
GAZİ ÜNİVERSİTESİ
Gazi
1926

DOPPLER ULTRASON GÖRÜNTÜLEME SİSTEMLERİNDE YENİ BİR UYARLAMALI SPEKTRAL GÜÇ YOĞUNLUK TAHMİN YÖNTEMİ KULLANARAK ÇÖZÜNÜRLÜĞÜN İYİLEŞTİRİLMESİ

MAHSA MIKAEILI

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ARALIK 2015

Mahsa MIKAEILI tarafından hazırlanan "DOPPLER ULTRASON GÖRÜNTÜLEME SİSTEMLERİNDE YENİ BİR UYARLAMALI SPEKTRAL GÜÇ YOĞUNLUK TAHMİN YÖNTEMİ KULLANARAK ÇÖZÜNÜRLÜĞÜN İYİLEŞTİRİLMESİ" adlı tez çalışması aşağıdaki jüri tarafından OY BİRLİĞİ ile Gazi Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Danışman: Prof. Dr. İrfan KARAGÖZ

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Gazi Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum/onaylamıyorum ……

Başkan : Prof.Dr.Etem KÖKLÜKAYA

Anabilim Dalı, Üniversite Adı

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum/onaylamıyorum ……...

Üye : Prof.Dr.Ziya TELATAR

Anabilim Dalı, Üniversite Adı

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum/onaylamıyorum ……...

Tez Savunma Tarihi: 16/12/2015

Jüri tarafından kabul edilen bu tezin Yüksek Lisans Tezi olması için gerekli şartları yerine getirdiğini onaylıyorum.

……

Prof. Dr. Şeref SAĞIROĞLU

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

ETİK BEYAN

Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Yazım Kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmasında;

- Tez içinde sunduğum verileri, bilgileri ve dokümanları akademik ve etik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- Tüm bilgi, belge, değerlendirme ve sonuçları bilimsel etik ve ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- Tez çalışmasında yararlandığım eserlerin tümüne uygun atıfta bulunarak kaynak gösterdiğimi,
- Kullanılan verilerde herhangi bir değişiklik yapmadığımı,
- Bu tezde sunduğum çalışmanın özgün olduğunu,

bildirir, aksi bir durumda aleyhime doğabilecek tüm hak kayıplarını kabullendiğimi beyan ederim.

(İmza)

Mahsa MIKAEILI

(Tarih)

DOPPLER ULTRASON GÖRÜNTÜLEME SİSTEMLERİNDE YENİ BİR UYARLAMALI SPEKTRAL GÜÇ YOĞUNLUK TAHMİN YÖNTEMİ KULLANARAK ÇÖZÜNÜRLÜĞÜN İYİLEŞTİRİLMESİ

(Yüksek Lisans Tezi)

Mahsa MIKAEILI

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Aralık 2015

ÖZET

Ultrason görüntüleme sisteminin, kalp ve damar hastalıklarının tanısında önemli bir yeri vardır. Bunun nedeni ultrason sisteminin non-invasive yani deri altına girilmeyen bir sistem olmasıdır. Spektral Doppler, vücutta kanın hızı ve spektrumunu tahmin etmek için kullanılır. Bu çalışmada, daha kısa gözlem penceresi kullanarak Puls Doppler ve B-mod arasındaki band genişliğinin farkından kaynaklanan düşük çözünürlük giderilmeye çalışılmıştır. Bu amaçla ilk olarak Capon yöntemi ile Genlik ve faz tahmin yöntemi, spektral güç yoğunluk tahmini için kullanılmıştır. Bunlara ek olarak Çapraz Spektral Metik ile Genlik ve Faz tahmin yöntemlerinin birleştirilmesi ile birlikte yeni bir yöntem (İzdüşümlü Genlik ve Faz Tahmini) önerilmiştir. Çalışmanın sonunda ise kullanılan yöntemler Welch Yöntemi ile karşılaştırılmıştır. Karşılaştırmanın sonucunda, daha kısa gözlem penceresinde; uyarlamalı olan yöntemlerden (Capon, Genlik ve Faz Tahmini, İzdüşümlü Genlik ve Faz Tahmini) Welch Yöntemi'ne göre daha iyi çözünürlük elde edilmiştir. Ayrıca, bu çalışmada kullanılan yöntemlere ait karışık hesaplama ve onun sonucu uygulama zamanı incelenmiştir. Bu incelemeye göre; yöntemlerin hepsinde gözlem penceresinin azalması sonucunda uygulama zamanı da azalmaktadır.

Bilim Kodu : 905.1.021

Anahtar Kelimeler : Spektral Güç Yoğunluk Tahmini, Gözlem Penceresi, Welch, Capon, Genlik ve Faz Tahmini, İzdüşümlü Genlik ve Faz Tahmini.

Sayfa Adedi : 91

Danışman : Prof. Dr. İrfan KARAGÖZ

ENHANCEMENT OF SPATIAL RESOLUTION IN ULTRASONIC DOPPLER IMAGING SYSTEMS BY USING NEW ADAPTIVE POWER SPECTRAL DENSITY ESTIMATION METHOD

(M. Sc. Thesis)

Mahsa MIKAEILI

GAZİ UNIVERSITY

GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

December 2015

ABSTRACT

Ultrasound imaging systems have crucial rule in diagnosing cardiovascular disease. This arises from the fact that ultrasound systems are non-invasive. Spectral Doppler has been used to estimate blood velocity and its spectrum in human body. Difference between Doppler and B-mode bandwidth causes low resolution. In this work, the purpose is to reduce the observation window and provide better resolution. First of all we used Capon method and Amplitude and Phase Estimation Method for estimating power spectral density. Then, we proposed new method which is unified by using cross spectral metric and amplitude and phase estimation method (projection based amplitude and phase estimation). At the end of this work, all mentioned methods compared with Welch method. As a result of this comparison, adaptive methods (Capon, Amplıtude and Phase Estimation, Projection) have better resolution while they have low observation window. Also, in this work complex operation and their explicit result execution time have been analysed. It is seen that for all mentioned methods reducing OW causes to decrease the execution time, but adaptive methods make it possible to handle resolution, contrast and execution time in conjunction with together.

Science Code : 905.1.021

Key Words : Power Spectral Density Estimation,Observation Window,Welch, Capon, Amplitude and Phase Estimation, Projection Based Amplitude and Phase Estimation

Page Number : 91

Supervisor : Prof. Dr. İrfan KARAGÖZ

TEŞEKKÜR

Bu tezin hazırlanmasında, tez danışmanlığımı yapan sayın Prof. Dr. İrfan KARAGÖZ başta olmak üzere yardım ve katkıları ile beni yönlendiren ve kıymetli tecrübelerinden faydalandığım tüm hocalarıma ve her daim desteklerinden dolayı aileme teşekkürlerimi sunarım.

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET iv

ABSTRACT v

TEŞEKKÜR vi

İÇİNDEKİLER vii

ÇİZELGELERİN LİSTESİ x

ŞEKİLLERİN LİSTESİ xi

SİMGELER VE KISALTMALAR xv

1. GİRİŞ 1

2. ULTRASONİK GÖRÜNTÜLEME SİSTEMİNİN GENEL TANITIMI 3

2.1. Ultrasonun Dalgaları ile İlgili Genel Bilgi 3

2.2. Ultrason Dalgasının Doku ile Etkileşimi 6

2.2.1. Yansıma 7

2.2.2. Kırılma 7

2.2.3. Saçılma 8

2.2.4. Zayıflama 8

2.3. Transdüser 9

2.3.1. Işınların şekli 10

2.4. Ultrason Görüntüleme Sistemi 13

2.4.1. Kullanıcı arayüzü 13

2.4.2. Kontrol bölümü 14

2.4.3. Ön uç 14

2.4.4. Tarama 15

Sayfa

2.4.5. Arka uç 15

2.5. Ultrasonun Çalışma Modları 15

3. GÖRÜNTÜ OLUŞTURMA 21

3.1. Frekans ve Zaman Uzayında Dağılma 22

3.2. Dizi Elemanları 25

3.3. Elemanların Uyarma Sinyali 27

3.4. Dizi Elemanların Örneklenmesi ve Kafes Loplar 28

3.5. Elemanların Etkeni 30

3.6. Işınların Yönlendirilmesi 31

3.7. Işınların Odaklaması ve Yönlendirilmesi 33

3.8. Işınların Şekillendirilmesi 34

3.9. Görüntüleme Sistemi 35

4. DEMODÜLASYON VE FİLTRELEME TEKNİKLERİ 39

4.1. Eşzamanlı Quadrature Demodülasyon 41

4.2. Wall Filtresi 44

5. MEVCUT VE GELİŞTİRİLEN SPEKTRAL GÜÇ YOĞUNLUK TAHMİN YÖNTEMLERİ 47

5.1. Rastgele Olmayan Sinyalin Spektral Yoğunluk Enerjisi 49

5.2. Rastgele Sinyalin Spektral Yoğunluk Gücü 51

5.3. Spektral Güç Yoğunluğunun Tanımlanması 53

5.4. Mevcut Spektral Güç Yoğunluk Tahmin Yöntemleri 53

5.4.1. Welch yöntemi 56

5.4.2. Capon yöntemi 57

5.4.3. Genlik ve faz tahmin yöntemi 59

5.5. Geliştirilmiş İzdüşümlü Genlik ve Faz Tahmin Yöntemi 61

Sayfa

6. SONUÇ VE ÖNERİLER 71

KAYNAKLAR 86

EKLER 90

EK-1. Shah İşlevi 91

ÖZGEÇMİŞ 92

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge **Sayfa**

Çizelge 2.1. Ultrason ve diğer görüntüleme sistemlerin karşılaştırılması 3

Çizelge 2.2. Farklı madde ve organların akustik empedansı …… 6

Çizelge 6.1. Welch yönteminin karışık hesaplamaları 83

Çizelge 6.2. Capon yönteminin karışık hesaplamaları …… 84

Çizelge 6.3. Genlik ve faz tahminin karışık hesaplamaları …… 84

Çizelge 6.4. İzdüşümlü Genlik ve faz tahminin karışık hesaplamaları …… 85

Çizelge 6.5. Yöntemlerin uygulama zamanı …….. 85

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil **Sayfa**

Şekil 2.1. Ultrason dalgasının zayıflaması ve frekansla ilişkisi. 4

Şekil 2.2. Transdüserin farklı frekanslarda dokuda nüfuzu..... 5

Şekil 2.3. Puls üretimi 5

Şekil 2.4. Dalga ve dokunun etkileşimi..... 6

Şekil 2.5. Yakın ve uzak alanda ışınların şekli 11

Şekil 2.6. Kafes lopların oluşumu..... 12

Şekil 2.7. Kafes loplara ait açı 12

Şekil 2.8. Bir ultrasonik görüntüleme sistemi ve ona ait bölümleri..... 14

Şekil 2.9. Üç farklı moda ait dalga şekli ve oluşumu..... 15

Şekil 2.10. Dopplerde frekans değişimi 16

Şekil 2.11. Laminar ve türbülanslı akış..... 17

Şekil 2.12. Doppler kayması..... 18

Şekil 2.13. Doppler kayması ve ışının açısı ile ilişkisi..... 19

Şekil 3.1. Gönderilen pulsun değişimi 21

Şekil 3.2. XY koordinat sistemi ve Z yönünde olan bir kaynak..... 23

Şekil 3.3. Dikdörtgen şeklinde olan bir kaynak. 24

Şekil 3.4. Dikdörtgen şeklinde olan XY düzleminde ki dizi elemanları. 26

Şekil 3.5. Uzamsal dürtü yanıtı. 27

Şekil 3.6. Ultrasonda gönderilen genel bir pulse şekli. 28

Şekil 3.7. Shah işlevi ve örneklenmesi. 29

Şekil 3.8. Shah işlevinin sonsuz toplamı. 29

Şekil 3.9. Uzamsal dönüşüm ilk kafes lop için. 30

Şekil **Sayfa**

Şekil 3.10. Dizi elementleri ve onlara ait Fourier dönüşümü 31

Şekil 3.11. Yönlendirmeye ait gecikmeler. 32

Şekil 3.12. Dizi elementlerin açısal tepkileri. 32

Şekil 3.13. Odaklamaya ait gecikmeler..... 34

Şekil 3.14. Görüntü oluşumunda olan aşamalar. 37

Şekil 4.1. Spektral Dopplerde yapılması gereken işlemler..... 39

Şekil 4.2. Ultrasonda spektral Dopplere ait tarama bölümü..... 40

Şekil 4.3. Örnek bir sinyal ve Nyquist frekansı. 41

Şekil 4.4. Demodülasyon için gerekli olan işlemler. 41

Şekil 4.5. Down mixing işlemi 42

Şekil 4.6. Donanımda down mixing işlemi 42

Şekil 4.7. Örnek bir sinyalde alçak geçiren filtre..... 43

Şekil 4.8. Örnek bir sinyalde decimation işlemi 43

Şekil 4.9. Yüksek ve alçak geçiren filtrenin konumu. 44

Şekil 5.1. Spektral tahmin yönteminde filtre yaklaşımı 54

Şekil 5.2. Doğrusal bir sistemde sistemin girişi ve çıkışı ile SGY'nun ilişkisi. 55

Şekil 5.3. En küçük kareler yönteminin dikey izdüşümü giriş sinyalinin altuzayına 63

Şekil 5.4. Y_i noktasının izdüşümü merkezden geçen hat uzerinde ve V yönünde…….. 65

Şekil 5.5. Bir L × N büyüklüğünda olan Matrisin Tekil Değer Ayrışımı …….. 68

Şekil 6.1. Üzerinde down mixing işlemi yapılmış olan RF sinyali..... 73

Şekil 6.2. Alçak geçiren filtrenin tepkisi. 74

Şekil 6.3. Yüksek geçiren filtrenin tepkisi 75

Şekil 6.4. Spektral güç yoğunluk tahmini OW=128. 76

Şekil 6.5. Doppler kayması ve spektral güç yoğunluğun karşılaştırılmas OW=128.. ... 76

Şekil **Sayfa**

Şekil 6.6. Spektral güç yoğunluk tahmini OW=64…… 77

Şekil 6.7. Doppler kayması ve spektral güç yoğunluğun karşılaştırılmas OW=64 78

Şekil 6.8. Spektral güç yoğunluk tahmini OW=50. 78

Şekil 6.9. Doppler kayması ve spektral güç yoğunluğun karşılaştırılması OW=50. 79

Şekil 6.10. Spektral güç yoğunluk tahmini OW=40. 79

Şekil 6.11. Doppler kayması ve spektral güç yoğunluğun karşılaştırılması OW=40. ... 80

Şekil 6.12. Spektral güç yoğunluk tahmini OW=30. 80

Şekil 6.13. Doppler kayması ve spektral güç yoğunluğun karşılaştırılması. OW=30 ... 81

Şekil 6.14. Spektral güç yoğunluk tahmini OW=25. 81

Şekil 6.15. Doppler kayması ve spektral güç yoğunluğun karşılaştırılması OE=25. 82

Şekil 6.16. Spektral güç yoğunluk tahmini OW=20. 82

Şekil 6.17. Doppler kayması ve spektral güç yoğunluğun karşılaştırılması OW=20 83

SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada kullanılmış simgeler ve kısaltmalar, açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler	**Açıklamalar**
db	Desibel
hz	Hertz
MHz	Mega Hertz

Kısaltmalar	**Açıklamalar**
APES	Genlik ve faz tahmini
ÇSM	Çapraz spektral metrik
IQ	Inphase quadrature demodülasyon
PSD	Spektral güç yoğunluğu
TDA	Tekil Değer Ayrışımı

1. GİRİŞ

Ultrason görüntüleme sisteminin temel kaidesini anlayabilmek, verinin elde edilmesi sürecinde ve ultrason tarafından alınmış olan bilgileri doğru yorumlamak için önemlidir. Ayrıca, mevcut sistemler yapıdan belirgin ve detaylı bir şekilde ani görüntü elde edilmesini sağlamaktadır. Bu görüntülerin kalitesi o kadar yüksek ki kalp veya kan akışına doğrudan ve bir vasıta kullanılmaksızın incelendiği düşünülebilir. Ama aslında görüntü hasta vücudundan geri yansıyan ve geri saçılan ses dalgalarının karışık analizi sonucu elde edilir. Bu yönteme ait kuvvet noktaları ve kısıtlamaların bilinmesi hastada doğru tanı için önemlidir. Ultrason sisteminin yaygın olarak kullanılmasının nedeni non-invasive olması ve radio aktif madde kullanmamasına rağmen yüksek çozünürlüğe sahip olmasıdır. Ama bu sistem damar içi (intra-vascular) görüntülerinde invasive de olabilir.

İnsan vücudunda kalp ve kan dolaşım sisteminin sürekli hareket halinde olması bu sistemi diğer organlardan farklı yapmıştır. Ultrason da Doppler etkisini kullanarak bu sistemi görüntülemeye çalışır. Genel olarak kullanılan yöntemler Sürekli Dalga Doppler(CW), Pulse dalga Doppler (PW) ve Renkli Akış Doppler sistemidir(CFI). Tüm bu yöntemler kan akışını, kanın hızını tahmin etmekle elde etmeye çalışır. İlk iki yöntem hızın spektrumu, hız ve zaman arasında olan bağlantıyı ayrıntılı bir şekilde göstermektedir. Son olarak ismi geçen yöntem ise kanın akışını damarda veya kalp içinde incelemeye çalışır.

Pulse dalga Doppler spektromu kan hızını belirli bir uzamsal noktada göstermektedir. Bu yöntem genelde B-modu veya CFI ile birlikte kullanılır. PW Doppler ve CFI de hız tahmini için ultrason dalgaları belirli bir yönde ve belirli bir puls tekrarlama frekansı ile istenilen bölgeye doğru gönderilir. B-mod veya CFI ile PW dopplerin birlikte kullanılması gönderilen pulsların sayısını düşürür. Doppler spektrumu genel olarak Fourier dönüşümüne dayalı olan Welch yöntemi yardımı ile elde edilir. Bu yöntemde uzamsal çözünürlük, gözlem penceresinde olan geçici örneklerle ters orantılıdır. Uzamsal ve geçici çozünürlük arasında olan bu ters ilişki PW Dopplerde hızlı kan akışının tanımını engellemektedir. Çünkü yüksek uzamsal çözünürlük, uzun gözlem penceresi gerektirir, ve CFI veya B-modunun birleşmesi ile uyuşmamaktadır. Bu sorunu çözebilmek için hız tahmininde kullanılan örneklerin sayısını azaltmak gerekiyor. Bunun sonucu olarak çözünürlük veya frekans çözünürlüğü belirli bir gözlem penceresinde artmış olur.

Bu konu ile ilgili farklı çalışmalar yapılmıştır. Talhami and Kitney [1] de Kalman filtresi ve en büyük olabilirlik tahminini (maximum likelihood estimation) kullanarak gözlem penceresini azaltmaya çalışmıştır ve ayrıntılı görüntü elde edebilmek için zaman penceresinin 2ms'den daha az olmasını vurgulamıştır. Herment ve Giovannelli [2]'de autoregressive (AR) yöntemi kullanarak spektral güç yoğunluk tahmini yapmışlar. Ayrıca [3-4]'te özdeğer ayrışma yöntemine dayalı olan multiple signal classification (MUSIC) kullanılmıştır ve bu yöntemlerden Welch yöntemine göre daha iyi sonuç alındığı görülmüştür. Ama parametrik yöntemler daha fazla hesaplama yapılması ve veriden bir önbilgiye sahip olma dezavantajlarına sahiptir. PW Doppler de pulse tekrarlamanın uzamsal örneklemeye eşit olması nedeni ile Direction of Arrivel (DOA) yöntemi [5]'de kullanılmıştır. Bu yöntem ayrıca radar ve sonar sistemlerinde benzer sorunu çözmek için kullanılmıştır. Parametric olmayan yöntemler, örneğin; Capon ve genlik ve faz tahmin yöntemi [6-7-8]'de kullanılmıştır. Veriden bağımsız olan Welch yönteminin tersine bu yöntemler veri ile uyarlanabilir bu nedenle bu yöntemler veriye bağımlıdır.

Yukarıda bahsedilen sorunu çözmek amacı ile ve diğer çalışmalardan esinlenerek yeni bir yöntem önerilmiştir. Bu yöntem uyarlanabilir bir yöntemdir gözlem penceresini azaltarak spektral güç yoğunluk tahmini yapmaya ve çözünürlüğün arttırılmasına çalışılmıştır. Bu amaçla Field II programında Femoral Artery için simulasyon yapılmış veri kullanılmaktadır.

Bu çalışmanın ikinci bölümünde ultrasonla ilgili bir genel tanıtım verilmiştir. Üçüncü bölümde bir nokta kaynaktan görüntü elde etme ile ilgili esaslar anlatılmıştır. Dördüncü bölümde veri üzerinde spektral güç yoğunluk tahmini yapılmadan önceki demodülasyon ve ön işlemeler tanımlamaya çalışılmıştır. Beşinci bölümde ilk olarak spektral güç yoğunluk tahminini temeli anlatılmıştır. Bölümün devamında Welch yöntemi, Capon, Genlik ve Faz Tahmin yöntemi tanımlanmış ve ardından önerilen yöntem(İzdüşümlü Genlik ve Faz Tahmin Yöntemi) verilmiştir. En son bölümde dört yöntemden elde edilen sonuçlar bulunmaktadır.

2. ULTRASONİK GÖRÜNTÜLEME SİSTEMİNİN GENEL TANITIMI

Bir yapıyı sesle görme kavramı 1920 yılından bu yana kullanılmaktadır.Bu tarihten beri ultrasonda piezoelektrik kristali kullanarak, bir metaldeki bozukluklari veya kırılmaları algılamak için kullanılır. Ultrason görüntüleme sistemi tıpta elli seneden fazladır kullanılır. Ultrason sistemini ilk kez Avusturyalı bir nörolog olan Dr.Karl Theo Dussik, tanı amacı ile beyni görüntülemek için kullanmıştır. Günümüzde ultrason sisteminin kullanımı tıpta oldukça yaygındır. Bunun nedeni diğer görüntüleme sistemleri ile karşılaştırıldığında taşınabilir olması, radyoaktif veya radyo-opak maddelerin bulunmaması ve daha düşük maliyetli olmasıdır (çizelge 2.1).

