aksi halde, yani sismik izin sonsuz denebilecek kadar çok yansımadan oluşması durumunda kepstruma alçak geçişli liftre uygulanmalıdır. Bu takdirde liftre'nin kesme quefrency'i $+n_c$ nin saptanmasında power cepstrum yöntemi oldukça etkindir. Şayet sismik izdeki yansıma katsayıları tamamen minumum fazlı yapılamamış ise (ki hazırlanan bilgisayar programı bunu büyük ölçüde kontrol etmektedir) $-n_c$ nin saptanması deneyim gerektirir, ancak birkaç denemeden sonra oldukça sağlıklı biçimde saptanabilmektedir.

Son olarak, yukarıda belirtilen gürültü sınırlaması aşılabilirse(ki sismik prospeksiyonda bilhassa kara sismiğinde aşılmaktadır) kaynak dalgacığının tekrar elde edilmesi ve reverberasyonların giderilmesinde homomorfik dekonvolüsyon yöntemi fevkalâde iyi sonuçlar vermektedir. Yansıma katsayılarının saptanmasında fazla iyimser olamıyoruz. Zira, kompleks kepstrumdaki katlanmaların (daha önce izah edilen sebeplerden dolayı) giderilememesi sismik izden saptanmış yansıma katsayılarında da katlanmalara sebep olmakta ve değerlendirmede bizi yanıltabilmektedir. Böyle bir durumda kompleks kepstrum yöntemi ile saptanmış yansıma katsayıları diğer dekonvolüsyon yöntemlerinin sonuçları ile mukayeseli olarak değerlendirilmelidir. Aslında sismik iz, kendisinden saptanan kaynak dalgacığının tersiyle konvolüsyona tabi tutularak yansıma katsayıları elde edilebilir. Ancak çalışmanın kapsamını genişletmemek için o yola gidilmemiştir.

Kaynak dalgacığının minimum fazlı ve yansıma katsayıları serisinin de rastgele ve beyaz olması gibi bir ön şartın olmayışı homomorfik dekonvolüsyonun avantajıdır. Buna karşılık, toplamsal gürültünün çok etkin oluşu ve konvolüsyonal bileşenlerin ayrılmasında cut-off quefrency'lerin saptanmasının deneyim gerektirmesi de dezavantajıdır.

YARARLANILAN KAYNAKLAR

AL - Sadi,H.N.,1980, Seismic Exploration Techniques and Processing: Birkhauser Verläg, Stutgart.

Altan,Ö. 1978, Temel jeofizik kavramlar(Basılmamıştır): T.P.A.O. - ANKARA.

Angeleri,G.P.,1983, A statistical approach to the extraction of the seismic propagating wavelet: Geophys. Prosp.,31, 726-747.

Anstey,N.A., 1964, Correlation techniques - a review : Geophys. Prosp., 12, 355-382.

Backus Milo,M., 1959, Water reverberations - Their nature and elimination: Geophysics,24, 233-261.

Blackman,R.B., Tukey, J.W., 1958, The Measurement of Power Spectra : Dover Publications, Inc., New York.

Bogert, B.P., Healy, M.J.R. and Tukey, J.W., 1963, The quefrency analysis of time series for echoes,in : Rosenblatt (editor), Proceedings of The Symposium on Time Series Analysis, Wiley, New York, N.Y., 209-243.

Bogert, B.P., Ossanna, J.F., 1966, The Heurictics of a stationary Gaussian noise: IEEE Trans. Inf. Theory, 12, 373-380.

Bortfeld, R., 1965, Multiple reflexionen in Nordwest Deutschland: Geophys. Prosp., 4, 394-423.

Bracewell, R., 1978, The Fourier Transform and Its Applications: Student Edition, McGraw-Hill Book Co., Inc., New York.

Brigham, E.O., 1974, The Fast Fourier Transform: Prentice Hall. New Jersey.

Buhl, P.,Stoffa,P.L. ve Bryan,G.M., 1974, The application of homomorphic deconvolution to shallow - water marine seismology: Part II, real data, Geophysics, 39, 417-426.

Butkus, B., 1975, Homomorphic filtering - theory and practice; Geophys. Prosp., 23, 712-748.

Childers, D., Durling, A., 1975, Digital Filtering and Signal Processing: West Publishing Company, Boston.

Clearbaut, J.F., 1964, Detection of P-Waves from weak sources at great distances: Geophysics, 29, 177-211.

......, 1976, Fundamentals of Geophysical Data Processing with Applications to Petroleum Prospecting, McGraw-Hill, New York.

......, Robinson, E.A., 1964, The error in least squares inverse filtering: Geophysics, 29, 118-120.

Ergin,K., 1981, Uygulamalı Jeofizik: İ.T.Ü. Kitaplığı Sayı 1189, İstanbul.

Ford, W., Hearne, J.H., 1966, Least squares inverse filtering: Geophysics, 31, 917-926.

Freaman, H., 1965, Discrete-Time Systems, John Wiley and Sons, Inc., New York.

Hildebrand, S.T., 1981, Linear prediction error filter design: Geophysics, 46, 875-879.

Hsu, H.P., 1970, Fourier Analysis: Simon and Schuster, New York.

Gibson, B., Larnner, K., 1984, Predictive deconvolution and the zero-phase source: Geophysics, 49, 379-397.

IEEE press, 1979, Computer Programs for Signal Processing : Chapt., 7.1, IEEE Press, New York.

Jenkins, G.M., Watts, D.G., 1968, Spectral Analysis and Its Applications: Holden-Day, San Francisco.

Jin, D.J., Rogers, J.R., 1983, Homomorphic deconvolution (Short Note): Geophysics, 48, 1014-1016.

Jin, D.J., Eisner, E., 1984, A Review of homomorphic deconvolution: Rev. Geophys. Space Phys. 22, 225-263.

Jones, J.L., et al., 1958, Acoustic characteristics of lake bottom: Acoustical Society America Journal, 30, 142-145.

Jury, E.I., 1964, Theory and Application of the z-Transform Method: John Wiley and Sons,New York.

Kalisvaart, F.,Sheriff, A.J., 1961, Correction to the paper "Water reverberations - their nature and elimination", by M.M.,Backus: Geophysics, 26, 242-242.

Kalkbrenner, M., 1984, Self-adaptive spike deconvolution: presented 46 th Meeting of EAEG, London.

Kallweit, R.S., Wood, L.C., 1982, The limits of resolution of zero-phase wavelets: Geophysics, 47, 1035-1046.

Kanasewich, E.R., 1975, Time Sequence Analysis in Geophysics: The University of Alberta Press.

Kara, V., Alptekin, Ö., 1983, Girişmiş dalgalarda gecikme zamanlarının güç kesptrumu(power cepstrum) yöntemi ile saptanması: T.U.J.J.B., XII nci genel kurulunda sunulmuştur.

Kemerait,R.C. ve Childers,D.G.,1972, Signal detection and extraction by cepstrum techniques: IEEE Transactions on Information Theory, Vol.IT-18, No.6, 745-759.

Kenneth,S., Dickinson,B.,1982, Phase unwrapping by factorization: IEEE, signal reconstructions on acoustics, Speech and Signal Processing, ASSP-30,984-991.

Kolmogorov, A.N., 1939, Sur L' interpolation et extrapolation des suites stationnaires: C.R. Acad. Sei. Paris.

Kroschel, K., SS-1975, Digitale Filter, Manuskript Zur Vorlesung: Universitat Karlsruhe, Institut für Nachrichtensyteme.

Lee, Y.W., 1960, Statistical Theory of Communication, John Wiley and Sons, Inc., New York.