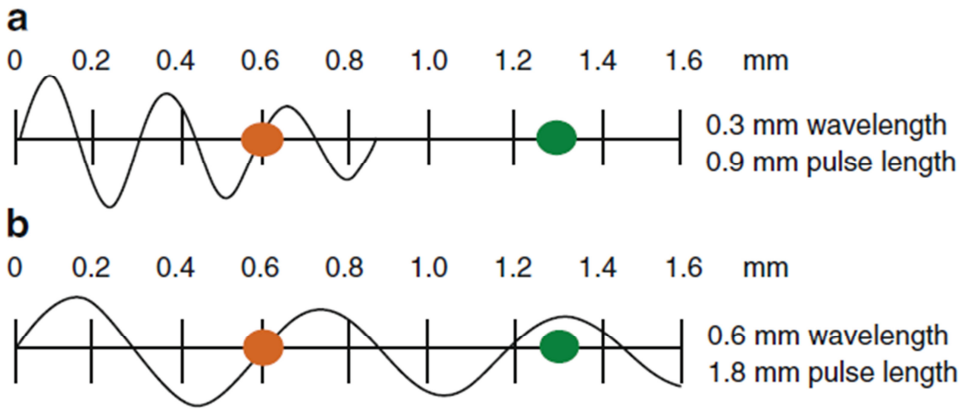
Çizelge 2.1. Ultrason ve diğer görüntüleme sistemlerin karşılaştırılması

Modality	Ultrasound	X-ray	CT	MRI
Neyi görüntülüyor	Mekanik özellikler	Dokunun ortalama absorpsiyon	Doku absorpsiyon	Biokimya (T1 and T2)
Erişim	Küçük bir pencere yeterli	2 yüzeyden alınması gerekiyor	Vücut etrafından alnması gerekiyor	Vücut etrafından alnması gerekiyor
Uzaysal Çözünürlük	Frequency and axially dependent 0.3–3mm	~1mm	~1mm	~1mm
Nüfuz	Frekansa bağlı 3–25cm	Çok iyi	Çok iyi	Çok iyi
Emniyet	Çok iyi	İyonlaştırıcı ışın	İyonlaştırıcı ışın	İyi
Hiz	100 frames/sec	Minutes	1⁄2 minute to minutes	10 frames/sec
Maliyet	$	$	$$$$	$$$$$$$$
Taşınabilir	Çok iyi	İyi	Zayıf	Zayıf

2.1. Ultrasonun Dalgaları ile İlgili Genel Bilgi

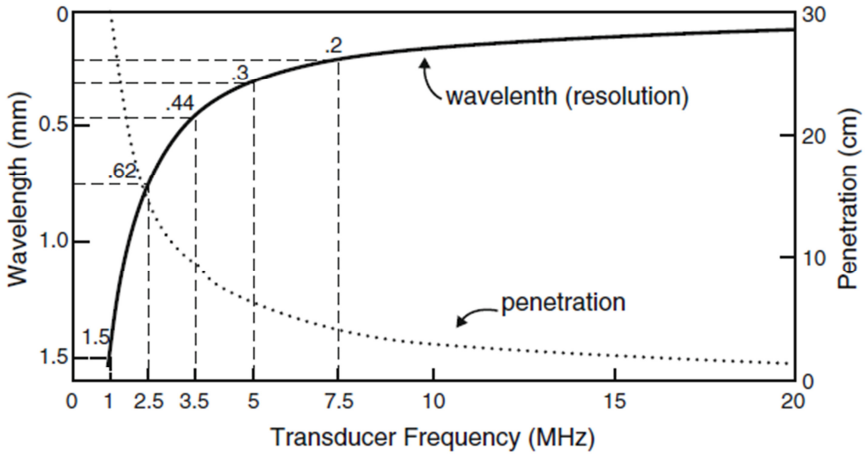
Ultrason dalgası bir ses dalgası olarak tanımlanmaktadır. Ultrasonun dalga boyu ve frekansı ters orantılıdır, yani yüksek frekanslı ultrason kısa dalga boyuna sahiptir. Bu ses dalgasının frekansı, insanın duyabileceği ses dalgasının frekansından yüksektir.

Duyulabilir frekans aralığı 20 Hz ve 20 KHz aralığındadır. Ultrasonda kullanılan ses dalgaları 1MHz ve 20 MHz aralığında bulunmaktadır. Görüntüde tatmin edici çözünürlük elde edebilmek için transdüserda kullanılan frekans önemlidir. Yüksek frekanslı ultrason dalgaları yüksek eksenel çözünürlü görüntüler oluşturur. Belirli bir mesafede ve dalganın yayılım ekseni üzerinde dalgaların sıklığının artışı iki yakın noktanın ayrımı için kullanılmaktadır. Ama belirli bir mesafede yüksek frekanslı dalgalar, düşük frekanslı dalgalarla karşılaştırıldığında daha fazla zayıflama görünür. Bu nedenle yüksek frekanslı dalgalar yüzeysel yapıları görüntülemek için uygundur. Düşük frekanslı dalgalardan, düşük çözünürlük elde edilir ama bu dalgalar zayıflamanın daha az olmasından dolayı daha derinde olan yapıların görüntülenmesi için kullanılmaktadır (Şekil 2.1).



Şekil 2.1. Ultrason dalgasının zayıflaması ve frekansla ilişkisi.[9]

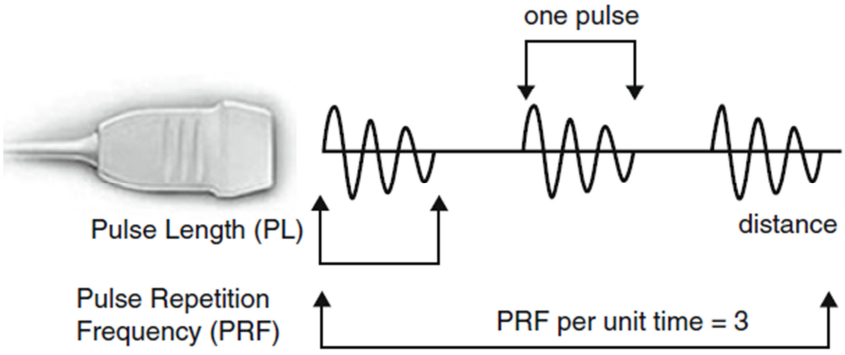
Bu sebeple yüksek frekanslı tarnsdüserler, 10-15 MHz aralığında olanlar, yüzeysel yapıları görüntülemek için kullanılır. Düşük frekanslı transdüserler, 2-5 MHz aralığında bulunanlar, daha derin yapılar için kullanılır. Örneğin, yetişkinlerde daha derinde lomber nöroaksiyel (lumbar neuraxial) yapısının görüntülenmesi için kullanılmaktadır (Şekil 2.2). Ultrason dalgası pulslar şeklinde üretilmektedir. Bu pulslar genel olarak aynı frekansa sahip iki veya üç ses periyotundan oluşur (Şekil 2.3). Pulse tekrarlama frekansı (pulse repetition frequency ve ya PRF) zaman biriminde transdüser tarafından gönderilen pulsların sayısı olarak tanımlanır. Gönderilen pulslar arasındaki zaman önemlidir yani birinci pulsa ait geriyansıma elde edildikten sonra ikinci pulsın gönderilmesi gerekiyor.



Şekil 2.2. Transdüserin farklı frekanslarda dokuda nüfuzu.[10]

Pulse tekrarlama frekansı tıbbi cihazlarda yaklaşık 1-10 kHz aralığında bulunmaktadır. Ultrason dalgasının yayılım hızı dalga boyu ve frekansın çarpımı olarak tanımlanmaktadır. Yayılım hızı dokuda yaklaşık 1540 ms olarak kabul edilir.

Yayılım hızı(m/s) = dalga boyu (mm) * frekans (MHz) (2.1)



Şekil 2.3. Puls üretimi [9]

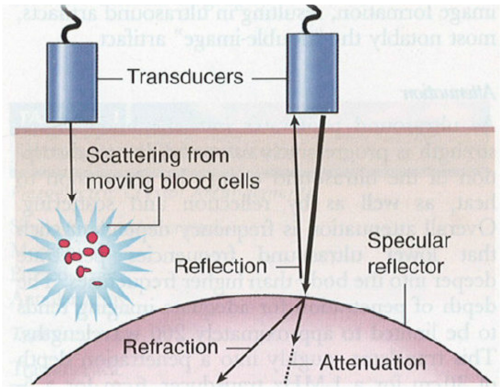
Bu hız sıkışmaya uygun olmayan dokularda, örneğin kemik gibi ortamlarda daha yüksektir ama hava gibi sıkışmaya müsait ortamlarda düşük bir değere sahiptir. Bu nedenle ultrason kullanarak akciğer görüntüsü almak mümkün değildir. Ayrıca yayılım hızı görüntülenecek yapının mesafesi ve görüntüde uygun konumu belirlemek için kullanılmaktadır.

2.2. Ultrason Dalgalasının Doku İle Etkileşimi

Ultrason dalgasının dokuda ilerlediği zamanda dört farklı durum bulunmaktadır (Şekil 2.4):

- Yansıma
- Kırılma
- Saçılma
- Zayıflama

Görüntü elde etmek için önemli olan dalgalar, transdüserden geri yansıyan dalgalardır. Doku yüzeyinden geri yansıyan dalganın miktarı dokunun özelliğine bağlıdır. Bu özellik akustik empedans olarak tanımlanır ortamın yoğunluğuna bağlıdır.



Şekil 2.4. Dalga ve dokunun etkileşimi

Çizelge 2.2. Farklı madde ve organların akustik empedansı [11]

organ	Akustik Empedans
Hava	0,0004
Akciğer	0,18
Yağ	1,34
karaciğer	1,65
Kan	1,65
Böbrek	1,63
Kas	1,71
Kemik	7,8

Yoğunluğu yüksek olan organlar yüksek akustik empedansa sahiptir (Çizelge 2.2). Geri yansıyan dalganın miktarı iki ortam arasındaki empedans farkına bağlıdır. Eğer her iki ortam aynı akustik empedansa sahipse hiç bir dalga geri yansımaz. İki farklı yumuşak doku ara yüzünden geri yansıyan dalgalar düşük yoğunluğa sahiptir. Yumuşak doku ve kemik ara yüzünden veya yumuşak doku ve akciğer ara yüzünden geri yansıyan dalgalar yüksek yoğunluğa sahiptir. Bunun nedeni iki ortam arasındaki büyük akustik empedans farkıdır.

2.2.1. Yansıma

Ultrason görüntüleme sisteminin temeli gönderilen sinyalin iç organlardan geri yansımasıdır. Ultrason dalgası doku sınırlarından ve ara yüzlerden geri yansır. Geri yansıyan sinyalin değeri, iki ortam arasındaki akustik empedansın değişimine bağlıdır. Yukarıda ifade edildiği gibi bu akustik empedans dokunun yoğunluğuna (ρ) ve dokunun yayılım hızına bağlıdır (C) .

$$Z=\rho C \qquad (2.2)$$

Dokuların farklı akustik empedansa sahip olmaları farklı yoğunluğa ve farklı yayılım hızına sahip olmalarına bağlıdır. Örneğin kemiğin yayılım hızı, vücuttaki kan ve yağın iki katıdır. Işınların yansıması yansıtıcı veya aynaya benzer. Yansıyan ışınların miktarı belirli bir ara yüz için sabit bir değerdir. Ayrıca transdüser tarafından geri yansıyan ışınların algılanan miktarı açı ile değişmektedir. İsabet eden ve yansıyan ışınların açısı aynıdır. En iyi geri yansıma 90 ° ile elde edilir.

2.2.2. Kırılma

Ultrason dalgası iki farklı akustik empedansa sahip ortamdan geçerken hareket ettikleri düz hat üzerinden yön değiştirebilirler. Kırılmada, akustik lens kullanarak ışınlar odaklanır ve böylece görüntüye ait çözünürlük artmış olur. Bununla birlikte kırılma görüntü oluşturma sırasında ve artıfactlar sonucunda oluşan istenmeyen dalgalarda da gözükür ve çift görüntü artifactı olarak tanımlanır.

2.2.3. Saçılma

Küçük yapılar yani lateral boyutunda bir dalga boyundan küçük olan yapılar, tek bir hat üzerinden yayımlamak yerine saçılır. Yansıyan ışınların tersine bu ışınların enerjisi tüm yönlere yayılır. Bu nedenle saçılan ışınların çok az miktarı transdüser tarafından

algılanabilir. Ayrıca bu sinyallerin genliği yaklaşık 40-60 dB geri yansıyan sinyallerin genliğinden daha küçüktür.

2.2.4. Zayıflama

Ultrason dalgası vücutta hareket ederken, devamlı olarak sinyalin gücü düşmektedir. Bunun nedeni ultrason enerjisinin ısıya dönüşmesidir. Bu kavram yansıma ve saçılmada görünür. Genel zayıflama frekansına bağlıdır. Örneğin düşük frekanslı ultrason dalgaları yüksek frekanslı dalgalarla karşılaştırıldığında vücutta daha derin yapılara nüfuz edebilir. Uygun bir görüntü elde etmek için bu yaklaşık 200 dalga boyuna sınırlıdır. Yani 1 MHz'lik frekansı olan transdüser yaklaşık 30 cm derinliğe nüfuz edebilir, bu değer 5 MHz'lik transdüser için yaklaşık 6 cm'dir ve 20 MHz için 1,5 cm'dir.

Klinik olarak, zayıflama, çözünürlük gibi farklı yapıları farklı frekansa sahip transdüserler tarafından incelenmesinin önemini göstermektedir. Örnek olarak yetişkinlerde apikal yaklaşımında merkezden uzak yapıyı görüntülemek için düşük frekanslı transdüserler kullanılmaktadır veya trasesophageal yaklaşımında aynı yapı yüksek frekansla incelenebilir.

Ayrıca, zayıflama iki bitişik yapının farklı akustik empedansından da etkilenir. Bu etken transdüserin tasarımında çok önemlidir ve sinyal transdüseri terk etmeden once zayıflamaması gerekiyor. Bu durum hastayı inceleme sırasında da önemlidir. Çünkü hava çok yüksek akustik empedansa sahiptir. İncelenen yapı ve transdüser arasında olan hava sinyalin daha da zayıflamasına yol açar. Bu durumu engellemek için transthoracic incelemelerinde cilt ve hava temasını azaltmak için suda eriyen jel kullanılır. Transesophageal incelemesinde bu durum transdüser ve esophageal duvarı arasında yakın temasta saklamakla giderilir.

2.3. Transdüser

Piezoelektrik (basınç-electric) materyalleri elektrik alanın etkisinde şekil değiştirirler. Alternatif elektrik akım uygulandığında, PZ materyalleri sırayla büzüşür ve genişler, basınç ya da ses dalgası üretir. Aksine, ultrason tarafından üretilen mekanik basınç dalgası, piezoelektrik materyaline çarpar ve bir elektrik sinyali üretir. Bu voltajın gücü, piezoelektrik materyaline uygulanan basınç kadardır ya da geri dönen akustik enerji kadardır. Eğer ses hızı(c), belirli bir ortam için biliniyorsa, ultrason dalgasının aldığı toplam yol, transdüserdan alınacak olan yapının uzaklığı direkt olarak hesaplanabilir.

$$\text{distance} = [c \times \text{time}] \div 2 \quad (2.3)$$

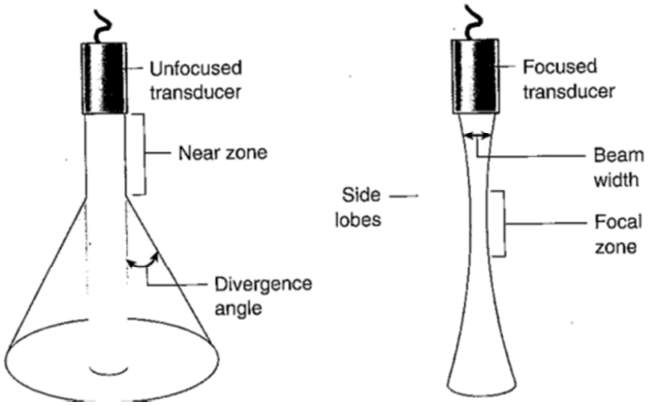
Piezoelektrik elementi ultrason transdücerin en önemli bileşenidir. Ultrasonu üretir, objeye iletir ve geri yansıyan dalgayı alır. Transdüser piezoelektrik elementi, uyarım için gereken akımı ileten elektrodlar, geri yansıyan üretilen voltaj kaydedici,sistemin vibrasyonunu kontrol etmek için kullanılan sönümlendirici, akustik yalıtım, kılıf, birleşim tabakaları ve akustik empedans ile boğazı birleştiren yüzey gibi yapıları kullanarak ideal ses iletimine olanak sağlar. Transdüserin karakteristik frekansı piezoelektrik elementinin kalınlık veya inceliğiyle belirlenir. Temel olarak transdücer bir sinyal yayımlar ve alıcı moduna geçiş yapar ve ara yüzlerden geri yansıyan sinyalleri, bekler. Belirlenmiş bir frekans aralığındaki darbe sinyalleri yayımlar. Bu işlem belirli bir sürede belirli bir bölgenin ultrason görüntüsünü oluşturur. Ultrason ışını yakın mesafede bir tüpe benzer ve yakın alan (fresnel alanı) olarak adlandırılır. Ayrılırken merkezden uzaklaşarak konik bir şekilde açılan kısım ise uzak alan (farfield) olarak adlandırılır. Yakın ve uzak alanların eklem yeri ise geçiş bölgesi olarak bilinir. Ultrason ışımasında elektrik veya mekanik metodla fokuslama, ultrason ışımasını daraltır, odak bölgesinde hassasiyeti artırır ve uzak bölgede ayrılmaları azaltır. Bazen birden çok küçük elementler için anlık olarak ayrı ayrı sinyaller alınabilir, ancak fazlı dizi transducer ile bu elementler kontrol edilebilirler. Eğer farklı elementler eş zamanlı olarak ateşlenirse, dalgaların cephesi dik olarak dizilmiş elementlerden yayılır. Tomografik ultrason görüntüsünün temeli mekanik ya da elektronik olarak istenilen bölgeye ultrason dalgasının uygulanmasıdır. Fazlı dizi transdücerın ürettiği Ultrason ışınının üç boyutu vardır. Bunlar lineer ya da axial, azimuthal ya da yatay, ve elevational ya da yükseklikliktir. Eğer fazlı dizi elementler, kare değil de yuvarlak ise azimuth ve elevation eksenleri küçültülür ve axial çözünürlük arttırılır. Eğer saçılma oluşmuşsa, oluşan görüntüde artifakt yani hata var demektir. Görüntü çözünürlüğü üç boyutludur. Axial çözünürlük iki yapının birbirine olan uzaklığını, arka/ön yakınlığını ultrasonun ana ışıması yani ana ışını olan paralellik durumunu ayırt etmeye yarar ve çok önemlidir. İki dik açılı yansıtıcı en küçük uzaklık 1 λ dır ve bu sebeple, ultason ışınlarının daha küçük dalga boyları ile ya da daha yüksek frekanslar ile alınmasıyla daha iyi bir çözünürlük elde edilir. Daha geniş bir bant genişliği kısa dalgalara izin verdiği için , 2 tane komşu yansıyan sinyalin üst üste binmesini önler. Lateral çözünürlük ise iki yapının birbirine yakınlık-uzaklık durumunu, yan yana uzaklığını ultrasonun ana ışınına dikey olarak uzaklığını gösterir. Lateral çözünürlük ışın çapı ölçümü ile yaklaşık olarak görülür. Transdüser frekansını artırmak daha net axial çözünürlüklü görüntü elde etmeyi sağlar. Ancak, aynı

zamanda, zayıflama artar. Geri dönen ultrason enerjisi piezoelektrik elementine çarpar ve oscillatoray eketrik sinyaline(radio frekans sinyali) dönüşen geçici bir titreşimsel baskı üretir. Bu da genlik ve süreye bağlı bir video sinyaline dönüşür. Bu sinyali ayırırken, yansımalar arasında büyük bir değişiklik yapmadan sinyal hassasiyeti artırılır ve bu şekilde hesaplamalar daha rahat yapılabilir.

2.3.1. Işınların şekli

Isınların şekli ve büyüklüğünün değişimi, transdüserin uzaklığına bağlı olarak tahmin edilebilmektedır. Buna rağmen, transdüser tarafından üretilen ultrason ışınlarının üç boyutlu şekli komplekstir ve birkaç faktöre bağlıdır, bu faktörlerden bazısı transduserin tasarımında kontrol edilebilecek düzeydedir va bazıları ultrason fiziğinin aslına va doğasına bağlıdır. Bir ultrason ışınında, girişte ışının sütun şekli bulunmaktadır (yakın alan Fn) ve uzunluğu transdiuserin yuzey çapına ve dalga boyuna bağlıdır.

$$F_n = D^2/4\lambda \tag{2.4}$$



Şekil 2.5. Yakın ve uzak alanda ışınların şekli [12]

3,5 MHz transdüser için, 5mm çapında olan bir açıyla karşılık gelen sütun uzunluğu 1.4 cm dir. Bu alanın ötesinde , ultrason ışını açılmaktadır (uzak alan). Bu açılmanın , açısı θ “Eş 2.5” ten elde edilir :

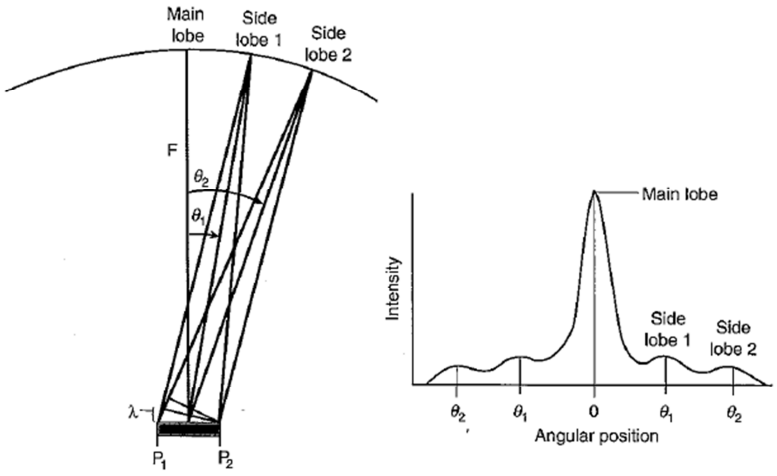
$$\sin\theta = 1.22\lambda/D \tag{2.5}$$

Şekil ve odak noktanın derinliği (en dar nokta) asıl ışında piezoelectric kristalinin üzeri konkave yapmakla veya akustik bir lens kullanarak değiştirilmesi mümkündür. Bu konu ultrason ışınlarının en iyi nitelikte ve görüntülemek istenilen yapının bulunduğu derinlikte

oluşmasını sağlar, ama tekrar ışınların uzaklaşması odak noktasından vuku bulmaktadır. Bazı transduserler odak bölgeyi inceleme sürecinde kontrol altına almasını sağlar. Odaklama olmasına ragmen, her bir transdüser tarafından oluşan ultrason ışını transdüserin frekans,odak ve açısına bağlı olan lateral ve evolüsyon boyutuna sahiptir. Işınların geometrisi faz dizimli (phased array) transduserler de , piezoelectric kristal elemanlarının boyutu , ara (spacing) ve düzenlemesine bağlıdır. Bunlara ek olarak, tek kristalli trasduserlerde ultrasonun ana ışının lateral enerjisinin dağılımı, kenar lopların merkezi ışından U açısında oluşumunun sonucunda ortaya çıkar.