Lindseth, R.O., 1970, Jeofizik Verilerin Sayısal Olarak İşlenmesindeki Yeni İlerlemeler: CDP Computer Data Processors LTD, Alberta, Kanada(Çeviri: N.Gülünay, 1978, T.P.A.O. Ankara).

......., 1971, Recent Advances in Digital Processing of Geophysical data: Tecnica Resource Development Ltd., Calgary, Alberta, CANADA.

......., 1982, Digital processing of geophysical data. A rewiew: Tecnica Resource Development Ltd., Calgary, Alberta, CANADA.

Lynn, P.A., 1969, Autoregressive digital filters, Application report: Imperial College, Engineering in Medicine Laboratory, London.

McGowan, R., Kuc, R., 1982, A direct relation between a signal time series and its unwrapped phase: IEEE transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing,Vol. ASSP-30, 719-725.

Monson, H.H., Lim, J.S., Oppenheim, A.V., 1980, Signal reconstruction from phase or magnitude:IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, ASSP-28, 672-680.

Ooe, M., Ulrych, T.J., 1979, Minimum entropy deconvolution with an exponential transformation: Geophys. Prosp., 27, 458-473.

Oppenheim, A.V., 1965, Superposition in a class of nonlinear systems: Technical Report 432, Research Laboratory of Electronics, M.I.T., Cambridge, Mass., U.S.A.

......., 1966, Nonlinear filtering of convolved signals: Quarterly Progress Report, No.80, Research Laboratory of Electronics, M.I.T., p.168-175.

......., Schafer, R.W., 1968, Homomorphic analysis of speech: IEEE Trans. on Audio and Electro Acoustics, AU-16, 221-226.

......., 1969, A Speech analysis - Synthesis system based on homomorphic filtering: J.Acoust. Soc. Am., 45, 458-465.

......., Schafer, R.W., 1975, Digital Signal Processing: Prentice - Hall, Inc., New York.

Otis, R.M., Smith, R.B., 1977, Homomorphic deconvolution by Log spectral averaging: Geophysics, 42, 1146-1157.

Özçandarlı, D., Göktürk, E., 1975, Jeofizik veri işlem merkezinde uygulanan bazı sayısal sismik işlem örnekleri : Jeofizik, No.6, 9-27.

Özdemir, H., 1980, Jeofizikte Veri İşlem II : İ.T.Ü. Maden Fakültesi Jeofizik Kürsüsü, Teşvikiye-İstanbul.

Papazis, P.K.P., Jensen, O.G., 1983, Homomorphic deconvolution; Application to gravitational and magnetic field waveforms: Geophysics, 48, 1389-1397.

Papoulis, A., 1962, The Fourier Integral and Its Applications: McGraw-Hill Book Company, Inc., New York.

Peacock, K.L., Treitel, S., 1969, Predictive deconvolution, theory and practice: Geophysics, 34, 155-169.

Pfleuger, J., 1972, Spectra of water reverberations for primary and multiple reflections: Geophysics, 37, 788-796.

Poggiagliolmi, E., Berkhout, A.J., and Boone, M.M., 1982, Phase unwrapping, possibilities and limitations: Geophys. Prosp., 30, 281-291.

Poisson, S.D., 1823, Sur la distribution de la Chaleur Dans Les corps solides, J.Ec.R. Polytech., Ser.I, 19, 1-62.

Poulter, T.C., 1950, Geophysical studies of the Antarctic: Stanford Research Institute, Palo Alto, California.

Quatieri, T.F., Oppenheim, A.V., 1981, Iterative techniques for minumum phase signal reconstruction from phase or magnitude: IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing Vol. ASSP-29, 1187-1193.

Rabiner, L.R., Gold, B., 1975, Theory and Application of Digital Signal Processing: Prentice-Hall, Inc., New Jersey.

Rice, R.B., 1962, Inverse convolution filters: Geophysics, 27, 4-18.

Ricker, N., 1940, The form and nature of seismic waves and the structure of seismograms: Geophysics, 5, 348-366.