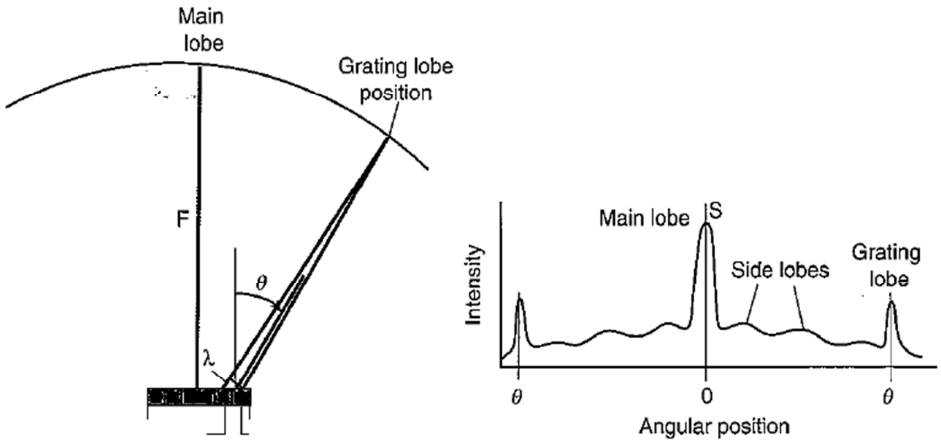
$$\sin\theta = m\lambda/D \tag{2.6}$$

"Eş 2.5" de m bir tam sayıdır ve dizisel kenar lopları (1,2,3,..ç) tanımlar (Resim2.5).



Şekil 2.6. Kafes lopların oluşumu[12]

Yansıyan veya geri saçılmış sinyal bu kenar loplardan , transduser tarafından algılanabiler ve sonuç olarak görüntüde artifaktlara yol açar. Faz dizimli transduserlerde , ek olarak kozmik ışınlar kafes(grating) loplar olarak adlandırılmış. Ultrason dalgasının cephesinin etkileşiminden dolayı ortaya çıkar(Şekil 2.6). Her iki kenar ve kafes loplar transduserin lateral çözünürlüğünü etkiler.



Şekil2.7. Kafes loplara ait açı [12]

2.4. Ultrason Görüntüleme Sistemi

Günümüzdeki ultrason sistemleri her gün daha fazla geliştirilmiştir ve bu nedenle daha karışık özelliklere sahiptir. Ultrason sistemi genel olarak dört kategoriye ayrılabilir:

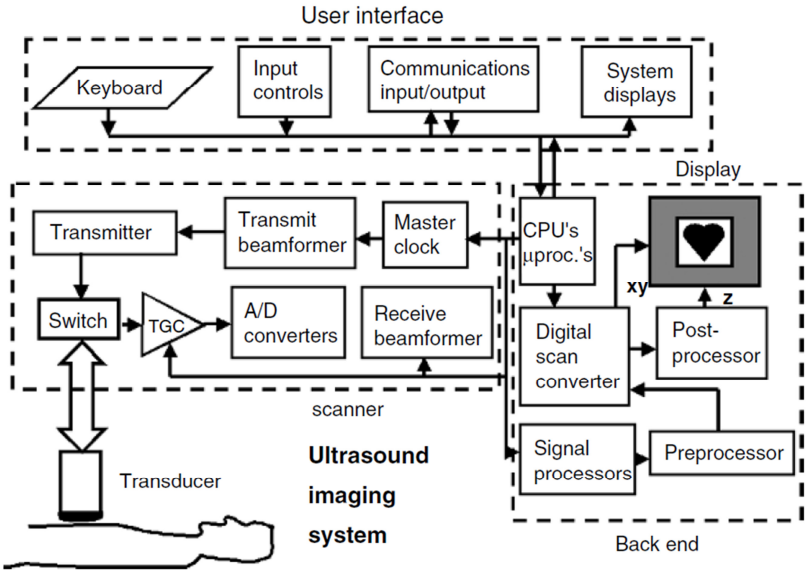
- Taşınabilir olanlar
- Alt uçtaki
- Orta sınıf
- Üst uç

Üst uçta olan sistemler genel olarak son teknolojiye sahip olan sistemlerdir ve en iyi görüntü onlardan elde edilir. Genel olarak ultrason sistemi bir çok kontrol bölümünden oluşmaktadır. Bu bölümlerin ismi farklı üreticiler tarafından değişebilir (Şekıı 2.8). Ancak işlevleri ile ilgili bunları beş genel başlık altında değerlendirmemiz mümkündur.

- Kullanıcı arayüzü
- Kontrol bölümü
- Ön uç
- Tarama (beemforming ve sinyal işleme)
- Arka uç

2.4.1. Kullanıcı arayüzü

Ultrason sisteminde bulunan blokların büyük kısmı görünmez ve kullanıcı sadece klavye ve ekranı gözlemleyebilir. Bu iki bölüm kullanıcı arayüzü olarak tanımlanan kontrol sisteminin bir parçasıdır. Bu bölümde kullanıcı, ultrasonun çalışma modunu belirleyebilir. Şekil 2.8 de olan sistem ekranı, ayarlanabilir yazılım listesini göstermektedir. Bu yazılım listesi kaydırıcı kontrol ve anahtar yardımı ile asıl görüntüden ve çalışma modundan geri bildiri sağlamaktadır. Kullanıcı arayüzü sistemin iç ve dış bağlayıcıları yardımı ile bilgi sağlamaktadır. Burada asıl bağlayıcı sistem, yerel ağlara, sayısal görüntüleme, haberleşme (DICOM) ve bilgisayar donanımlarıyla birleşmesini sağlamaktadır.



Şekil 2.8. Bir ultrasonik görüntüleme sistemi ve ona ait bölümleri [21]

2.4.2. Kontrol bölümü

Normal bir sistem bir kaç mikroişlemciden oluşmaktadır. Kontrol sistemi klavyeden verilen girişleri ve komutları, donanımı istenilen modda çalışmasını sağlamak amacı ile alır ve sisteme uygular. Ayrıca beamformerden gönderilen ve algılanan sinyalleri, sinyal işleme bölümünü, ekran ve çıkışı Kontrol eder. Kontrol sisteminin bir önemli işlevi gerçek zamanda akustik çıkışının tahmin ve düzenlenmesidir.

2.4.3. Ön uç

Bu bölüm tarayıcıların toplamından oluşmaktadır ve ayrıca transdüserden çıkan veya transdüsere giren sinyalleri kontrol eder. Mikroişlemci yardımı ile uyarı pulsı gönderme devresi yardımı ile transdüsere gönderilir. Vücuttan geri yansıyan sinyaller dizilmiş elementler tarafından algılanır ve TGC işlemsel yükselteçlerine iletilir. TGC işlemsel yükselteci sinyalde oluşan kırılma ve zayıflamayı ayarlar .Bu sinyaller sonradan alıcı beamformera iletilir.

2.4.4. Tarama

Tarama bölümünün işlevi çok önemlidir. Bu bölümde alınan sinyaller görüntü hatlarını oluşturmak amacı ile düzenlenir. Gönderme işlevini yapan beamformerlar pulsları elementlere gönderir. Geri yansıyan sinyaller analog dijital dönüştürücüden geçtikten sonra dijital beamformere dönüşür. Ayrıca tarama bölümünde filtreleme ve quadrature sinyalin oluşumu gibi sinyal işleme işlemleri gerçekleştirilmektedir.

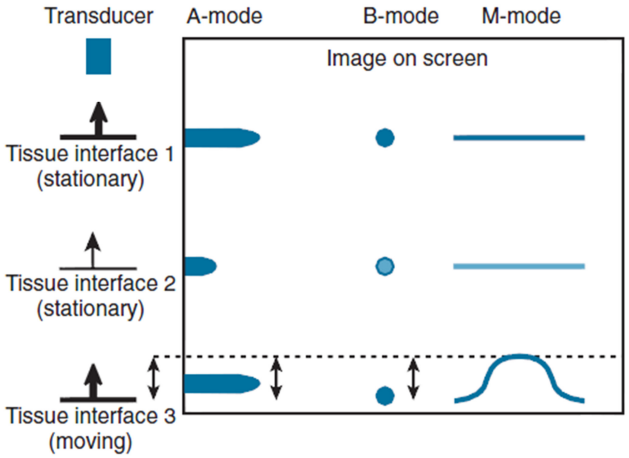
2.4.5. Arka uç

Bu bölüm de aslında görüntü oluşturma işlemi, ekrana aktarma ve görüntünün boyutu ile ilgili işlemler yapılır. Burada giriş olarak kullanılan sinyaller beamformerın çıkışından gelen ve radio-frekans (RF) data hatları olarak tanımlanır. Görüntü oluşturmada RF hatlarının her biri hücresel dijital dönüştürücüye yerleştirilir ve sonra ekranda video olarak gösterilir.

Bu işlemlerin yanı sıra ön işleme, postprocessing, logaritmik sıkıştırma, renkli veya gri scale dönüştürme işlemleri yapılmaktadır. Görüntüde noktaların yer paylaşımı numaralandırılır. Arka üç bölümünde farklı ölçüm teknikleri de yapılır. Bu tekniklerle yapının büyüklüğü, alan büyüklüğü ve yapıda yoğunluk ölçümü yapılabilir.

2.5. Ultrasonun Çalışma Modları

Reflekte edilmiş sinyalin işlenmesiyle görünen resimin tanımlanması şu şekildedir (Şekil 2.9),



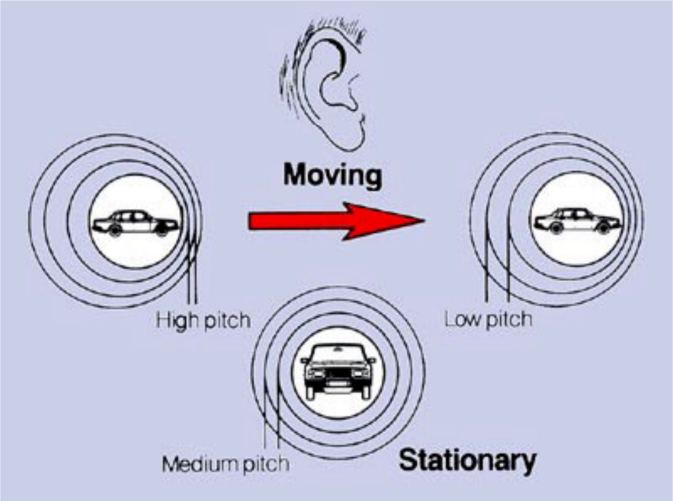
Şekil 2.9. Üç farklı moda ait dalga şekli ve oluşumu.[13]

- A- modu
- B- modu
- M-modu
- Doppler

A mode (genlik modu): Bu modda farklı yoğunluktaki doku katmanlarından yansıyarak gelen eko sinyallerinin şiddetleri derinliğe bağlı olarak çizgisel bir grafik halinde gösterilir.

B mode (parlaklık modu) : Bu mod dokulardan gelen yansımaların şiddetlerine göre parlaklığın noktalar halinde gösterilmesidir. Ultrasonografide en çok kullanılan görüntüleme tipidir.

M mode(hareket modu): M modunda hareket eden bir nesneyi gözlemlemek ve o nesnenin hareketlerini farklı zamanlarda arka arkaya kaydetmektir. B modunda her yankının oluşturduğü noktayı ve parlaklığı ilişkilendiren bilgiyi içerir. M modunda ise bu tek boyutlu bilgiye bir de zaman bilgisi eklenerek gösterilir. Dikey eksende doku derinliği, yatay eksende zaman bilgisi mevcuttur. Hareketli organların incelenmesinde kullanılır.

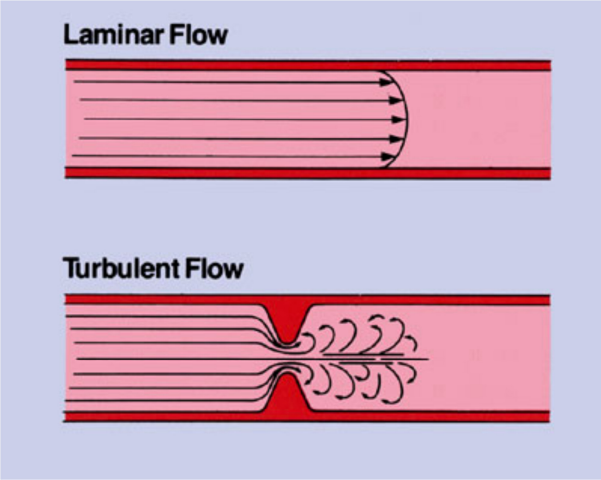


Şekil 2.10. Dopplerde frekans değişimi [12]

Doppler : Doppler ultrason yardımı ile hareket eden yapı, yani kalpteki kanın hızını ve yönünü belirler. Bu yöntemin yardımı ile kalp kapakcıklarındaki yetersizlik, daralma ve normal olmayan akımlar tespit edilir. Doppler ultrasonun çalışma temelini anlayabilmek için öncelikle doppler fiziğini anlamamız gerekir. Doppler fiziğinin tanımı bir örnekle yapılabilir.

Eğer bir gözlemci otobanın üst geçitine yerleşirse, arabaların motorundan gelen ses gözlemciye yaklaştıkca artar. Bu araba gözlemciden uzaklaştığı sırada gözlemcinin duyduğu ses de azalmış olur. Burada arabanın motorundan gelen ses her zaman aynıdır ama gözlemcin duyduğu sesin yüksekliği arabanın hızına ve yönüne bağlıdır (Şekil 2.10)

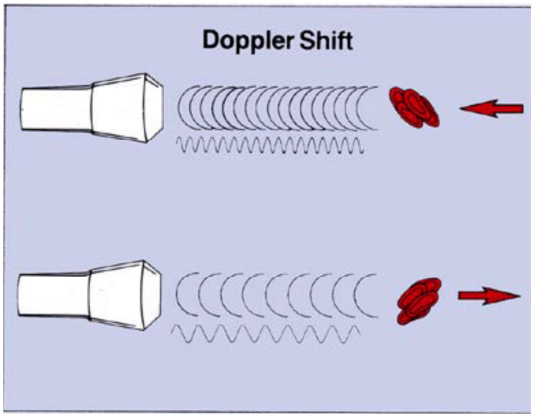
Kan akışının modeli: Kalpten pompalanan ve damarlarda dolaşan kanın hareketi belirli bir özelliğe sahiptir. Kanın hareketini doppler sistem ile algılamak mümkündür. Kanın hareketinin özelliklerini anlayabilmek için laminar akımı ve türbülanslı akımın ortasındaki farkın bilinmesi gerekir. Laminar akımı damarda paralel hatlar üzerinde hareket eden bir akım olarak tanımlayabiliriz. Bu nedenle tüm hücreler sabit bir hızda ve hepsi aynı yönde hareket etmektedir (Şekil 2.11)



Şekil 2.11. Laminar ve türbülanslı akış

Uyuşmazlık, damarın duvarlarına yakın bölgelerde kanın hızının azalmasına neden olur. Kırmızı kan hücrelerinin hızlanması ve yavaşlaması kalp atışından dolayı yaklaşık aynı orandadır. Kardiyovasküler sistemi yani kalp ve damarlardan oluşan sistemde kan akışı laminar akış olarak tanımlanır. Laminar akışın tersi türbülanslı akışlarda tıkanıklıklarının olduğu yerde oluşur ve laminar akımı bozabilir (Şekil 2.11). Akışta tıkanıklık, hızın artışından da kaynaklanabilir. Bu nedenle türbülanslı akışın özelliği, akış yönünde olan bozukluk ve kan hücrelerinin farklı hıza sahip olmaları olarak tanımlanabilir.

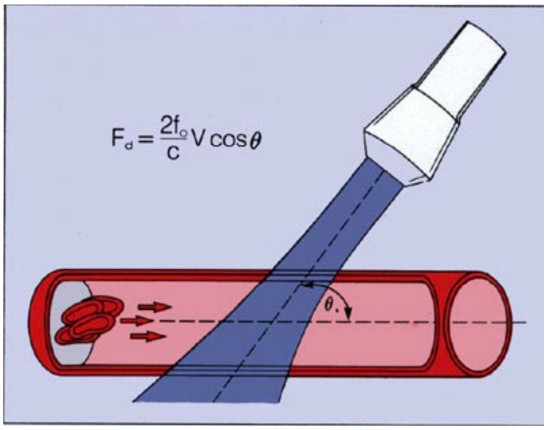
Doppler sistemi: Doppler sistemi genel olarak gönderilen dalganın cephesi ve hareket eden kırmız kan hücresinin karşılaşmasından kaynaklanan frekans değişimi ile tanımlanmaktadır. Şekil 2.12 transdüser tarafından belirli bir frekansta dokuya doğru gönderilen ultrason dalgasını göstermektedir.



Şekil2.12. Doppler kayması

Gönderilen ses dalgası, transdüsere doğru hareket eden bir grup kırmızı kan hücresi ile karşılaşır ve yansımaları gönderilen frekansa göre daha yüksek bir frekansla olur. Yani bu hücrelerin pozitif Doppler kayması vardır. Tersi durumda transdüserden uzaklaşarak hareket eden hücrelerde karşılaşılır. Sonuç olarak alınan sinyalin frekansı gönderilen frekanstan daha az olur ve Doppler kaymasında bir negatif değer olur. Doppler etkisi Şekil 2.13 gösterildiği gibi tanımlanabilir. Bu şekilde olduğu gibi Doppler kayması F_d ile belirlenmiştir ve transdüser tarafından gönderilen frekans ve kanın hızına bağlıdır. Bu geri yansıyan frekans, frekans kayması veya Doppler kayması olarak tanımlanır. Doppler kayması transdüser tarafından gönderilen ışın ve hücrelerin arasındaki açıya oldukça bağlıdır. Aslında Doppler sistemini bir hız ölçüm sistemi olarak tanımlamamız mümkündür.

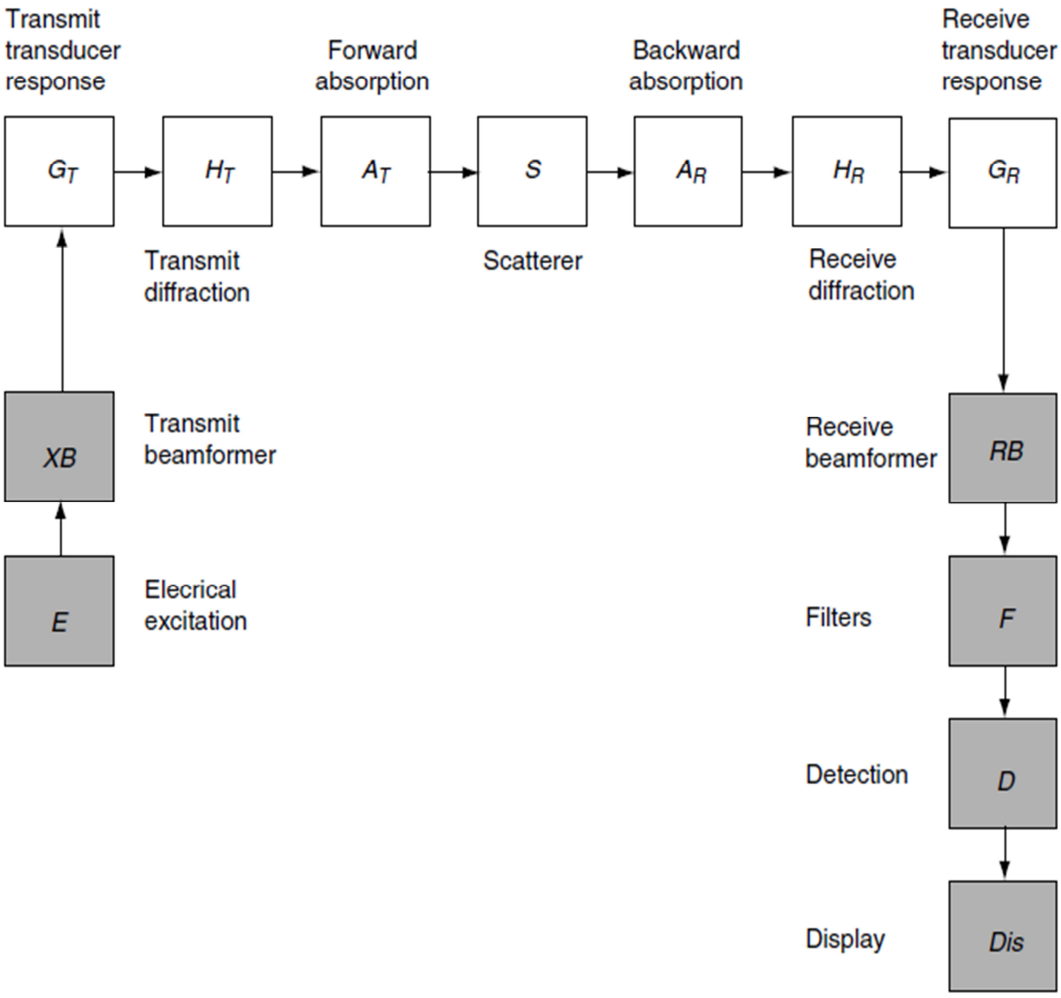
frekans kayması $\Rightarrow$ Doppler Eşitliği $\Rightarrow$ Hız ölçümü



Şekil 2.13. Doppler kayması ve ışının açısı ile ilişkisi

3. GÖRÜNTÜ OLUŞTURMA

Ultrason sisteminde önemli konulardan biride görüntünün oluşmasıdır. Şekil 3.1 de görünen blokdiyagram aslında görüntü oluşturmada karşılaştığmız fiziksel değişimler, ve sinyal üzerinde yapılan işlemleri göstermektedir.



Şekil 3.1. Gönderilen pulsun değişimi [21]

İlk olarak E(f) bloğunda, elektirik sinyal üretilir. Bu elektirik sinyalleri Beamformerda uygun bir şekilde zamanlanmış darbeler transducer dizisindeki elementlere ulaşır. Bu elementler beamformerden gelen elektrik sinyallerini, XB(f), basınç ya da baskı dalgalarına çevirir, GT(f). Dalgalar transducer elementlerinin yüzeyinden yayılır veya kırılır, bu işlem gönderme sırasında kırılma (transmit diffraction) HT(f) olarak tanımlanır.Bu dalgalar, saçılırken ve yayılırken güç kaybına uğrar. Buna zayıflama ya da

ileri yönlü absorbsiyon denir. Geri saçılan dalgaların bir kısmı transducer elementlerine geri döner ve bu dalgalar A(R) faktörüyle daha fazla zayıflar. Geri yansıyan dalgalar elementler tarafından alıcı kısmında diffraction kuralına göre algılanır HR(f). Bu algılanan ses dalgaları elementlerden geçiş sırasında elektrik sinyallerine dönüşür GR(f). Elektrik sinyaline dönüşen bu ışınların üzerinde beamformer tarafından işlem yapılır RB(f).

3.1. Frekans ve Zaman Uzayında Dağılma

Eğer bir çizgiyi spektrumlu optik kaynağı olarak düşünürsek, bu kaynaktan yayımlanan ışınlar, farklı yönlerde hareket eden çok sayıda düzlem dalgasından oluşmaktadır. Bu doğal olay difraksiyon veya dağılma olarak tanımlanır. Ultrasonda eğer gönderilen dalga düzeyi hedeften büyükse dağılma etkisine benzer bir olay görünür. Akustik dağılma tamamen optik dağılımın benzeridir. Optik dağılımda eğer dalga boyu ,objenin büyüklüğü ile karşılaştırılabilecek düzeydeyse, ışık objenin etrafında geometrik gölge oluşturmaz ve Fresnel Saçaklarından oluşan bir gölge alanı yaratır.

Ses dalgaları kaynağın büyüklüğüne bağlı olarak dışarı çıkar. Dağılma bu durumda objenin etrafında eğilmiş olur. Bu olay sesin kaynağa geri dönmesine ve tekrar yayılmasına neden olur. Transdüserden çıkan ışınlar dağılma olayı ile tanımlanır.

Dağılma olayını matematiksel olarak tanımlamak için Rayleigh– Sommerfeld integralı kullanılmaktadır. Bu yöntemde dağılma işlemi, ideal bir kaynak tarafından üretilen ve değişmeyen bir hız potansiyeli olarak tanımlanır.

$$\emptyset(\mathrm{r},\omega) = \frac{-1}{2\pi}\int_{\mathrm{S}} \frac{\mathrm{e}^{\mathrm{i}[\omega t - \mathrm{k}(\mathrm{r}-\mathrm{r}_0)]}(\partial \mathrm{v}(\mathrm{r}_0)/\partial \mathrm{n})\mathrm{dS}}{|\mathrm{r}-\mathrm{r}_0|} \tag{3.1}$$

$$V_n = \partial v(r_0)/\partial n \tag{3.2}$$

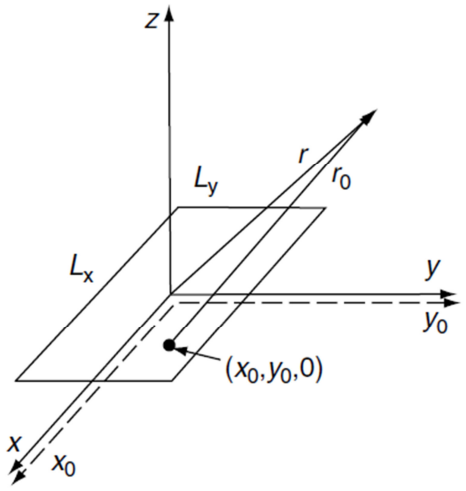
Alandaki basınç koşulunda ($\mathrm{P}(\omega) = \mathrm{i}\omega\rho\phi(\omega)$) , bu model bir S kaynağından hareket eden bir parçanın üç boyutlu hız integrali olarak tanımlanır.

$$\mathrm{p}(\mathrm{r},\omega) = \frac{\mathrm{i}\rho_0 \mathrm{ckv}_0}{2\pi}\int_{\mathrm{S}} \frac{\mathrm{e}^{\mathrm{i}[\omega t - \mathrm{k}(\mathrm{r}-\mathrm{r}_0)]}\mathrm{A}(\mathrm{r}_0)\mathrm{dS}}{|\mathrm{r}-\mathrm{r}_0|} \tag{3.3}$$

"Eş 3.3" de $v_n = v_0 A(r_0)$ bir parçanın hızı ve $A(r_0)$ onun dağılımı S kaynağı üzerindedir (Şekil 3.2). Dik koordinat sisteminde Fresnel yaklaşımı bu integral üzerinde, iki terimli $|r - r_0|$ vektörünün açılımıdır.

$$|r - r_0| = \sqrt{z^2 + (x - x_0)^2 + (y - y_0)^2} \tag{3.4}$$

$$|r - r_0| \approx z\left[1 + \frac{1}{2}\left(\frac{x - x_0}{z}\right)^2 + \frac{1}{2}\left(\frac{y - y_0}{z}\right)^2\right] \tag{3.5}$$



Şekil 3.2. XY koordinat sistemi ve Z yönünde olan bir kaynak

"Eş 3.5" te olan terimler bir ile karşılaştırılır ve payda kısmında z değeri yerleştirilir.

$$p(r, \omega) = \frac{i\rho_0 ckv_0}{2\pi z} e^{i(\omega t - kz)} e^{-\frac{ik(x^2+y^2)}{2z}} \iint_s \left[e^{-\frac{ik\left(x_0^2+y_0^2\right)}{2z}} A(x_0, y_0)\right] e^{\frac{ik(xx_0+yy_0)}{z}} dx_0\, dy_0 \tag{3.6}$$

Eğer kaynağın bir dikdörtgen şekli varsa (Şekil3.3), sınırlarda keskin geçişlere sahiptir ve kaynak fonksiyonu ile tanımlanır.

$$A(x_0, y_0, 0) = A_x(x_0) A_y(y_0) \tag{3.7}$$

Burada $x_0 + y_0$, $x + y$'den bir az daha büyüktür ve aynı şekilde $+ l_x\, l_y$, $l_x l_y$ den bir az daha büyüktür.

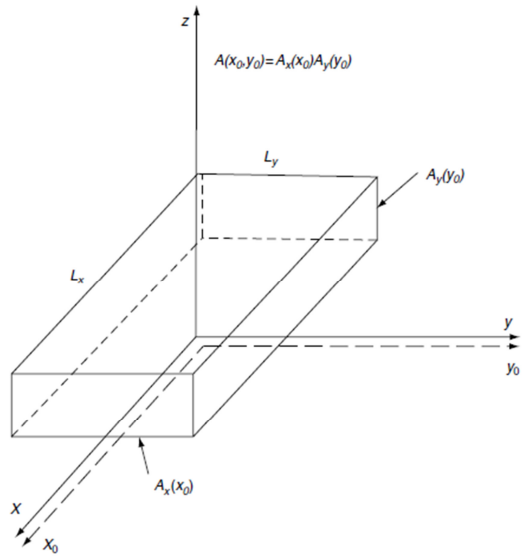
$$A(x_0, y_0, 0) = \prod(x_0/l_x)\prod(y_0/l_y) \tag{3.8}$$

Eğer "Eş 3.7"deki gibi kaynağın dağılımını ayırmak mümkünse, o halde bu integral her bir alan için tek olarak hesaplanır.

$$A_0 = \frac{\rho_0 ckv_0}{2\pi z} = \frac{\rho_0 k}{2\pi z} = \frac{\rho_0}{\lambda z} \tag{3.9}$$

Ayrıntılı integral p(x, y, z,w)=p_x(x, z,w) p_y(y, z,w) gibi yazıla bilir. Bu nedenle her bir integral "Eş 3.10"deki gibi yazılır.

$$p_x(x, \omega) = \sqrt{A_0}\, e^{i\pi/4} e^{-ikx^2/2z} \int_{-\infty}^{\infty} [e^{-ikx_0^2/2z} A(x_0)] e^{ik(xx_0)/z} dx_0 \tag{3.10}$$



Şekil 3.3. dikdörtgen şeklinde olan bir kaynak.

Eğer $\Gamma = 1/\lambda z$ ve $\varsigma = \Gamma x_0$ olarak tanımlanırsa integral parantez içindekilerin ters Fourier dönüşümüne eşit olur.

$$p_x(x, \Gamma, \omega) = \frac{\sqrt{A_0}}{\Gamma} e^{i\pi/4} e^{-i\pi\Gamma x^2} \int_{-\infty}^{\infty} \left[e^{-i\pi\varsigma^2/\Gamma} A\left(\frac{\varsigma}{\Gamma}\right)\right] e^{i2\pi\varsigma x} d\varsigma \tag{3.11}$$

Bu eşitlik normal ters Fast Fourier dönüşüm algoritması ile incelenebilir. Rayleigh–Sommerfeld integrali "Eş 3.1"den frekans alanında yazılabilir.

$$\emptyset(r,f) = \int_A \frac{V_n(r_0,f)X(z,r_0)\exp(-i2\pi f(r-r_0)/c)}{2\pi(r-r_0)} dA_0 \quad (3.12)$$

Ters Fourier dönüşümü kullanarak bu integrali zaman alanında incelemek mumkundur.

$$\emptyset(\mathrm{r},\mathrm{t}) = \int_\mathrm{A} \frac{\mathrm{x(z,t)v_n[r_0,t-(r-r_0)/c]}}{2\pi(\mathrm{r}-\mathrm{r_0})} \mathrm{dA_0} = \mathrm{v_n} * \mathrm{h(r_0,t)} \quad (3.13)$$

Zaman alanında olan bu eşitlikte $\emptyset$ hız potansiyeli ,$\mathrm{v_n}$ sert kaynak düzlemine z=0'da normal olan parçacığın hızıdır , $\mathrm{dA_0}$ ölçülemeyecek kadar küçük yüzey unsurudur, A kaynağının yüzeyidir ve x , X sapma etkenidir ve burada bire eşit olarak belirlenmiş. Eğer v_n etkeni zaman ve kaynak dağılım işlevine çarpılırsa , $\mathrm{v_n(r_0,t) = v_n(t)v_n(r_0)}$, ve $\mathrm{v_n(r_0)}$ kaynak boyunca sabit düşünülürse "Eş 3.13"u katlama konvolüsyon şeklinde tanımlanması mümkündür.

3.2. Dizi Elemanları

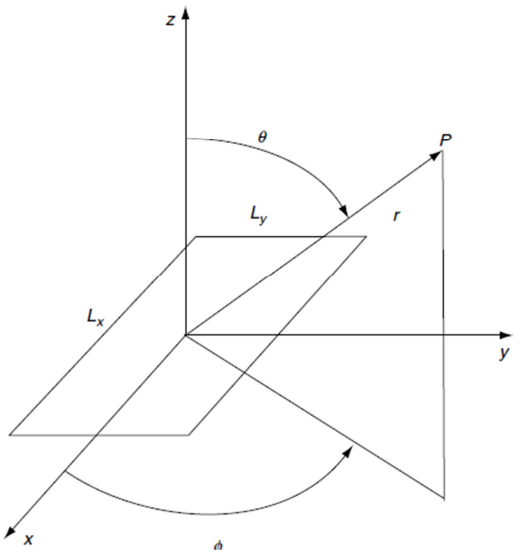
Dizi elemanlarından çıkan ışınların örüntüsü, düz ve sert kaynaktan çıkan ışınların şekline benzer. Bu ışınları belirli bir ağırlık ve gecikme eklenerek kontrol edilir. Böylece ışınlar elektronik olarak belirli bir derinliğe odaklanır ve yönlendirilir. Diziler çok küçük elemanlarından oluşur. Bu elementlerin yönlendirilmesi ve odaklanması elektirik uyarımlarla yapılmaktadır. Elemanlar genel olarak dikdörtgen şeklindedir (Şekil3.4). Eğer küçük elemanlarda kaynağın büyüklüğü dalga boyunun buyüklüğü ile karşılaştırılacak düzeyde ise , uzak alan ışınların örüntüsü, kaynak işlevinin Fourier dönüşümüne eşittir.

aperture function $\overset{\mathbf{FT}}{\Rightarrow}$ beam pattern

$$\mathrm{H_e(x,y,z,\lambda)} = \frac{\mathrm{c_0}}{2\pi\mathrm{z}} \int_{-\infty}^{\infty} \mathrm{A_x(x_0)e^{i2\pi x_0(x/\lambda z)}dx_0} \int_{-\infty}^{\infty} \mathrm{A_y(y_0)e^{i2\pi y_0(y/\lambda z)}dy_0} \quad (3.14)$$

Çizgi spektrumlu bir kaynak , Lx ve Ly kenarlarına sahip bir dikdörtgen kaynağı olarak da tanımlanabilir.

$$\mathrm{H_e(x,y.z,\lambda) = H_xH_y} = \frac{\mathrm{c_0}}{2\pi\mathrm{z}} \mathrm{l_x sinc}\left(\frac{\mathrm{l_x x}}{\lambda\mathrm{z}}\right) \mathrm{l_y sinc}\left(\frac{\mathrm{l_y y}}{\lambda\mathrm{z}}\right) \quad (3.15)$$



Şekil 3.4. Dikdörtgen şeklinde olan XY düzlemindeki dizi elementi .

Uzak alanda olan her bir nokta için kesin sonuç toplam dikdörtgen şeklinde olan kaynakların sayısını çıkarmakla elde edilir. Şekil 3.4 teki alan, her bir nokta için yön primleri küresel koordinat sisteminde alttaki gibi tanımlanır.

$$u = \sin\theta\cos\emptyset$$
$$v = \sin\theta\sin\emptyset \qquad (3.16)$$

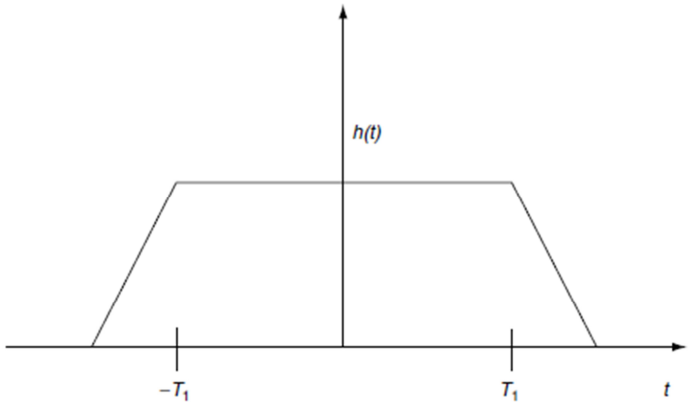
burada θ, r ve z eksenleri arasında olan açıdır ve ∅, r ve x ekseni arasındaki açı olarak tanımlanır. Stepanishen 1971 yılında böyle bir geometriye sahip olan kaynak için uzak alan denklemini 3.17'deki tanımlamış [20-21].

$$H_e(x,y,z,\lambda) = H_x H_y = \frac{c_0}{2\pi r} l_x \mathrm{sinc}\left(\frac{l_x u}{\lambda}\right) l_y \mathrm{sinc}\left(\frac{l_y v}{\lambda}\right) \qquad (3.17)$$

"Eş 3.17"den önceki denklemi $\emptyset = 0$ ya xz düzlemi ve $\theta = 0$ ya yz düzlemine indirgemiş olur. Ayrıca z değeri yerine r değeri yerleştirilir. Bu denklemi zaman bölgesinde elde edebilmek için ters Fourier dönüşümü kullanılır.

$$h_e(u,v,r,t) = \frac{c_0}{2\pi r} l_x \left(\frac{c}{l_x u}\right) \prod\left(\frac{t}{l_x u/c}\right) * l_x \left(\frac{c}{l_y v}\right) \prod\left(\frac{t}{l_y v/c}\right) \qquad (3.18)$$

Bu iki dikdörtgenin katlaması sonucuda bir ikizkenar yamuğa dönüşür(Şekil 3.5). Işınların kenarlarının beraber olması durumunda bir üçgen ortaya çıkar ve eksen üzeri değerlerinde , Rect işlevi yardımı ile bir dürtü işlevine dönüşür.



Şekil 3.5. Uzamsal dürtü yanıtı.

$$h_e(0,0,r,t)\frac{c_0}{2\pi r}l_x l_x \delta(t) \tag{3.19}$$

Yukarıdaki eşitlik uzak alanda eksen uzerindeki basınç, hızdan çıkarılmış olduğunu ve kaynağın alanı ile orantılı olduğunu göstermektedir.

3.3. Elemanların Uyarma Sinyali

Uzak alan ve xz tarama düzleminde, bir elementte g(t) uyarımı sonucunda oluşan basınç uyarımını elde edebilmek için, giriş uyarımı ve ψ_x zaman türevi katlama yapılır. Burada giriş $g(t) = \partial V_n/\partial t$ olarak tanımlanan hız dır.

$$p(r,t) = \rho_0\,\partial\psi/\partial t = \rho_0\,\partial v_n/\partial t * h(r,t) = \rho_0 g * h(r,t) \tag{3.20}$$

Eğer g(t) Şekil3.6'da oldugu gibi azalan bir üstel şekli olursa;

$$g(t) = v_{0x}e^{-at}H(t)\cos(\omega_c t) \tag{3.21}$$

"Eş 3.21"de H(t) bir basamak (step) işlevi ve v_{0x} kaynağından çıkan parçacığın hızı olarak tanımlanır. Böylece basınç 3.22'deki gibi tanımlanır.

$$p(r,t) = \rho_0 g(t) * h_{0x} l_x \left(\frac{c}{l_x \sin\theta}\right) \prod \left(\frac{t}{l_x \sin\theta / c}\right) \quad (3.22)$$

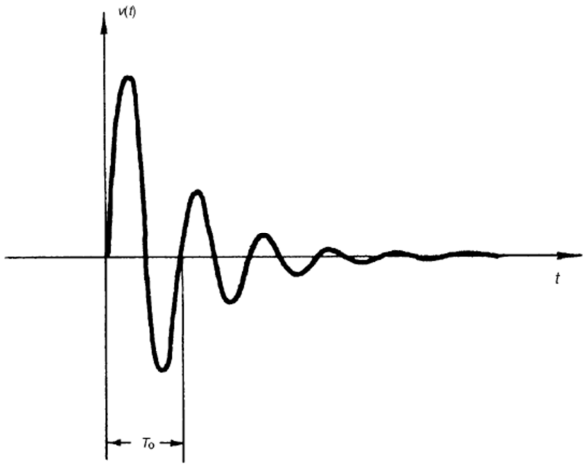
Eksen üzeri değerler için basınç eşitliği 3.23'deki gibi tanımlanmaktadır.

$$p(t,t) = \rho_0 g * h = \rho_0 g(t) * h_{0x}\delta(t) = \rho_0 h_{x0} g(t) \quad (3.23)$$

"Eş 3.22" den elde edilen uzak alandaki noktanın basıncı, frekans alanındaki "Eş 3.24"teki gibi tanımlanmıştır.

$$p(r,f,\theta) = G(f) H_x(r,f,\theta) \quad (3.24)$$

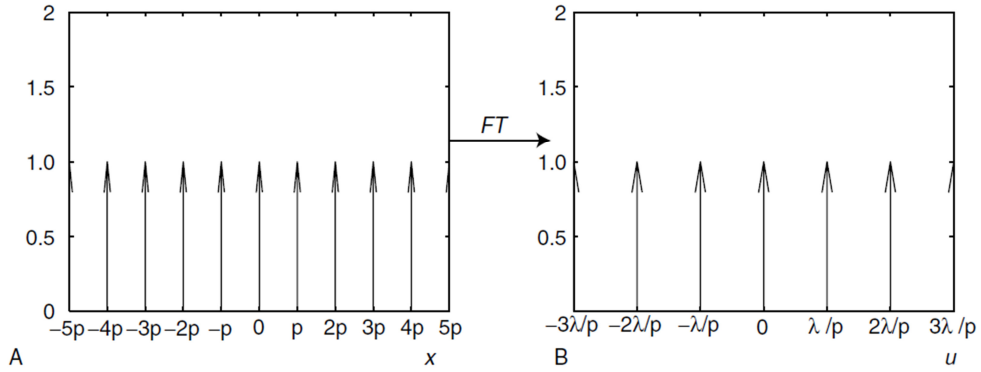
burada $r = \sqrt{x^2 + z^2}$



Şekil 3.6. Ultrasonda gönderilen genel bir pulse şekli.

3.4. Dizi Elemanlarının Örneklenmesi ve Kafes Loplar

Bir elementin nasıl dizi parçası olarak işlem yaptığını anlayabilmek için en iyi başlangıç mekansal nokta örneklerinden oluşan ideal bir dizi düşünmektir. Bu dizilerin son derece uzun olan örnekleri Şekil 3.7'de Shah işlevile (EK.1,[21]) ve (p) dönemli aralıklarla belirlenmiştir.



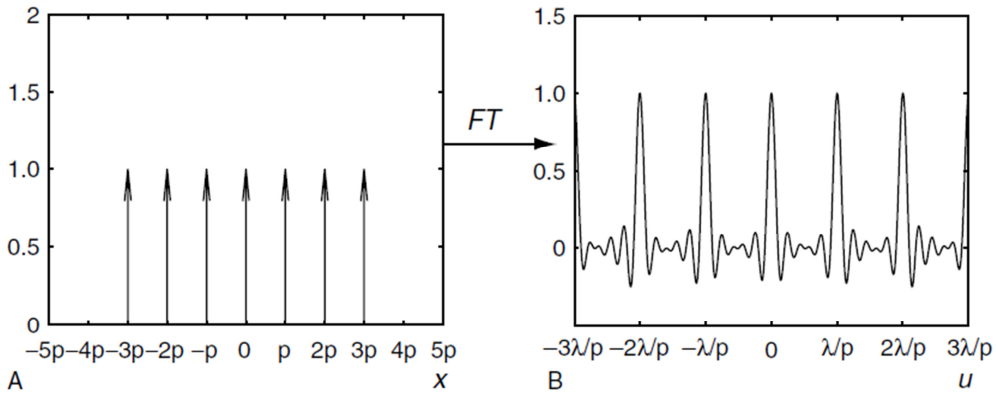
Şekil 3.7. Shah işlevi ve örneklenmesi.

Daha önce bahsedildiği üzere alanda olan bir noktaya ait basınç kaynağından veya dizilerin Fourier dönüşümünden elde edilir. Bu nedenle yukarıdaki denklemin Fourier dönüşümü λ/p dönmeleri ile tekrar bir Shah işlevi oluşur (Şekil 3.7b).

$$F_i = \left[pIII\left(\frac{x}{p}\right)\right] = pIII\left(\frac{puf}{c_0}\right) = pIII\left(\frac{u}{\lambda/p}\right) \tag{3.25}$$

Eğer kaynak sınırlı bir uzunluğa Lx'e sahip ise, o zaman Shah işlevinin sonsuz toplamı mekansal x alanında sınırlı bir toplama dönüşür (Şekil 3.8).

$$F_i\left[\prod\frac{x}{l_x}III\left(\frac{x}{p}\right)\right] = pl_x\sum_{-\infty}^{\infty}sinc\left[\frac{l_x}{\lambda}(u - m\lambda/p)\right] = l_x sinc\left[\frac{l_x u}{\lambda}\right] * pIII\left(\frac{u}{\lambda/p}\right) \tag{3.26}$$

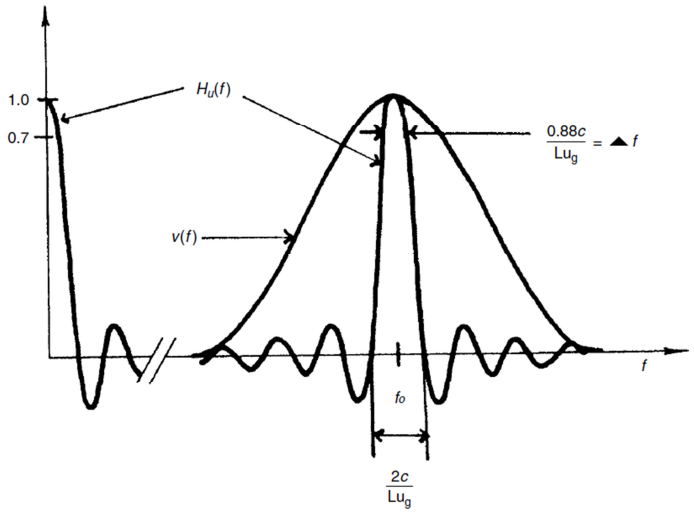


Şekil 3.8. Shah işlevinin sonsuz toplamı

Bu şekilde ana ışın $u = 0$ oluşmuş ve diğer $m \neq 0$ modlarında kafes loplar oluşmuştur. Kafes Loplar. Kafes loplar u_g yönünde ve açısı "Eş3.27" de verilmektedir.

$$\theta_g = \pm \arcsin(m\lambda/p) \tag{3.27}$$

İlk kafes lop veya $m = \pm 1$, en önemli kafes loplardır. Eğer dönme aralıkları dalga boyunun yarısına eşit olacak bir şekilde ayarlanırsa , kafes lop oluşmaz. Bu aralıklar Nyquist örnekleme hızı olarak tanımlanır. Eğer bu aralıklar gönderilen dalga boyundan daha uzun ise , o zaman bir ışın yerine üç veya daha fazla ışın gönderilmiş olur. Örneğin eğer iki dalga boyu aralıkla gönderilirse o halde ışınlar $0°$ ve $\pm 30°$ oluşur. Doğrusal dizilerde bu aralıklar yaklaşık bir veya iki dalga boyudur çünkü gereken yönlendirme işlemi en küçük düzeydedir. Ama bölge taraması yapan faz, dizili transdüserlerde kafes loplarının en küçük olması önemlidir (Şekil3.9).