......., 1953a, The form and laws of propagation of seismic wavelets: Geophysics, 18, 10-40.

......., 1953b, Wavelet contraction, wavelet expansion and control of seismic noise: Geophysics, 18, 769-792.

Robinson, E.A., 1957, Predictive deconvolution of seismic traces: Geophysics, 22, 767-778.

......., 1954, Predictive decomposition of time series with applications to seismic exploration: Ph.D. Thesis. M.I.T. Cambridge, Mass. Also, in Geophysics, 32, 418-484.

......., Treitel, S., 1964, Principles of digital filtering: Geophysics, 29, 395-404.

......., 1967a, Statistical Communication and Detection with Special Reference to Digital Data Processing of Radar and Seismic Signals: Charles Griffin and Comp., London.

......., 1967, Multichannel Time Series Analysis with Digital Computer Programs: Holden-Day, Inc., San Francisco.

......., 1978, Iterative identification of non-invertible autoregressive moving-average systems with seismic applications: Geoexploration, 16, 6-10.

......., Silvia, M.T., 1978, Digital Signal Processing and Time Series Analysis: Holden-Day, Inc., San Francisco.

Roger, K.M., 1977, Evaluating speech recognizers: IEEE, Vol. ASSP-25, No.2, 178-182.

Sadaoki, F., 1981, Cepstral analysis technique for automatic speaker verification: IEEE, Vol.ASSP-29, No.2, 254-272.

Sarrafian, G.P., 1956, Marine seismic model: Geophysics, 21, 320-336.

Schafer, R.W., 1969, Echo removal by discrete generalized linear filtering: M.I.T. Research Laboratory of Electronics, Technical Report-466, Cambridge, U.S.A.

Schwarz, H.A., 1872, Zur integration der portiellen differential-gleichung: Z. Reine angewandte Math., 218-254.

Sheriff, R.E., 1968, Glossory of terms used in geophysical exploration: Geophysics, 33, 183-228.

Silvia, M.T., Robinson, E.A., 1978, Use of the cepstrum in signal analysis: Geoexploration, 16, 55-78.

......., 1974, Deconvolution of Geophysical Time Series in the Exploration for Oil and Natural Gas: Elsevier Publ.,Co., Amsterdam.

Smith, W.O., 1958, Recent underwater surveys using low frequency sound to locate shallow bedrock: Geol. Soc. America Bull., 69, 69-98.

Somerwille, P.G., Wiggins, R.A., Ellis, R.M., 1976, Time domain determination of earthquake fault parameters from short-period P-waves: Bull., Seism. Soc. Am., 66, 1459-1484.

Stoffa, P., Buhl, P., and Bryan, G.M., 1974, The application of homomorphic deconvolution to shallow-water marine seismology: Geophysics, 39, 401-416.

Stoffa, P., Ziolkowski, A., 1983, Seismic source decomposition: Geophysics, 48, 1-11.

Szegö, G., 1915, Ein grenzwerstsatz über die Toeplitzschen determinanten einer reelen pozitiven function. Math. Ann., 76, 490-503.

Tribolet, J.M., 1977, A new phase unwrapping algorithm: IEEE Trans. Acoust. Speech and Signal Processing Vol. ASSP-25, 176-177.

......., 1978, Application of short-time homomorphic signal analysis to seismic wavelet estimation:Geoexploration, 16, 25-96.

Ulrych, T.J., 1971, Application of homomorphic deconvolution to seismology: Geophysics, 36, 650-660.

......., T.J., Jensen, O.G., Ellis, R.M., Somerville, P.G., 1972, Homomorphic deconvolution of some teleseismic events, Bull. Seism. Soc. Am., 62, 1269-1281.

Ulrych, T.J., Walker, C., 1982, Analytic minimum entropy deconvolution: Geophysics, 47, 1295-1302.