Şekil 3.9. Uzamsal dönüşüm ilk kafes lop için.

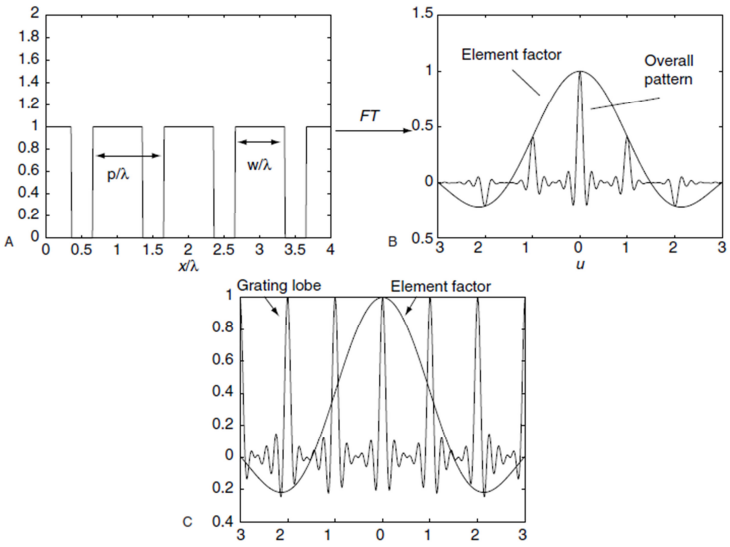
3.5. Elemanların Etkeni

Dizi elementlerinin davranışı bir nokta kaynağının davranışı gibidir. Örneklemede ideal olmayan durumu göstermek için nokta kaynaklarının yerine w genişliğine sahip elementler yerleştirilir (Şekil3.10)

$$H_0(u,\lambda) = h_{0x}\Im_i = \sum_{-nl} h_{0x} l_x pw \operatorname{sinc}\left(\frac{wn}{\lambda}\right) \operatorname{sinc}\left[\frac{l_x}{\lambda}(u - m\lambda/(p))\right] \tag{3.28}$$

Burada ilk Sinc terimi eleman etkeni olarak tanımlanır. Açı veya frekans alanında, küçük elemanlar , geniş yönlü olarak aktarılır . Bu geniş yönlüler kafes lopların sırasını değiştirir

(Şekil3.10). Örneğin 3 dB yön genişliğine sahip, yaklaşık olarak 0,88l/w olarak aktarılır ve bu değer ana ve kafes lopların değerine yani 0,88l/L'ye karşılık gelir.



Şekil 3.10. Dizi elementleri ve onlara ait Fourier dönüşümü

3.6. Işınların Yönlendirilmesi

Eğer doğrusal faz elementleri dizi elementlerinin yerine yerleştirilirse, θ_s açısında ve z ekseni üzerinde dalga cephesine karşılık gelen ışın, θ_s açısına yönlendirilmiş olur (Resim3.11). Her bir element için τ_{sn} fazı kullanılır ve doğrusal faz etkeni $u_s = \sin\theta_s$ olarak tanımlanır.

$$\exp(-i\omega_c\tau_{sn}) = \exp\left(-i2\pi f_c\left(\frac{npu_s}{c}\right)\right) = \exp\left(-\frac{i2\pi npu_s}{\lambda_c}\right) \tag{3.29}$$

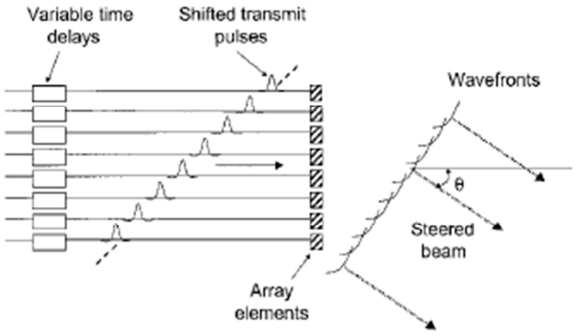
"Eş 3.28"de olan yönlendirilmiş olmayan dizi tepkeleri bu ışınlar üzerinde u_s le yönlendirilme yapılmış ve genliğin ağırlığı a_n bire eşit olarak tanımlanabilir. Şekil3.12'deki elemenlerin yönünün etkisi, yönlendirilmiş ışın ve kafes loplarında gösterilmektedir.

$$H_s(u, u_s, \lambda_c) = \Im_i\left[\prod\left(\frac{x}{w}\right)\sum_{-nl}^{nl} a_n\delta(-np)\exp\left(-\frac{i2\pi(npu_s)}{\lambda_c}\right)\right] =$$

$$l_x pw\,\mathrm{sinc}\left(\frac{wu}{\lambda_c}\right)\mathrm{sinc}\left[\frac{l_x}{\lambda_c}(u - m\lambda_c/p - u_s)\right] \tag{3.30}$$

Bölge veya açı taramasında, kafes lopların mekanı yönlendirme açısı ile ilişkilidir.

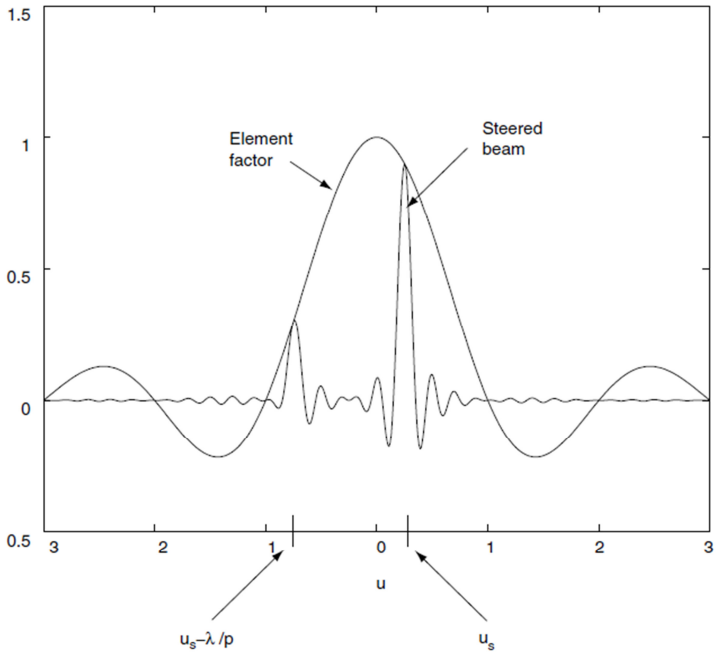
$$\theta_g = \pm \arcsin(m\lambda/p + u_s) \tag{3.31}$$



Şekil 3.11. Yönlendirmeye ait gecikmeler.

Burada $m = \pm 1$ ilk kafes loplarını göstermektedir. Örneğin, eğer eğer bir dalga boyunda dönme aralıkları ve yönlendirme $-45°$ ise o halde ilk kafes lopları $17°$ 'de bulunur.

$$\theta_g = \pm \arcsin(1 - 0.707) = 17°$$



Şekil 3.12. Dizi elementlerin açısal tepkileri.

3.7. Işınların Odaklanması ve Yönlendirilmesi

Belirli bir uzunlukta ve farklı dalga boyuna sahip dizi kaynakları için yakın alan yapısının da dikkate alınması gerekiyor. Odaklama için bir lens yapısı düşünülebilir. Dizi elementlerinde zaman gecikmeli uyarımlara eklenir. Bu uyarımların işlevi aslında lensin işlevine benzer ve amacı oluşan dağılmaları denkleştirmektir. Zaman gecikmeleri n elementi için 3.32'deki gibi belirlenmiştir.

$$\tau_n = \left[r - \sqrt{(x_r + x_n)^2 + z_r^2}\right]/c + t_0 \tag{3.32}$$

Burada r, merkez ve odak noktası arasındaki mesafedir $r = \sqrt{x_r^2 + z_r^2}$, x_n elementinin merkezi ve merkez arasındaki mesafedir. Burada element n ile gösterilmektedir ($x = np$) ve t_0'a eklenen sabit bir gecikmedir bu sabit gecikmenin eklenme nedeni olumsuz gecikmeleri engellemektir. Paraxial yaklaşımı kullanmak suretiyle ve Lateral (Yanal) değişkenleri eksenel mesafeden daha küçük gecikme alttaki gibi elde edilir.

$$\tau_n \approx (x_n u_s - x_n^2/2z_r)/c + t_0 = [npu_s - (np)^2/2z_r] + t_0 \tag{3.33}$$

Bu yaklaşımdan, "Eş 3.29" da olduğu gibi birinci terim yönlendirme gecikmesi olarak tanımlanır ve ikinci terim ışınların dağılma etkisini engellemek için kullanılan faz terimidir. Gerçekte hesaplamalarda kesin olan eşitlik yani 3.32'deki gibi kullanılmaktadır. Tüm bunları belirli bir noktada $x_n = np$ birleştirirsek

$$h_n(u, r, t) = a_n h_{0x} w\left(\frac{c}{wu}\right) \prod \left(\frac{t}{wu/c}\right) \tag{3.34}$$

Bir element için mekansal dürtü yanıtını odaklama ile iletmek altaki gibi dir.

$$h_n\left(t - \frac{1}{c}\sqrt{(x - x_n)^2 + z^2} - \tau_n\right) = h\left(t - \frac{\sqrt{(x-x_n)^2+z^2}}{c} - r/c + \sqrt{\frac{(x_r-x_n)^2+z_r^2}{c}}\right) \tag{3.35}$$

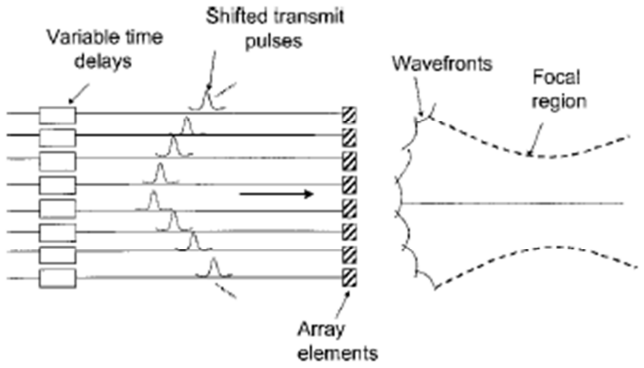
Eğer odak noktası için $x = x_r$ ve $z = z_r$ alınırsa,

$$h_n\left(t - \frac{1}{c}\sqrt{(x - x_n)^2 + z^2} - \tau_n\right) = h(t - r/c) \tag{3.36}$$

Dizilerin kapsamlı yanıtı h_n tüm elementlerin yanıtının toplamından oluşur.

$$h_a(t) = \sum_{-nl}^{nl} a_n h_n \left(t - \frac{1}{c}\sqrt{(x - x_n)^2 + z^2} - \tau_n\right) \quad (3.37)$$

Burada basıç uyarı pulsından ve dizilerin yanıtının convolusiyon sonucundan elde edilir. En iyi odaklama alan noktası (x, z) ve odaklama noktası (x_r, z_r) kesişmesi halinde elde edilir. Şekil 3.13 odaklamak için gerekli gecikmeleri göstermektedir. Burada incelenen tüm gecikme eşitlikleri transdüser tarafından gönderme ve alma sırasında kullanılmaktadır.



Şekil 3.13. Odaklamaya ait gecikmeler

3.8. Işınların Şekillendirilmesi

Ultrason yardımı ile vucudu görüntülemek temeli birkaç etkenden oluşmaktadır. Bu etkenler Şekil3.1'de gösterilmektedir. Bu etkenler elektirik uyarım ile başlar (E), transdüserin gönderme tepkisi (G_T) ve transdüserin alma tepkisi (G_R). Daha uygulanabilir tanımlama gönderilen pulsın etkisinden $e_T(t)$ de oluşur. Transdüserin elektroakustik dönüşümü yani darbe yanıtının voltajdan, hız türevine dönüşümü $g_T(t)$, türev işlemi ve alma işlevi R, hepsini bir arada göstermek mümkündür.

$$e_{RT}(t) = e_T(T) * g_T(t) * g_R(t) \quad (3.38)$$

Frekans alanında alttaki gibi tanımlanmaktadır

$$E_{RT}(f) = E_T(f)G_T(f)G_R(f) \quad (3.39)$$

Toplam voltaj çıkışı, yani gönderme ve alma odaklaması gönderme dizisi ve mekansal alma tepkisinin çarpımından oluşur (Şekil3.11)

$$V_0(r, f, \theta) = H_T(r_T, f, \theta_T) H_R(r_R, f, \theta_R) E_{RT}(f) \quad (3.40)$$

Bu denklemin karşılığı zaman alanında alttaki gibi belirlenmektedir.

$$v_0(z, r, t) = h_t * h_r * e_{RT} \quad (3.41)$$

Mekansal dürtü yanıtının gizli sonucu, ışınların şekillendirilmesidir. Bu şekillendirme gönderme puls sırası için gerekli olan ve uygun toplama ve gecikme işlemlerini alma işlemi için düzenler. Şekillendirme işlemi Reimde XB gönderme ve RB alma işlemi için görüntü sisteminde belirlenmiştir. Zayıflama etkisi AT ileri yol ve AR dönüş yolu için belirlenmiştir. Işın şekillendirmede bir noktanın çözümü, gönderme ve almada da mekansal darbe yanıtının hedefi önleme kabiliyetine bağlıdır. Bir görüntüleme sisteminin hedefi iyi çözebilme kabiliyeti " nokta kaplama işlevi" olarak tanımlanır. Bu kabiliyet aslında "Eş 3.41"in bir diğer ismidir. Bu eşitlik ışınların şeklini ve kullanılan sinyale nasıl bağlı olduğunun bir göstergesidir.

3.9. Görüntüleme Sistemi

Görüntülemeye geniş bir bakış açısı ile baktığımızda aşağıdaki başlıca etkileri dahil etmek gereklidir:

- beamforming ve mekansal değişen nokta dağılım fonksiyonu (psf)
- saçılan nesnelerin boyutu
- Bu nesnelerin eğim açıları,
- görüntü hat örnekleme oranı**,**
- interpolasyon ve sunum

Görüntüleme işlemi sürecindeki bütün etkiler Şekil 3.14'te şematik olarak gösterilmiş. Görüntüler, genellikle akustik 'hatları' veya vektörlerinin bir sayısının sıralı bir yapıda düzenlenmiş halidir. Bir akustik vektör bir görüntü hattına zarf tespiti ile dönüşür. Sonrasında görüntü ince bir çizgi olarak görünse de, her satır fiziksel olarak farklı derinliklerde, zamana bağlı üç-boyutlu (3D) olarak dağınık dalgaları temsil eder. Görüntü

oluşumu süreci Şekil3.14'te aşamaları gösterilen referans harflerle olaylar aşağıdaki dizi ile açıklanabilir:

(a) Gönderilen pulse paketinin 3 boyutlu bir şekli vardır ve ışın vektörü üzerinde (Z ekseni) hareket eder ve şekli P.S.F alanının karakterine bağlı olarak değişir.

(b) Akustik ekseni üzerinde gönderdikten sonra , gönderilen akustik pulse büyük açı aralığında dağılmaya başlar. bu dağılmalar objenin hangi derinlikte olduğuna yani z_i ve onunla ilgili zaman gecikmesine bağlıdır z_i=c .

(c) Geri yansıyanların açısal kısmı transduserin alıcı elementler ile kesişir. Bu ekoların her biri yaklaşık $2z_i$=c zaman gecikmesine sahiptir.

(d) Kesişen dalgalar, transduserin alıcısı üzerinde toplanır. Bu toplamalar odaklama ve beamformingde kullanılan ağırlık değer ve zaman gecikmesi ile eşleşir.

(e) Dördüncü adımda toplanan bu dalgalar 3 boyuttan bir boyuta indirgenmiş olur. Burada kaydedilen zaman $2z_{max}$=c ile orantılıdır ve z_{max} görüntü için seçilen maximum derinliğe eşittir.

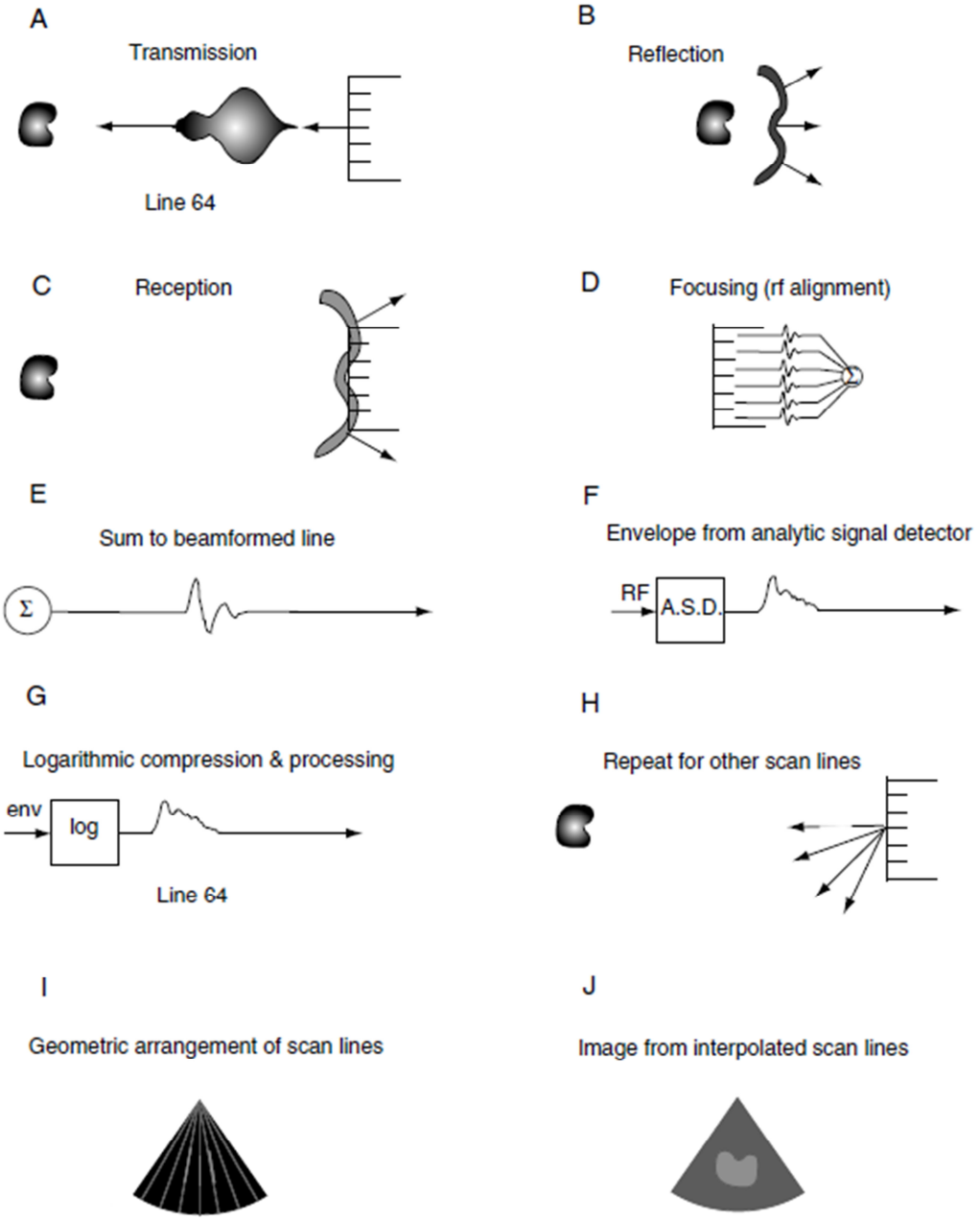
(f) Zarf algılama yapılır.

(g) Envelope detection olarak alınmış sinyal, logaritmik olarak sıkıştırılır ve doğrusal olmayan olarak işlemler bu nedenle daha büyük aralıklarda olan güçlü veya zayıf sinyaller aynı görüntüde yer alabilir.

(h),(i) Bir diğer sinyal seçilen hat üzerinden gönderilir ve 1'den 6'ya kadar olan adımlar tekrarlanır.

(j) Tüm hatlar tamamlandıktan sonra , tüm hatlar tarama çevirimi yapılır ta ki pulse-eko görüntüsü , görüntü hatları üzerinden ve onlara bağlı geometrik alan da elde edilsin.

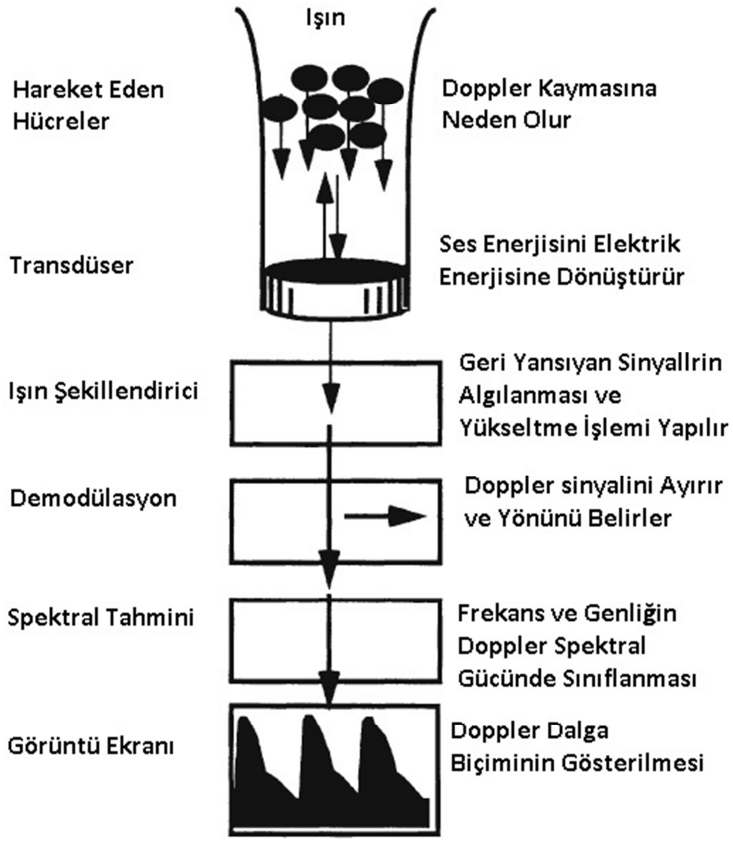
(k) en son olarak görüntü gri-ölçek görüntüsüne dönüştürülür.



Şekil3.14. Görüntü oluşumunda olan aşamalar.

4. DEMODÜLASYON VE FİLTRELEME TEKNİKLERİ

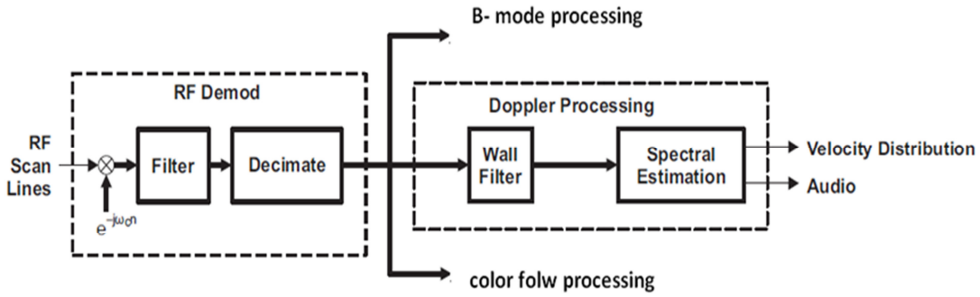
Spektral Doppler ile hız ölçümü, Doppler sinyalini oluşturan frekansların spektrumunu tahlil etmek demektir. İkimci bölümde bahsedildiği üzere, Doppler kayma frekansı, milyonlarca kırmızı kan hücrelerinde geri yansıyan bir çok Doppler kayma frekansının toplamından oluşmaktadır. Kırmızı kan hücreleri farklı hızlarda hareket etmeleri yanı sıra, hücrelerin sayısı da değişmektedir. Geri yansıyan ve saçılan sinyallerin hızı, frekans kaymasının genliği ve genliğin miktarını belirler. Doppler sinyali değişen genliğe sahip farklı frekans aralıklarından oluşmuştur. Ayrıca algılanan Doppler sinyalinde düşük frekanslı ve yüksek genliğe sahip sinyaller de bulunur. Bu sinyaller dokunun hareketi ve cihaz tarafından üretilmiş olan gürültülerden kaynaklanır. Doppler sinyalinin üzerinde ardışık bir şekilde sinyal işleme yapılır. Bu ardışık işlemler Şekil4.1'de verilmektedir.



Şekil 4.1. Spektral Dopplerde yapılması gereken işlemler [23]

Daha önce ikinci bölümde bahsedildiği üzere demodülasyon ve spektral tahmin işlemleri ultrason sisteminde tarama bölümünde yapılmaktadır. Tarama bölümü daha detayli bir

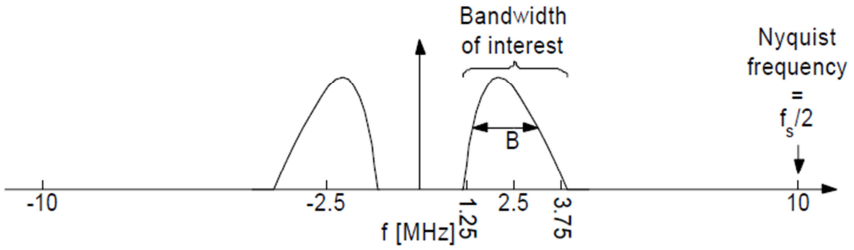
şekilde Şekil 4.2'de verilmiştir. Bu bölümde spektral tahmin işlemi ve Wall filtresi Doppler işlemi başlığı altında değerlendirilmektedir.



Şekil4.2. Ultrasonda spektral Dopplere ait tarama bölümü [22]

Nyquist örnekleme teoremine göre, sinyalin frekans içeriğini özgün bir şekilde gösterebilmek için, sinyalin örnekleme frekansı en yüksek bileşeninin frekansının iki katı olması gerekiyor. Transdüser tarafından algılanan sinyal yani RF sinyali aslında band geçiren bir sinyaldir. Transdüserle ilgili band genişliği 100% azdır ve genel de %50-70 oranındadır. Bu oran aslında band genişliğinin oranı, transdüserin merkez frekansına göredir. Transdüserin hassasiyeti belirli bir düzeyin üzerinde olan frekans aralığı, band genişliği olarak adlandırılır. Genelde bu band genişliği daha çok algılanan frekansın 3 dB altında tanımlanır. Şekil4.3'de 2,5 MHz'lik bir probdan alınmış olan RF sinyalinin spektrumunu göstermektedir. Bu sinyalin band genişliği B merkez frekansının %100 den düşüktür. RF sinyali gerçek değerli bir sinyaldir. Bu demektir ki spektrumu, negatif frekanslar için aynı pozitif frekansların spektrumudur. Eğer örnekleme frekansı 20 MHz alınırsa 0 ve 10 MHz yani örnekleme frekansının yarısı kadar sinyalin tek bir ifade şekli bulunmaktadır. Üst kısıtlama genel olarak Nyquist kısıtlaması veya Nyquist frekansı olarak tanımlanır.

Yukarıda verilen örnekte transdüserin hassasiyeti 2,5 MHz'lik banddan daha azdır ve merkezi 2,5 MHz'dir. Bu demektir ki istenilen frekans aralığı Şekil4.3'te belirtildiği gibi 1,25 ve 3,75 MHz aralığındadır.

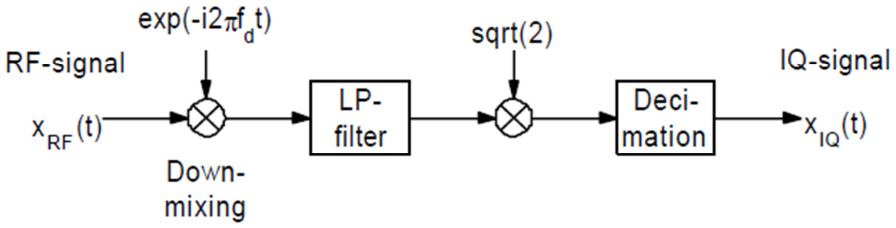


Şekil 4.3. Örnek bir sinyal ve Nyquist frekansı.

4.1. Eşzamanlı Quadrature Demodülasyon

Inphase Quadrature (IQ) demodülasyon üç önemli aşamadan oluşmaktadır. Bu aşamalar ayrıntılı bir şekilde Şekil4.4'te gösterilmiştir.

- Down mixing
- Alçak geçiren filtre
- Decimation (Örnek seyreltme)



Şekil 4.4. Demodülasyon için gerekli olan işlemler. [23-24]

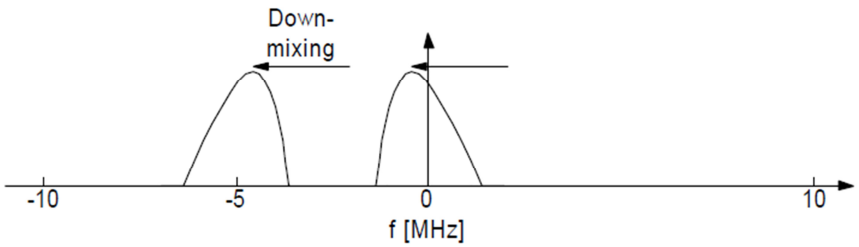
Down mixing: Gerçek değere sahip olan RF sinyali karmaşık (Complex) sinüs biçimli bir sinyalle çarpılır "Eş 4.1".

$$X_{IQ} = X_{RF}.\exp(j.2\pi f_{demod}t) \tag{4.1}$$

Yukarıda ki eşitlikte f_{demod} , demüdülasyon frekansı gösterilmektedir ve transdüserin gönderme frekansı ile aynıdır. Ayrıca t ışın boyunca olan zamanı tanımlamaktadır. Zaman ve mesafenin bağlantısı $t = 2 * r/c$. Elde edilen X_{IQ} krmaşık bir sinyaldir. Eğer "Eş 4.2" RF sinyali tanımlıyorsa sonuç olarak X_{IQ}, "Eş 4.3" deki gibi elde edilir.

$$X_{RF}(t) = \sum A_i.\exp(i.(\omega_{demod} + \omega_d)t + j\emptyset_d) \tag{4.2}$$

$$X_{IQ} = \frac{1}{2}\sum A_i . \exp(j.(2.\omega_{demod} + \omega_d).t + j\emptyset_d) + \frac{1}{2}\sum A_i . \exp(j.\omega_d.t + j\emptyset_d) \quad (4.3)$$

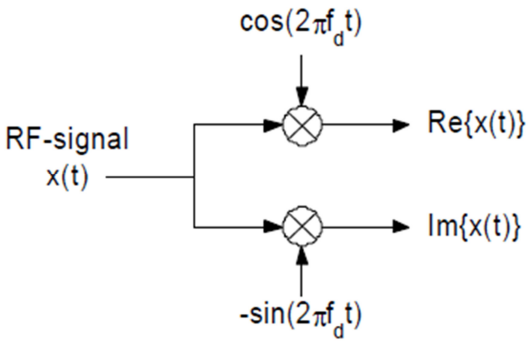


Şekil 4.5. Down mixing işlemi [24]

Eğer sinyali Down mixing işleminden önce ve sonra karşılaştırırsak frekans spektrumunun eksen üzerinde sola doğru kaymış olduğu görülmektedir. Bu nedenle down mixing olarak adlandırılmıştır. Down mixing işleminden sonra elde edilen sinyal karmaşık bir sinyaldir ve frekans spektrumu sıfırın etrafında düzenli olarak değişir. Bunun nedeni karmaşık üstel işlev ve sinüs ve kosinüs arasında olan bağlantıdır "Eş 4.4".

$$\exp(-j\omega t) = \cos(-\omega t) + j.\sin(-\omega t) = \cos(\omega t) - j.\sin(\omega t) \quad (4.4)$$

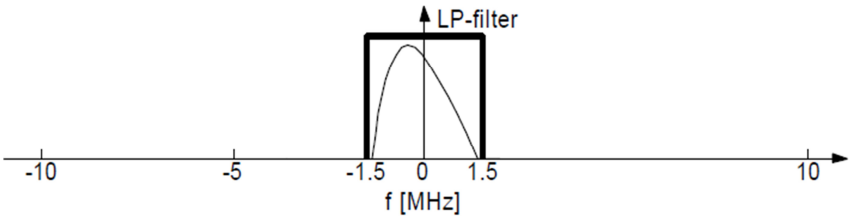
Down mixing işlemi RF sinyalinin çarpımı, 90° faz farkı olan iki sinus sinyali olarakda tanımlamak mümkündür (Şekil 4.6).



Şekil 4.6. Donanımda down mixing işlemi.

Eğer demodülasyon işlemi donanım da yapılıyor ise yukarıda belirtilen yaklaşım kullanılır. bir başka yaklaşım ise karmaşık üstel işlevin kullanılmasıdır. Bu yöntem genel olarak sayısal sinyal işleme yardımı ile ve yazılımla yapılır. Down mixing işleminde RF sinyali birim uzunluğuna sahip karmaşık bir sinyale çarpılır bu nedenle sinyalin enerjisi değişmemektedir.

Alçak geçiren filtre: Down mixing işleminden sonra frekans spektrumunun negatif kısmı ve istenilen band aralığı dışında olan gürültüyü kaldırmak için karmaşık sinyal alçak geçiren filtreden geçirilir (Şekil4.7). Alçak geçiren filtrenin çıkışı "Eş 4.5" de verilmiştir

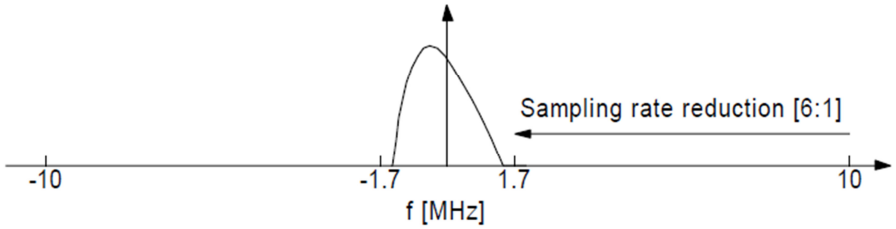


Şekil 4.7. Örnek bir sinyalde alçak geçiren filtre [24]

$$L(t) = \frac{1}{2} \sum A_i . \exp(j.\omega_d + j.\emptyset_d) \quad (4.5)$$

Karmaşık bir sinyal için alçak geçiren filtre gerçek ve sanal kısımları üzerine ayrıca yapılması düşünülür. Eğer alçak geçiren filtre doğru seçilmişse o halde geçirme bandı dışında olan tüm frekanslar gerçek ve sanal kısımlar için zayıflamış olur. Örneğin Hamming ağırlıklı sinc katsayısı ve uygun kesme frekansı kullanarak dikdörtgen biçiminde bir FIR filtresi tasarlamak mümkündür. Alçak geçiren filtre, gerçek RF sinyalinin negatif kısmını da kesmiş olur ve sinyalin enerjisinin de yarısını kaldırmış olur. Sinyalin enerjisini korumak amacı ile karmaşık sinyal ikinin kare kökü ile çarpılır.

Decimation (Örnek seyreltme): Nyquist teoremine göre veri kaybı olmadan örnekleme frekansı filtrenin kesme frekansının iki katına kadar düşürülebilir. Çünkü sinyal karmaşık bir sinyaldir ve sinyalin band aralığı karmaşık örnekleme hızına eşittir. Bunun nedeni karmaşık sinyalde pozitif ve negatif frekansların arasında olan belirsizliktir.



Şekil 4.8. Örnek bir sinyalde decimation işlemi

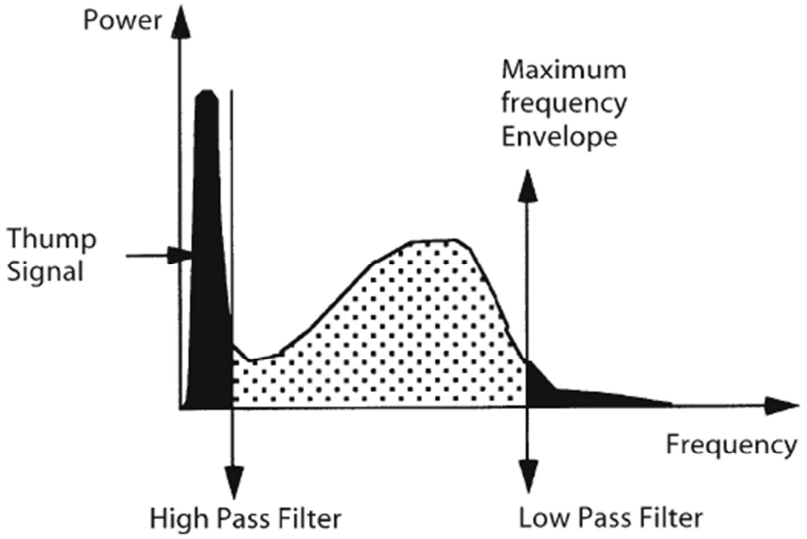
Bu demektir ki eğer örnekleme frekansı 20MHz olursa 3.33 MHz kadar örnekleme frekansının düşürülmesi mümkündür. 3.33 değeri filtrenin kesme frekansının iki katı olan ve 20'nin en küçük tam sayı kesiridir. Böylece örnekleme frekansı 6 faktörü ile düşürülür.

Uygulamalarda altıncı örneğe kadar alınır ve geri kalanlar atılır. IQ demodülasyonunda band geçiren sinyalin bilgileri korunur ve RF sinyali IQ sinyalinden tekrar elde edilebilir.

4.2. Wall Filtresi

Doppler işleme bölümünde spktral tahminden önce yapılan önemli işlemlerden birisi Wall filtresidir. Doppler sisteminde algılanan giriş sinyali damarda hareket eden hücrelerin hareketine bağlı Doppler kayma frekansının yanısıra, düşük frekanslı ve yüksek genliğe sahip sinyallerden oluşur. Bu sinyaller incelenen bölge ile bitişik olan damar duvarları ve kalp kapakcıklarının hareketinden kaynaklanır. Ayrıca cihazlardan kaynaklanan yüksek frekanslardan da oluşur. Dış etkenlerden kaynaklanan frekanslar toplam sinyalde hataya neden olur ve bu sinyaller Clutter olarak adlandırılır. Clutter sinyallerinin azaltılması veya kaldırılması sinyalin kalitesinin artmasına neden olur. Bu sinyallerin genliğinin yüksek olması ve düşük frekansa sahip olmaları nedeniyle yüksek geçiren filtre kullanılır. Bunun için alçak geçiren filtrede olduğu gibi bir dikdörtgen yanıtına sahip filtre kullanılır.

Yüksek geçiren filtrenin amacı dışarıdan kaynaklanan düşük frekansları Doppler sinyalinden ayırmaktır. Bu sinyaller bitişik olan yapılardan kaynaklanır Şekil 4.9'da Doppler sinyali, yüksek ve alçak geçiren filtrenin konumunu göstermektedir.



Şekil 4.9. Yüksek ve alçak geçiren filtrenin konumu.

Ama çevresel damar incelemesine ait uygulamalarda bu sinyal toplam sinyalin kalitesinin artmasına neden olur. Diyastolik fazın sonunda düşük empedanslı dolaşım ki akımın ileriye doğru hareket etmesine neden olur , diyastolik hızı ile ilgili önemli bilgiler genelde kaybolur. Bu konu Perintal döneminde ceninin ölüm oranı ve hastalık oranını etkiler. Bu nedenle yüksek geçiren filtrenin en düşük şeklinde uygulanması gerekmektedir. Genel olarak Doppler uygulamalarında yüksek geçiren filtre 50 dB'de uygulanır.

5. MEVCUT VE GELİŞTİRİLEN SPEKTRAL GÜÇ YOĞUNLUK TAHMİN YÖNTEMLERİ

Spektral tahmin probleminin esasını şu şekilde tanımlamak mümkündür.“Bir sonlu, ardışık ve değişmeyen verinin gücünü, frekans üzerinde nasıl dağıldığını gösterir”.[25]

Spektral analiz yöntemleri farklı çalışma alanlarında da uygulanmaktadır. Vibrasiyon ve genleşme gözetim sisteminde, spektral analiz yardımı ile ölçülen sinyal ve diğer bölümlere ait mekaniksel özellikleri belirler. Ekonomi, metoroloji, astronomi ve diğer alanlarda, spektral analiz yöntemi kullanılır. Spektral analiz yönteminde üzerinde inceleme yapılan veriye ait tekrarlanan ve gizli olan davranışları ortaya çıkarmaya çalışır. Konuşma analizinde ses sinyalinin spektral analizi ses üretim suresinin daha iyi anlaşılabilmesi için yardımcı olur. Ayrıca Spektral analiz yöntemi ses birleşiminde veya konuşma tanımada kullanılabilir. Radar veya sonar sistemlerinde alınan sinyalin spektral analizi tarama alanında olan kaynak veya hedefe ait konum bilgilerinin elde edilmesini sağlar. Sismology araştırmalarında önceden kayıt yapılmış bir sinyal veya deprem sırasında alınan sinyalin spektral değerlendirilmesi, yerin hareketi ve onunla ilgili öngörü sağlamaktadır. Tıpta farklı sinyallerin değerlendirilmesi örneğin Electrocardiogram (ECG) veya Electroencephalogram (EEG) , tanı için çok önemlidir. Tıpta bir diğer Spektral yöntemlerin uygulama alanı Doppler ultrason dadır.

Birinci ve ikinci bölümde bahsedildiği üzere Spektral Doppler klinik incelemelerinde sıklıkla kullanılan bir yöntemdir. Bu yöntem aslında, damarda belirli bir noktadaki kan akış hızını tahmin etmeye çalışır. Spektral Dopplerde bir takım veri hatları oluşturulur. Bu hatlar ultrason tarafından sürekli belirli bir yöne doğru gönderilen dar bandlı pulslardan oluşmaktadır. Geri yansıyan sinyaller bir veri hattı oluşturmak için dinamik alma ve odaklama yöntemi ile belirli bir yönde odaklanır. Belirli bir uzaysal alan seçilir ve kanın hız tahmini bu alanda yapılır. Bu işlem menzil geçiti (Range Gate) olarak tanımlanır. Menzil geçitinden alınan sinyal üzerinde örnekleme yapılırsa elde edilen sinyal ağır zaman (Slow Time) sinyali olarak tanımlanır. Eğer ağır zaman üzerinde yapılan örnekleme merkez frekansı ile yapılırsa sonuç olarak kanın eksenel hızını belirler. Eğer hareket V_z hızı ile hareket eden tek bir kan hücresini düşünürsek ağır zaman sinyalinin frekansının “Eş. 5.1” deki gibi elde edilir.

$$f_D = \frac{2V_z f_0}{c} \quad (5.1)$$

İkinci bölümde tanımlandığı gibi bu eşitlik Doppler eşitliği olarak tanımlanır. Burada f_0 gönderilen sinyalin merkez frekansıdır ve c sesin hızı olarak tanımlanır. Bu nedenle Spektral Güç yoğunluğu (Power Spectral Density) tahmini ağır zaman üzerinde kullanılarak kan hızının ölçülmesi mümkündür. Spektral güç yoğunluğunu zamanla değişen bir işlev göstermek sureti ile kan hızının dağılımını göstermesinin yanı sıra operatör tarafından hızın zamanla nasıl değiştiğinin gözlemlenmesini sağlar. Hız dağılımı türbülanslı akışların algılanmasında çok önemli bir etkendir ve arter (Artery) damarlarında oluşan daralmanın tespiti için kullanılır.

Yeni kullanılan sistemlerde spektral güç yoğunluğunu bulmak için Ortalaması Alınmış Periodogram veya Welch yöntemi kullanılmaktadır. Bu yöntem Fast Fourier dönüşümüne dayalıdır. Ama bu yöntem düşük çözünürlük ve yüksek derecede sızma dezavantajlarına sahiptir. Bu dezavantajlar yeterli mekansal çözünürlüğü elde etmeyi engeller. Bu sorunun çözülmesi için gözlem penceresinin (Observation Window) uzun alınması gerekmektedir. Gözlem penceresinin uzun olduğu durumda yeterli güç spektral yoğunluğu tahmini için çok sayıda sinyal iletilmesi gerekiyor. Çok sayıda sinyalin iletilmesi durumunda geçici çözünürlük azalır. Aynı zamanda dokuda hangi bölgeye ait hız ölçümü yapılması gerektiğini belirlemek için B-mod görüntüsü oluşturulur. B-mod görüntüsünde iyi bir eksenel çözünürlük elde etmek için geniş bandlı pulslar kullanılır. İki farklı ve ardışık pulslar sonucunda altta tanımlanan sorunlar ortaya çıkar.

- Spektrogramda Spektral Güç yoğunluğunu elde etmek için uzun süre Kernel ortalaması kullanmak nedeni ile düşük geçici çözünürlük oluşur.
- Doppler ve B-mod ortasındaki aralıklar, B-mod görüntüsünün güncellenmesi için kullanılması gerekiyor. Bunun sonucunda sistemin hızı iki faktör ile azalmaktadır.
- Sistemin hızını artırmak için B-mod görüntüsünü nadiren elde etmek gerekiyor. Bunun sonucunda B-mode görüntüsüne ait kare oranı (Frame Rate) azalır.

Bu dezavantajlar sistemin kullanabilirliğini düşürmektedir. Çünkü etrafta olan dokunun doktor tarafından incelenmesi için B-mod görüntüsünün sürekli güncellenmesi gerekiyor. Bu nedenle öyle bir algoritma oluşturulması gerekiyor ki daha az veri hattı ile çalışabilsin ve sonuç olarak da sisteme ait çözünürlük artsın. Uyarlanabilen Spektral güç yoğunluğu

tahmin yöntemleri bu amaç için uygundur. Uyarlanabilir yöntemler aslında çözünürlüğün artması ve sızmaların azalması için bir kaynak olarak tanımlanır.