Wadsworth, G.P., Robinson, E.A., Bryan, G.J. and Hurley,P.M., 1953; Detection of reflections on seismic records by lineer operators: Geophysics, 18, 539-586.

Wang, R.J., Treitel, S., 1973, The determination of digital Wiener filters by means of gradient methods: Geophysics, 38, 310-326.

Widess, M.B., 1973, How thin is a thin bed:Geophysics, 38, 1176-1180.

Wiggins, R.A., 1978, Minimum entropy deconvolution: Geoexploration, 16, 21-35.

Yılmaz, Ö., 1976, Refleksiyon sismolojide rezolüsyon ve reverberasyon Problemleri: Jeofizik, 5, Sayı 2.

Ziolkowski, A., ve diğerleri, 1979, Wavelet deconvolution using a source scaling law: Presented at the 41 st meeting of the E.A.E.G., in Hamburg.

Ziolkowski, A., 1984, Deconvolution: IHRDC, Boston.

ÖZGEÇMİŞ

1949 yılında Burdur, Tefenni ilçesi Bekköy'de doğdu. İlkokulu aynı köyde, Ortaokul ve Lise tahsilini ise Denizli Lisesi'nde yapmıştır. 1967 yılında girdiği İstanbul Üniversitesi Fen Fakültesi Jeofizik Bölümü'nü Etibank hesabına burslu okuyarak 1972 yılında bitirmiş ve Nisan 1973 de Etibank, Seydişehir Alüminyum tesislerinde jeofizikçi olarak göreve başlamıştır. 1975 yılında İstanbul Üniversitesi Fen Fakültesi Jeofizik Bölümü'nden pekiyi derece ile Yüksek Mühendislik diploması almıştır. 1976 yılında kısa dönem askerliğini yaptıktan sonra, Karadeniz Üniversitesi Mühendislik Mimarlık Fakültesi Jeofizik Mühendisliği Bölümü'ne asistan olarak girmiştir. Aynı Üniversitedeki görevine öğretim görevlisi olarak devam etmektedir. Doktora çalışmaları nın yanısıra, Uygulamalı Jeofizik, Jeofizikte Veri İşlem ve Fortran IV Dilinde Programlama derslerini okutmuştur.

Evli, üç çocukludur.

Haziran,1986

ÇALIŞMALARI

Altan, N., Urgancıoğlu, İ., Kara, V., 1973, Seydişehir,Keçili Köyü, Doğankuzu mevkii ve civarı Boksit yatakları jeofizik etüdü (Rapor).

Sabah, A., Kara, V., Altan, N., 1974, Akseki, Kızılbayır ve Taşarası mevkii Boksit yataklarının jeofizik etüdü (Rapor).

Kara, V., 1975, Lineer Filtrelerin Rezistivite Eğrilerine Tatbiki, Direkt ve İndirekt Rezistivite Değerlendirme Yöntemlerinin Akseki Boksit Yataklarına Uygulanması ve Bu İki Yöntemin Mukayesesi (İ.Ü.F.F. Jeofizik Bölümünce yüksek lisans tezi olarak kabul edilmiştir).

Kara, V., Alptekin, Ö., 1983, Girişmiş dalgalarda gecikme zamanlarının güç kepstrumu (power cepstrum) yöntemi ile saptanması (T.U.J.J.B. XII.nci genel kurulunda sunulmuştur).

Kara, V., Alptekin, Ö., 1985, Homomorfik dekonvolüsyonda doğrusal bileşeni giderilmiş sürekli faz eğrisinin hesaplanması (Türkiye Jeofizikçiler Derneği 8.Teknik ve Bilimsel Kurultayında sunulmuştur).

ÜYELİKLERİ

Türkiye Jeofizikçiler Derneği,
Türkiye Ulusal Jeodezi-Jeofizik Birliği,
Avrupa Arama Jeofizikçileri Birliği (EAEG),
Arama Jeofizikçileri Birliği (SEG).