Spektral analiz yöntemlerini iki ana başlık altında değerlendirmek mümkündür. Bu yöntemlerden biri bu bölümön başında tanımlanmış olan tarife dayalıdır. Bu tarife yönelik, üzerinde inceleme yapılan sinyal, dar bir banda sahip olan band geçiren filtreden geçirilir. İncelenen tüm frekans alanı bu şekilde taranır. Filtrenin çıkış gücü, band genişliğine bölündükten sonra giriş sinyalinin spektral ölçümü olarak tanımlanır [26]. Böyle bir yöntem klasik veya parametrik olmayan yöntem olarak tanımlanır.

Spektral tahmin yöntemlerinde ikinci yaklaşım parametrik yaklaşımdır. Parametrik yöntemlerde veriye ait önceden bir model farz edilir. Bu model spektrumun parametrelerini ifade eder ve sonuç olarak spektral tahmini, varsayılan modelin parametrelerinin tahminine dönüşür. Eğer varsayılan model gerçek veriyi tamamlıyorsa o zaman parametrik yöntemlerden parametrik olmayan yöntemlere göre daha iyi sonuç alınması mümkündür. Ama eğer veri ve model birbirini tamamlamıyorsa parametrik olmayan yöntemlerden daha iyi sonuç alınması mümkündür. Bunun nedeni parametrik yöntemlerin hasasiyeti modelin yanlış belirlenmesindendir. Bu nedenle spektral tahmininde parametrik olmayan yöntemlerin kullanılması daha uygundur.

Bu bölümün devamında ilk olarak rastgele olmayan ve rastgele sinyalerin üzerinde spectral analizin matematiksel esası incelenecek, sonradan dördüncü bolumde verilen (Şekil 4.2) blokdiagramın son bölümünde farklı yöntemler kullanılarak inceleme yapılıp son olarakda yeni bir yöntem önerilecektir.

5.1. Rastgele Olmayan Sinyalin Spektral Yoğunluk Enerjisi

Farz edeim ki $y(t)$ ayrık zamanda, rastgele olmayan bir veri dizisini göstermektedir. Veri dizisinde $t = 0, \pm 1, \pm 2, \ldots$

$y(t)$ sinyali, sürekli zamanda olan bir sinyalin örneklenmesinden elde edilmiş. Eğer örnekleme aralığını göstermek için t değişkeni ve örnekleme zaman aralığı için T_s değişkeni kullanılırsa o halde $y(t) = y_c(t.T_s)$, burada y_c surekli zaman sinyalidir. Eğer $y(t)$ sonlu bir enerjiye sahip ise o zaman

$$\sum_{t=-\infty}^{\infty} |y(t)|^2 < \infty \tag{5.2}$$

Eğer $y(t)$ Fourier dönüşümüne gerekli olan şartları sağlıyor ise ayrık zaman Fourier dönüşümü ve ayrık zaman ters Fourier dönüşümü $y(t)$ için alttaki denklemlerden elde edilir.

$$Y(\omega) = \sum_{t=-\infty}^{\infty} y(t) e^{-j\omega t} \tag{5.3}$$

$$y(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} Y(\omega) e^{j\omega t} d\omega \tag{5.4}$$

açısal frekansın (ω) birimi, her örnekleme aralığı için radiyan olarak tanımlanır. Ayrıca $\overline{\omega} = \omega / T_s$ orantılı frekans olarak tanımlanır.

$$\overline{\omega} = \omega / T_s \qquad \overline{\omega} \in \left[\frac{-\pi}{T_s}, \frac{\pi}{T_s}\right] \tag{5.5}$$

$$\bar{f} = \overline{\omega} / 2\pi \tag{5.6}$$

Eğer spektral yoğunluk enerjisi alttaki eşitlik gibi olursa

$$S(\omega) = |Y(\omega)|^2 \tag{5.7}$$

"Eş. 5.4"ü kullanarak ve basit bir hesaplama ile Parseval teoremi elde edilir.

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} S(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \sum_{t=-\infty}^{\infty} \sum_{S=-\infty}^{\infty} y(t) y^*(s) e^{-i\omega(t-S)} \, d\omega$$

$$= \sum_{t=-\infty}^{\infty} \sum_{S=-\infty}^{\infty} y(t) y^*(s) \left[\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{-i\omega(t-S)} d\omega\right] = \sum_{t=-\infty}^{\infty} |y(t)|^2 \tag{5.8}$$

Burada $S(\omega)$ aslında enerjinin dağılımını bir frekans işlevi olarak göstermektedir. Bu nedenle $S(\omega)$ spektral yoğunluk enerjisi olarak tanımlanır. Ayrıca $S(\omega)$ işlevini başka bir yöntemle de tanımlamak mümkündür. Bu yöntemde "Eş. 5.4"te $y(t)$ dizisi, $\left\{\frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{j\omega t}\right\}$ ($\omega \in [-\pi, \pi]$) orthonormal dizisinin ağırlıklı toplamaları olarak tanımlanır. Bu

ağırlıklar $\frac{1}{\sqrt{2\pi}}Y(\omega)$ dir. Bu nedenle $\frac{1}{\sqrt{2\pi}}|Y(\omega)|$ aslında $\{y(t)\}$'nin izdüşümünün uzunluğunu ölçmektedir, demek ki $\frac{1}{\sqrt{2\pi}}|Y(\omega)|$, $\{y(t)\}$ dizisinden ne kadarı $\left\{\frac{1}{\sqrt{2\pi}}e^{j\omega t}\right\}$ orthonormal dizisi ile tanımlanacağının mümkün olduğunu göstermektedir. Eğer

$$\rho(k) = \sum_{t=-\infty}^{\infty} y(t)y^*(t-k) \tag{5.9}$$

"Eş 5.9"u alttaki gibi tekrar tanımlanması mümkündür.

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} \rho(k)e^{-i\omega k} = \sum_{k=-\infty}^{\infty}\sum_{t=-\infty}^{\infty} y(t)y^*(t-k)e^{-i\omega t}e^{i\omega(t-k)}$$

$$= \left[\sum_{t=-\infty}^{\infty} y(t)e^{-i\omega t}\right]\left[\sum_{S=-\infty}^{\infty} y(s)e^{-\imath\omega s}\right]^* = S(\omega) \tag{5.10}$$

Yani eğer sınırlı enerjiye sahip olan $y(t)$ dizisinin otokorolasyonu bulunursa ve otocorolasyondan ayrık zaman Fourier dönüşümü alınırsa, alınan sonuç $S(\omega)$ eşittir.

5.2. Rastgele Sinyalin Spektral Yoğunluk Gücü

Farklı uygulamalarda karşılaştığımız sinyalin değişimi, bir sonraki zaman için belirsizdir. Böyle bir sinyalin değişimi ile ilgili sadece olasılıkl tahmini yapılabilir. Matematikte böyle bir sinyali tanımlamak için rastgele dizisi kullanılır. Rastgele dizisi, tüm gerçekleşmesi mümkün olan durumlardan ve onlara bağlı olasılıktan oluşur. Ama genelde gözlemci, tüm gerçekleşebilen durumlardan sadece birisinin gerçekleşmesini gözlemleyebilir. Böyle bir durumda rastgele olmayan sinyale ait tanımların kullanılmasının mümkün olduğu düşünülebilir. Ancak rastgele olmayan sinyallere ait tanımların, rastgele sinyallerde kullanılması mümkün değildir. Çünkü rastgele sinyaller ayrık zaman dizisi olarak incelenir ve bu sinyallerin enerjisi sonlu değildir. Enerjinin sonlu olmamasının nedeni ile bu sinyallerden ayrık zaman fourier dönüşümü elde edilmez. Rastgele sinyaller genelde sonlu ortalama gücüne sahiptir ve bu nedenle rastgele sinyaller ortalama spektral güç yoğunluğu ile tanımlanır. Literatürde kolay olması adına rastgele sinyaller için de spektral güç yoğunluğu kullanılır.

Burada $y(t)$ sinyali bir ayrık zaman sinyali olarak tanımlanır. Ayrıca bu sinyalin ortalaması sıfır olan bir rastgele dizisi olarak tanımlanır.

$$\mathrm{E}\{\mathrm{y}(\mathrm{t})\} = 0 \quad \text{tüm t ler de } \mathrm{t} = 0 \pm 1, \pm 2, \ldots \tag{5.11}$$

"Eş 5.11"de ki E operatörü, beklenti operatörü (Expectation Operator) olarak tanımlanır. Bu operatör, gerçekleşmiş olan tüm verilerin ortalamasını alır. Beklenti operatörü yardımı ile $\mathrm{y}(\mathrm{t})$ ait otokovaryans yada varyans işlevi alttaki gibi tanımlanır.

$$\mathrm{r}(\mathrm{k}) = \mathrm{E}\{\mathrm{y}(\mathrm{t})\mathrm{y}^*(\mathrm{t}-\mathrm{k})\} \tag{5.12}$$

burada kovaryans işlevinin iki örnekleme aralığında olan gecikmeye bağlı olduğu düşünülür. "Eş 5.11" ve 5.12'de, $\mathrm{y}(\mathrm{t})$ değerinin , ikinci dereceden olan sabit bir dizi olması belirlidir. Otokovaryans dizisinin bazı önemli özellikleri bulunur. Bu özellikler "Eş 5.13" ve 5.14'te verilmiştir.

$$\mathrm{r}(\mathrm{k}) = \mathrm{r}^*(-\mathrm{k}) \tag{5.13}$$

$$\mathrm{r}(0) \geq |\mathrm{r}^*(-\mathrm{k})| \tag{5.14}$$

"Eş 5.13" , doğrudan, "Eş 5.12" ve sabit bir dizi olması varsayımından elde edilir. İkinci özellik ise , $\mathrm{y}(\mathrm{t})$' nin kovaryans matrisinin tanımından elde edilir. Bu matris 5.15'te tanımlanmıştır.

$$\mathrm{R_m} = \begin{bmatrix} r(0) & r^*(1) & \cdots & r^*(m-1) \\ r(1) & r(0) & & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & r^*(1) \\ r(m-1) & \cdots & r(1) & r(0) \end{bmatrix}$$

$$= \mathrm{E}\left\{\begin{bmatrix} \mathrm{y}^* \\ \vdots \\ \mathrm{y}^*(\mathrm{t}-\mathrm{m}) \end{bmatrix} [\mathrm{y}(\mathrm{t}-1) \quad \ldots \quad \mathrm{y}(\mathrm{y}-\mathrm{m})]\right\} \tag{5.15}$$

Bu matris tüm m'lerde pozitif yarıkesin olarak tanımlanır.

5.3. Spektral Güç Yoğunluğunun Tanımlanması

Spektral güç yoğunluğu, kovaryans dizisinin, ayrık zaman Fourier dönüşümünden elde edilir.

$$\emptyset = \sum_{k=-\infty}^{\infty} r(k) e^{-i\omega k} \tag{5.16}$$

Yukarıda tanımlanmış olan spektral güç yoğunluğu, "Eş 5.10" da rastgele olmayan bir sinyal için tanımlanmış olan spektral enerjisine benzemektedir. Eğer ters Fourier dönüşümü alınırsa $r(k)$ değeri $\emptyset$'den elde edilir.

$$r(k) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \emptyset(\omega) e^{j\omega k} d\omega \tag{5.17}$$

yukarıdaki eşitliğin doğrultusunda $r(k)$ alttaki gibi elde edilir.

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \emptyset(\omega) e^{j\omega k} d\omega = \sum_{p=-\infty}^{\infty} r(p) \left[\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j\omega(k-p)} d\omega \right] = r(k) \tag{5.18}$$

Yukarıda birinci eşitliğin elde edilmesi için integral ve toplama işlemlerinin sırası değiştirilmiştir. Boyle bir işlem bazı şartlar altında mumkundur[28]. "Eş 5.17"den, aşağidaki bağlantı elde edilir.

$$r(0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \emptyset(\omega) d\omega \tag{5.19}$$

Eğer $r(0) = E\{|y(t)|^2\}$, $y(t)$'nin ortalama gücünü ölçüyorsa, "Eş 5.19", spektral güç yoğunluğu olarak tanımlanabilir. Çünkü sinyalin ortalama gücünün dağılımı frekans üzerinde gösterilmektedir. Başka bir deyişle $\emptyset(\omega) d\omega / 2\pi$, son derece küçük olan gücü $(\omega - d\omega/2 , \omega + d\omega/2)$ aralığında gösterilmektedir ve burada toplam güç , son derece küçük olan güçlerin üzerinde integral almakla elde edilir.

5.4. Spektral Güç Yoğunluk Tahmin Yöntemleri

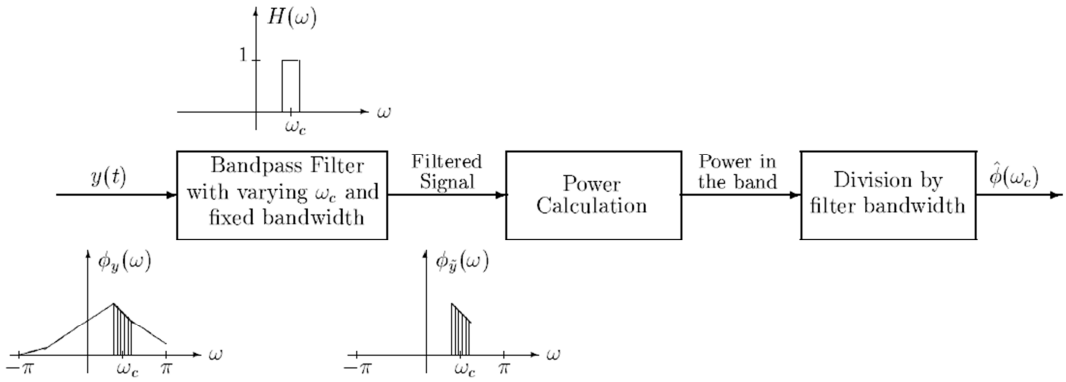
Sonlu bir sayı ile gözlemlenen N , bir sinyale ait spektral güç yoğunluğunun bulunması, olasılık bakış açısından kotü konumlanmış bir problemdir. Spektral güç yoğunluk

tahmininin $\emptyset(\omega)$, kötü konumlanmasını gidermek için bazı varsayımlar kullanmamız gerekiyor. Başka bir deyişle eğer herhangi bir varsayım kullanılmazsa, spektral güç yoğunluğunu elde etmek için sınırlı sayıda olan örneklerden, sonsuz sayıda birbirinden bağımsız olan $\emptyset(\omega)$ değerlerin tahmini gerekiyor. Böyle bir durumda spektral tahmininin bulunması mumkun değil. Bu sorunu çözmek amacıyla iki varsayım tanımlanır [25].

- Birinci varsayıma göre $\emptyset(\omega)$'nin parametreleri sonlu boyuta sahip bir model yardımı ile elde edilir.
- İkinci varsayıma göre $\emptyset(\omega)$ değeri $[\omega - \beta\pi, \omega + \beta\pi]$ aralığında sabit sayılması ile düzeltilir. Burada $\beta < 1$ alınır.

Birinci varsayım , parametrik olan spektral yöntemlerde kullanılır. Bu yönteme bağlı hesaplamalarda, spektral tahmin için gerekli olan parametrelerin sayısı düşürülür. Parametrelerin sayısı genelde verinin uzunluğundan daha azdır. İkinci yaklaşım parametrik olmayan yöntemlerde kullanılır. Bu yaklaşım bölümün başında tanımlanmış olan tariften , doğrudan elde edilmiş bir sonuçtur. Bu tarif altta özetlenmiş bir şekilde tekrarlanmış. "spektral güç yoğunluğu, sonlu veri dizisi üzerinde, gücün dağılımını, dar bandlı bir spektrum üzerinde gösterir"[27].

Bu tanımda gücün, dar spektral bandı üzerinde sabit olmasını varsaymış. Spektral tahmin yöntemi ile ilgili, ikinci varsayım ve yukarıda tanımdan alınan sonuç Şekil 5.1'de gösterilmiştir.



5.1. Spektral tahmin yönteminde filtre yaklaşımı [25]

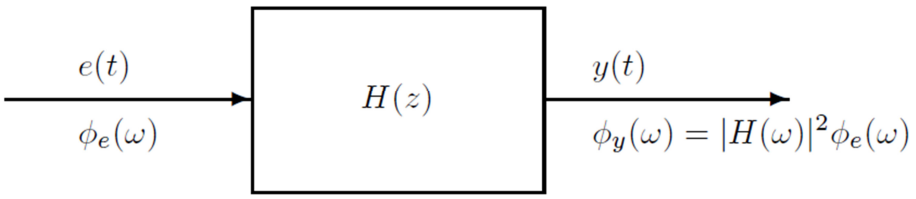
Bu resimde band geçiren filtre, ilgili tüm frekans aralıklarını taramaktadır. Bu nedenle böyle bir yaklaşıma sahip olan spektral tahmin yöntemi, filtre küme yaklaşımı (FKY)

olarak tanımlanır. Kullanılan band geçiren filtreye bağlı olarak farklı spektral tahmin yöntemleri elde edilir. Hatta belirli bir band geçiren filtreyi farklı yöntemlerle Şekil 5.1 uygulama suretiyle daha güçlü ve zengin yöntemler elde edilir. Eğer matematiksel bakış açısı ile filtre küme yaklaşımına(FKY) bakacak olursak alttaki sonuçlar elde edilir. Varsayalım ki:

I. "$\emptyset(\omega)$, filtrenin tüm geçirme band aralığında sabit bir değerdir.
II. Filtrenin kazancı tüm geçirme band aralığında bire eşittir. Bu aralık dışında filtrenin kazançı sıfırdır.
III. Filtrelenmiş olan sinyalin gücü sürekli hesaplanır.

Bu şartlar altında tahmin edilen spektral güç yoğunluğu, filtre küme yaklaşımı ile elde edilmiş ve $\emptyset(\omega)$ 'ye iyi ve yakın bezerliğe sahiptir" [25].

Eğer $H(\omega)$, band geçiren filtrenin, aktarma işlevi ise ve $2\pi\beta$ filtrenin band aralığına işaret ediyorsa o halde Şekil 5.2 ve "Eş 5.20" bir doğrusal orantıya sahip olan sistemin spektral güç yoğunluk ilişkisini, sistemin girişi ve çıkışı arasında göstermektedir [27].



Şekil 5.2. Doğrusal bir sistemde sistemin girişi ve çıkışı ile SGY'nun ilişkisi.

$$\emptyset_y(\omega) = |H(\omega)|^2 \emptyset_e(\omega) \tag{5.20}$$

"Eş 5.20" ve yukarıdaki üç varsayımı kullanılarak "Eş 5.21" elde edilir.

$$\emptyset_{FB}(\omega) \cong \frac{1}{2\pi\beta}\int_{-\pi}^{\pi}|H(\omega)|^2\emptyset(\psi)d\psi$$

$$\cong \frac{1}{2\pi\beta}\int_{\omega-\beta\pi}^{\omega+\beta\pi}\emptyset(\psi)d\psi \cong \frac{1}{2\pi\beta}\,2\pi\beta\,\emptyset(\omega) = \emptyset(\omega) \tag{5.21}$$

"Eş 5.21"de ω band geçiren filtrenin merkez frekansını göstermektedir. Eğer yukarıda belirlenmiş olan varsayımların hepsi sağlanmış olursa, filter küme yaklaşımı (FKY)

yardımı ile tahmin edilen sinyal yüksek çözünürlük, düşük istatistiksel değişimler ve farklılıklara sahip olacaktır. Maalesef bu varsayımlar çelişkili gereksinimlere sahiptir ve hepsinin aynı zamanda bir arada olması mümkün değil dir.
Yüksek çözünürlük yaklaşımlarında eğer filtre çok keskin geçiş bandına sahip ise o halde birinci varsayım sağlanmaktadır. Diğer taraftan frekansın eş değeri olan zaman ve band aralığının çarpımı bire eşittir [26].

$$N_e . \beta = 1 \tag{5.22}$$

Böyle bir filtre çok uzun dürtü yanıtına sahiptir. Bu durumda filtrelenmiş sinyalden bir kaç örnek alınmasını sağlar, böylece üçüncü varsayım tatmin edilmez. Üçüncü varsayımı da doğrulamak için, filtrelenmiş sinyale ait örneklerin ortalaması bulunması gerekiyor. Bu nedenle kullanılan filtrenin kısa dürtü yanıtına sahip olması gerekmektedir. Böylece kullanılan filtre çok fazla dar bandlı olmayacaktır. Bu bölümün devamında kullanılan üç filtre küme yaklaşımı incelenmiş olup son olarak yeni bir yöntem önerilecektir.

5.4.1. Welch yöntemi

Genel de ultrason sistemlerinde ağır zaman üzerinde spektral güç yoğunluk tahmini için Welch yöntemi olarak tanımlanan ortalamalı Periodogram yöntemi kullanılır. Bu yöntem doğrudan bu bölümün başında tanımlanmış olan tarifin bir sonucudur. Bu yöntemi kullanma nedeni veri de olan gizli dönemli hareketlerin ortaya çıkarabilmesidir. N ağır zaman örneği için üzerinde işlem yapılacak sinyal alttaki gibi tanımlanır.

$$y_k(l) = (y(k,l)\ \ y(k,l+1)\ \ \dots\ \ y(k,l+N-1))^T \tag{5.23}$$

Ayrıca band geçiren filtrenin dürtü yanıtı için bir standart Fourier dönüşüm vektörü ($a(\omega) = \left[1, e^{i2\pi\omega}, \dots, e^{i2\pi(N-1)\omega}\right]^T$), tanımlanmıştır. Welch yönteminden elde edilen spektral güç yoğunluğu "Eş 5.24" gibi elde edilir.

$$\emptyset(\omega) = \frac{1}{KL}\sum_{k=0}^{K-1}\sum_{l=0}^{L-1}\left|\sum_{n=0}^{N-1} y(k,l+n)\, e^{-i2\pi n\omega}\right|^2$$
$$= \frac{1}{KL}\sum_{k=0}^{K-1}\sum_{l=0}^{L-1}|a^H(\omega) y_k(l)|^2$$

$$= \frac{1}{KL}\sum_{k=0}^{K-1}\sum_{l=0}^{L-1} a^H(\omega)y_k(l)y_k^H(l)a(\omega)$$
$$= a^H(\omega)Ra(\omega) \quad (5.24)$$

Burada gözlem penceresi veri kesimlerinin üzünlüğünü göstermektedir. Ayrıca L kovaryans matrisi üzerinde ortalama almak için kullanılan veri kesimlerinin sayısıdır. Hızlı zaman üzerinde ortalama alma aslında RF üzerinde ortalama almak demektir. Ultrasonda spektral güç yoğunluk tahmini için kullanılan yöntemlere ait Fourier dönüşüm vektöründe önemli konu ω'nın $\frac{2vf_c}{f_{prf}c}$ eşit olmasıdır.

5.4.2. Capon yöntemi

Welch yöntemi gibi filtre küme yaklaşımında, band geçiren filtrenin dürtü yanıtı için bir standart Fourier dönüşüm vektörü ($\left[1, e^{i2\pi\omega}, \dots, e^{2\pi(N-1)\omega}\right]^T$), tanımlanmıştır. Capon yöntemi bazı çalışmalarda en küçük varyans (minimum variance) olarak tanımlanır. Bu yöntem bir spektral değerinin tahmini için bir band geçiren filtre kullanır. Bu demektir ki eğer Capon yöntemi sayısal olarak sabit bir spektral tahmini yapıyorsa, o halde alttaki şartları sağlayabilecek başka bir yaklaşımlar kullanması gerekiyor. Bu şartlar:

- İşlenmemiş örnekleri alt dizilere ayırma
- Her alt diziden elde edilen sonucun ortalamasını bulmak

Bir filtrenin (m) uzunluğunda olan sonlu dürtü yanıtını alttaki gibi tanımlamak mümkündür.

$$\mathrm{h} = [\mathrm{h}_0 \ \mathrm{h}_1 \ \dots \ \mathrm{h}_\mathrm{m}]^* \quad (5.25)$$

burada m bir pozitif tam sayıdır ve belirli bir an için tanımlanmıştır. Eğer filtrenin girişi işlenmemiş veri dizisi olursa $y_k(l)$, filtrenin çıkışı L (ağır zaman) zamanında alttaki gibi tanımlanır.

$$\mathrm{y_h(l)} = \sum_{\mathrm{x=0}}^{\mathrm{m}} \mathrm{h_x} y_k(l-x) = \mathrm{h}^* \begin{bmatrix} y_k(\mathrm{l}) \\ \vdots \\ \vdots \\ y_k(\mathrm{l+N-m}) \end{bmatrix} \quad (5.26)$$

Veri vektörüne ait kovaryans matrisi, R ile tanımlanmaktadır. O halde filtrenin çıkış gücü "Eş 5.27"den elde edilir.

$$E\{|y_h(l)|^2\} = h^* R h \tag{5.27}$$

Yukarıdaki tanımlara göre kovaryans matrisi "Eş 5.26" dan elde edilir.

$$R = E\left\{\begin{bmatrix} y_k(l) \\ \vdots \\ y_k(l+N-m) \end{bmatrix} [y_k(l)^* \quad \dots \quad y_k(l+N-m)^*]\right\} \tag{5.28}$$

Filtrenin tepkisi, ω frekansının sinüs biçimli bileşeni ve filtrenin frekans yanıtı ile ölçülür.

$$H(\omega) = \sum_{x=0}^{m} h_x e^{i2\pi\omega} = h^* a(\omega) \tag{5.29}$$

$$a(\omega) = \begin{bmatrix} 1 & e^{i2\pi\omega} & .... & e^{i2\pi\omega(N-m)} \end{bmatrix}^T \tag{5.30}$$

Eğer filtre, güncel ω değerinin etrafında olan frekans band genişliği için daha ayırıcı davranması isteniyorsa, toplam çıkış gücünün en az olması gerekiyor ve ayrıca ω frekansının filtreden geçişi sırasında bozulmaması gerekir.

$$\min h^* R h \quad \Rightarrow \quad h^* a(\omega) = 1 \tag{5.31}$$

"Eş 5.31"'deki çözumünun sonucu "Eş 5.32"de verilmiştir.

$$h = \frac{R^{-1}a(\omega)}{a^*(\omega)R^{-1}a(\omega)} \tag{5.32}$$

eğer "Eş 5.32" , 5.27'e yerleştirilirse alttaki sonuç elde edilir.

$$E\{|y_k(l)|^2\} = \frac{1}{a^*(\omega)R^{-1}a(\omega)} \tag{5.33}$$

Yukarıdaki denklem $y_k(l)$'nin gücünü, filtrenin geçiş bandının merkez frekansı ω olduğunda göstermektedir. Eğer bölümün başında tanımlanan varsayımlarından I ve II'yi göz önünde bulundurursak spektral güç yoğunluğu "Eş 5.3" deki gibi olur.

$$\emptyset(\omega) \cong \frac{E\{|y_k(l)|^2\}}{\beta} = \frac{1}{\beta a^*(\omega)R^{-1}a(\omega)} \tag{5.34}$$

Burada β, filtrenin frekans band genişliğini göstermektedir. Literatürde, spektral yoğunluk tahmininde , β değerine bölme işlemi yapılmamaktadır. Eğer filtrenin band genişliği , veriye bağlı ise β zorunlu olarak veriye veya frekansa bağlı değildir.

5.4.3. Genlik ve faz tahmin yöntemi

Bundan önceki bölümde bahsedildiği üzere Capon yöntemi ile filtre tasarlanırken, altta tekrarlanan ilkelere dayalı olarak bir tasarım yapılır.

a. Sinüs biçimli ve ω frekansına sahip bir sinyal, bozulmayacak bir şekilde filtreden geçirilir.
b. Veride olan başka frekanslar (gürültü), mümkün olduğunca bastırılmaya çalışılır.

Şimdi eğer bir filtreden giriş sinyali sinüs biçimli ve ω, $\{\beta e^{\iota\omega 2\pi}\}$ sahip se çıkışı alttaki gibi tanımlamak mümkündür.

$$\mathrm{h}^{*}\begin{bmatrix} e^{i\omega l} \\ \vdots \\ e^{i\omega(l+N-m)} \end{bmatrix}\beta = \left(\mathrm{h}^{*}\begin{bmatrix} 1 \\ \vdots \\ e^{i\omega(N-m)} \end{bmatrix}\right)\beta \mathrm{e}^{\mathrm{i}\omega \mathrm{l}} \tag{5.35}$$

"Eş 5.3"un bir sonucu olarak, tasarlama ilkelerinden a'yı , h üzerinde olan kısıtlamalarla , alttaki olan matematiksel şekilde tanımlamak mümkündür.

$$h^{*}a(\omega) = 1 \tag{5.36}$$

$$a(\omega) = \begin{bmatrix} 1 & e^{i2\pi\omega} & .... & e^{i2\pi\omega(N-m)} \end{bmatrix}^{T} \tag{5.37}$$

İkinci tasarım ilkesine bakacak olursak, Capon yönteminde bu şartı sağlamak için, filtre gücü çıkışta en az olması gerekiyordu. Genlik ve faz tahmin yönteminde ikinci şartı sağlamak için başka bir matematiksel yöntem kullanılır. Farz edelim, h filtresinin , ω frekansında, çıkış $\{h^{*}y_k(l)\}$ ye eşittir.

$$y_k(\mathrm{l}) = [y_k(\mathrm{l}), \quad \ldots \quad , y_k(\mathrm{l}+\mathrm{N}-\mathrm{m})]^{\mathrm{T}} \tag{5.38}$$

ayrıca $y_k(\mathrm{l})$' nin en küçük karesi, ω frekansına sahip sinüs biçimli olan bir veriye oldukca yakındır ve β genliğine sabittir. Matematiksel olarak belirli bir ω için, β ve h , küçük karenin, değerlendirme ölçütünü en az yapacak bir şekilde bulunur.

$$\min \frac{1}{\mathrm{N-m}} \sum_{\mathrm{l=m+1}}^{\mathrm{N}} \left|\mathrm{h}^{*} y_k(\mathrm{l}) - \beta \mathrm{e}^{\mathrm{i}2\pi\omega}\right|^2 \quad \Rightarrow \quad \mathrm{h}^{*}\mathrm{a}(\omega) = 1 \tag{5.39}$$

Genlik ve faz tahmini yönteminde aslında amaç ω frekansına sahip sinüs biçiminde olan sinyalin genlik ve fazını bulmaktadır ($|\beta|, \arg(\beta)$). "Eş 5.39", ikinci dereceden bir denklemdir. Bu denklemin kapalı bir şekilde çözülmesi gerekmektedir.

$$\mathrm{g}(\omega) = \frac{1}{\mathrm{N-m}} \sum_{\mathrm{l-m+1}}^{\mathrm{N}} y_k(\mathrm{l}) \mathrm{e}^{\mathrm{i}\omega 2\pi} \tag{5.40}$$

basit bir hesaplama ile "Eş 5.39"u alta olduğu gibi yazılması mümkündür.

$$\begin{aligned}
&\frac{1}{\mathrm{N-m}} \sum_{\mathrm{l=m+1}}^{\mathrm{N}} \left|\mathrm{h}^{*} \mathrm{y}(\mathrm{l}) - \beta \mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega \mathrm{t}}\right|^2 \\
&= \mathrm{h}^{*}\mathrm{Rh} - \beta^{*}\mathrm{h}^{*}\mathrm{g}(\omega) - \beta \mathrm{g}^{*}(\omega)\mathrm{h} + |\beta|^2 \\
&= |\beta - \mathrm{h}^{*}\mathrm{g}(\omega)|^2 + \mathrm{h}^{*}\mathrm{Rh} - |\mathrm{h}^{*}\mathrm{g}(\omega)|^2 \\
&= |\beta - \mathrm{h}^{*}\mathrm{g}(\omega)|^2 + \mathrm{h}^{*}[\mathrm{R} - \mathrm{g}(\omega)\mathrm{g}^{*}(\omega)]\mathrm{h}
\end{aligned} \tag{5.41}$$

Eğer

$$\mathrm{R} = \frac{1}{\mathrm{N-m}} \sum_{\mathrm{l=m+1}}^{\mathrm{N}} y_k(\mathrm{l}) y_k{}^{*}(\mathrm{l}) \tag{5.42}$$

O halde "Eş 5.41"in β'ya göre, en az yapılması durumunda alttaki sonuç elde edilir.

$$\beta(\omega) = \mathrm{h}^{*}\mathrm{g}(\omega) \tag{5.43}$$

eğer "Eş 5.43", "Eş 5.41"de yerleştirilirse altta verilen soru elde edilir ve bu sorunun çözümü , filtrenin katsayılarına ait vektörü belirlemektedir.

$$\min h^{*} Q(\omega) h \qquad \Rightarrow \quad h^{*} a(\omega) = 1 \tag{5.44}$$

$$\mathrm{Q}(\omega) = \mathrm{R} - \mathrm{g}(\omega)\mathrm{g}^{*}(\omega) \tag{5.45}$$

“Eş 5.44”de karşılaştığımız soru Capon yönteminde de karşılaştığımız soruya benzer. Bu nedenle 5.44’ün çözümü capon yönteminde kullanılan yöntem yardımı ile bulunur. Ayrıca “Eş 5.43” gürültüye ait kovaryans matrisini tanımlamaktadır.

$$h(\omega) = \frac{Q^{-1}(\omega)a(\omega)}{a^{*}(\omega)Q^{-1}(\omega)a(\omega)} \tag{5.46}$$

Capon yöntemine benzer bir şekilde spektral güç yoğunluğu alttaki gibi elde edilir..

$$\emptyset(\omega) \cong \frac{1}{KL}\sum_{k=0}^{K-1}\sum_{l=0}^{L-1}|h^{*}(\omega)g(\omega)|^{2} \tag{5.47}$$

5.5. Geliştirilen İzdüşümlü Genlik Ve Faz Tahmin Yöntemi

İzdüşümlü genlik ve faz tahmin yönteminde, sinyalin kovaryans matrisine ait özvektörü, genlik ve faz tahmin yönteminin verimini arttırmak için kullanılır. Burada kovaryans matrisine ait elde edilen en büyük özvektör, sinyalin spektral güç yoğunluğu hesaplanmadan önce, 5.46’de gösterilen filtreye yansıtılır [29-31].

Elde edilen özvektör “Çapraz Spektral Metrik” olarak tanımlanır. Bu yöntem genelde uyarlamalı sinyal işlemede kademelerin azaltılması için kullanılmaktadır. Uyarlamalı filtrelerde kademe azaltmanın amacı, kararlı durumunda kademelerin azaltılmasıdır. Kademe azaltmada amaç, alınan sonucun tam kademeye oldukça yakın olmasıdır. Kademe azaltmak ve çapraz spektral metriği elde etmek için farklı yöntemler önerilmiştir. İlk yöntemde, örnekler üzerinden sorunun değerlendirilmesi esastır. Bu yöntemde, filtrenin kademesi, gürültüyü engellemek amacı ile, sinyalin altuzay boyutlarına kadar indirgenir. İkinci yöntemde ise, uyarlamalı filtrenin kademesinin özel bir değeri olabilir. Bu özel değer; karışıklığı engellemek için veya gerçek zamanlı uygulamalarda gereksinimleri karşılamak için, sinyalin altuzay boyutunun altında olabilir. Bu nedenle, kademesi azaltılmış olan filtrede, kararlı durumun verimi, tam kademeye sahip olan filtreye oldukça yakın olmalıdır. Üçüncü yöntem ise en küçük kare yöntem algoritması kullanılmasıdır. Bu yöntem, filtrenin kademesinin işlevi olarak tanımlanabilir ve daha düşük kademeler kullanarak çok daha hızlı davranır.

Burada doğrudan veri aralığında olan Metrik (ölçü) elde edilir ve her vektörde olan izdüşümlü çapraz spektral enerjisi ölçülür. Eğer y bir $\mathrm{K} \times \mathrm{N}$ büyüklüğünda olan gözlenen veri matrisi olursa ve d istenilen ve K uzunluğunda olan bir veri vektörü olarak tanımlanır. En küçük kareler yönteminin amacı d 'yi en iyi şekilde tahmin etmektir. Burada d aslında , y oluşturan doğrusal ağırlıklı N sutun vektörlerinin birleşimidir [46].Yapılan en az hata miktarı ϵ'dır. Bu amaçla En Küçük Kare yönteminde istenilen veri ± 1 olarak tanımlanır. Ama hatalar her zaman mevcuttur ve bu nedenle elde edilen doğru sonuç her zaman istenilen değere eşit değildir. Burada bir y girisine sahip olan sistemin çıkışı yw olarak tanımlanabilir. Ayrıca iştenilen çıkış $\mathrm{d}(\mathrm{X}) \equiv \mathrm{d} = \pm 1$ olarak ifade edilir. Burada ağırlık vektörü istenılen değer ve gerçek çıkış arasında olan hata ortalamasının karesini en az yapabilecek bir şekilde elde edilmelidir [45].

$$\mathrm{J}(\mathrm{w}) = \mathrm{E}[|\mathrm{d} - \mathrm{yw}|^2] \tag{5.48}$$

$$\mathrm{w} \equiv \operatorname{argmin} \mathrm{J}(\mathrm{w}) \tag{5.49}$$

Eğer "Eş. 5.49" minimum yapılırsa:

$$\frac{\partial \mathrm{J}(\mathrm{w})}{\partial \mathrm{w}} = 2\mathrm{E}[\mathrm{y}(\mathrm{d} - y^T \mathrm{w})] = 0 \tag{5.50}$$

Yukarıdakı eşitliğin çözüm sonucu ağırlık vektörü "Eş 5.51" deki gibi elde edilir ve w_{LS} olarak tanımlanır [45].

$$\mathrm{w}_{\mathrm{LS}} = \mathrm{R}_{\mathrm{y}}^{-1}\mathrm{E}[\mathrm{yd}] \tag{5.51}$$

Eğer ilgili ortalama değerleri sıfır olursa o halde

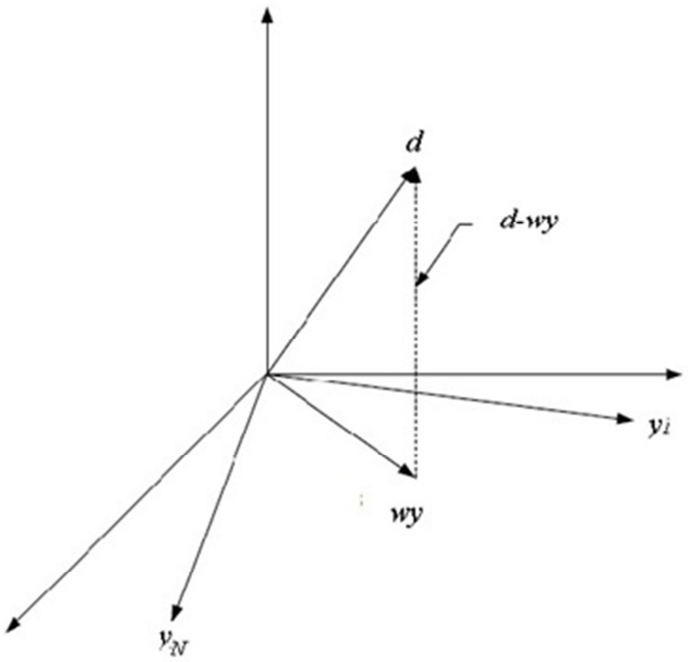
$$\mathrm{r}_{\mathrm{yd}} = \mathrm{E}[\mathrm{yd}] \tag{5.52}$$

Yukarıdaki eşitliğin sonucu r_{Xd}, aslında istenilen değer ve giriş arasındaki olan çapraz korelasyonu göstermektedir. Bu nedenle uygun ağırlık vektörünün ortalama karesinin (mean square) sonucu bir takım doğrusal eşitliklerin sonucu olarak tanımlanabilir. Burada olan çözümü geometri açısından da yorumlamak mümkündür. Rastgele bir değişken

uzayda bir vektör üzerinde nokta olarak tanımlanabilir. İki rastgele değişken arasındaki beklenti işlemi (E[yd]) iç çarpım özelliklerine uymaktadır. Bu özellikler altta verilmiştir:

- $\mathrm{E[y]} \geq 0$
- $\mathrm{E[yd]} = \mathrm{E[dy]}$
- $\mathrm{E[y(C_1 d, C_2 d)]} = \mathrm{C_1 E[yd]} + \mathrm{C_2 E[yd]}$

Böyle bir vektör, aslında doğrusal olan vektörlerin toplamından ($\mathrm{wy} = \mathrm{w_1} y_1 + \cdots \mathrm{w_N} y_N$) oluşmaktadır. Böylece bu vektörler Y_i'lar tarafından tanımlanmış olan altuzaya konumlanmaktadır (Şekil 5.3)



Şekil 5.3. En küçük kareler yönteminin dikey izdüşümü giriş sinyalinin altuzayına[45]

Eğer bu doğrusal birleştirmeden d'nin değeri elde edilirse sonuç olarak hata "Eş 5.53" deki gibi elde edilir.

$$\epsilon_{\mathrm{LS}} = \mathrm{d} - \mathrm{w_{LS} y} \tag{5.53}$$

Bir sonraki adımda, y'nin Tekil Değer Ayrışımı (singular value decomposition) elde edilmesi gerekmektedir.

Bir X matrisinin Tekil Değer Ayrışımı(TDA) o matrisin birbirine çarpan üç ayrı matrise ayrılması demektir ve $X = UDV^H$ olarak ifade edilir . Böyle bir matriste U ve V sütunları ortonormal matrislerdir. Ayrıca D matrisi gerçek ve pozitif girişlere sahip olan bir köşegenel matristir. Tekil değer ayrışımı farklı alanlarda kullanılmaktadır. Farklı uygulamalarda X matrisi düşük kademeye sahip olan bir matrisle bağlantılıdır böyle bir durum da TDA kullanarak düşük kademeye sahip olan matris elde edilir. Elde edilen bu matris, gerçek veriye çok benzemektedir. Örneğin eğer A matrisi üzerinde Tekil Değer Ayrışımı yapılırsa C, kademesine sahip olan bir B matrisi elde edilir. Bu B matrisi A matrisini çok iyi bir şekilde temsil eder. Bu işlem aslında tüm C kademelerinde yapılması mümkündür. Ayrıca Tekil Değer Ayrımı tüm kare ve dikdörtgen şeklinde olan matrisler üzerinde yapılabilir.

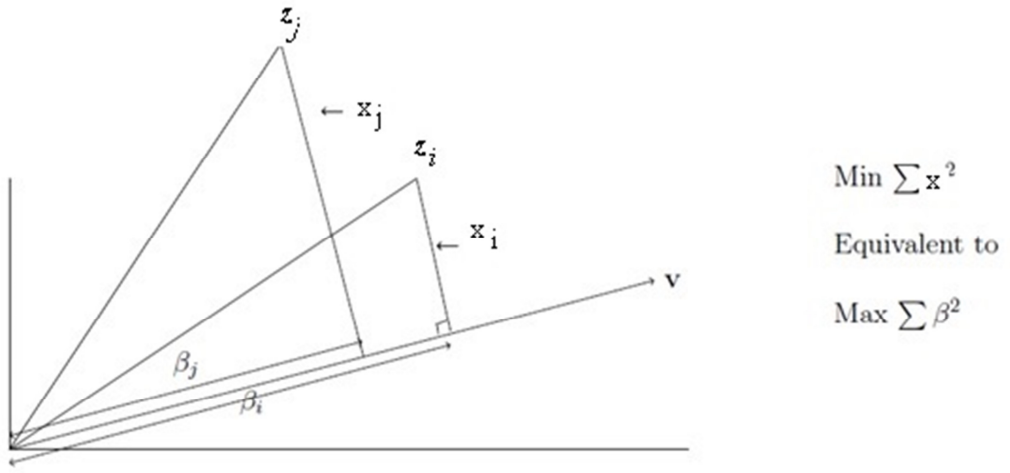
Ayrıca Özvektör (Eigenvector) ve Özdeğeri (Eigenvalue), kare şeklinde olan matrislerde ilgili vektör ve değeri belirler ve bunlar birlikte matrisin Öz ayrışımını (Eigen Decomposition) belirlerler. Öz ayrışma bir matrisin yapısını incelemekte kullanılmaktadır. Bu tanımlardan sonra özvektör matrisi dikey olma şartına sahip olması gerekmektedir.

Özvektör ve özdeğerin tersine Tekil değer Ayrışımında V, X'in sağ tekil vektörünün $N \times N$ büyüklüğündeki ortonormal matrisidir. Aslında V matrisi kovaryans matrisinin özvektörünü kapsamaktadır. Ayrıca U bir $K \times N$ büyüklüğünde X'in sol tekil vektörünün ortonormal matrisidir. Aynı şekilde D tekil değerlerinin $N \times N$ büyüklüğünde olan koşegenel matrisidir [46]. TDA kavramını anlayabilmek için, $K \times N$ büyüklüğünde olan X matrisinin satırları K nokta olarak N boyutlu alanda düşünülebilir. Ayrıca TDA, belirlenmiş noktalarla ilgili en uygun p boyutlu bir altuzayın bulunması olarak da tanımlanabilir. Burada en uygun, noktalar ve altuzay arasındaki dikey mesafelerin karesinin toplamını minimize etmek demektir. En uygun k boyutlu altuzay, en iyi hat algoritmalarının k defa uygulamasından elde edilir. Merkezden ve belirlenmiş ilgili noktalardan $\{z_i | \, 1 \leq i \leq K\}$ geçen en uygun hat uzayda noktalar ve hat arasındaki mesafenin karesini minimum etmek demektir. Burada mesafe hata göre dik olarak hesaplanır. Boyle bir işlem En Uygun Minimum Kare olarak tanımlanır.

En düşük kare uyumunda ilk olarak altuzaya olan mesafenin en düşük dereceye indirgenmesi gerekir. İkinci adımda en uygun mesafeyi bulmak için bir işlevin tanımlanmasıdır. Burada Z değişkeni $z_1, z_2, \ldots z_N$ değişkenlerinin bir işlevi olarak

tanımlanır ve amacı dikey olan mesafeyi en az değere indirgemektir. Eğer z_i noktasının izdüşümü merkezden geçen bir hat üzerinde düşünürsek (Şekil 5.4) altaki eşitlik elde edilir:

$$z_{i1}^2 + z_{i2}^2 + \cdots z_{iN}^2 = (\text{İzdüşümün uzunluğu})^2 + (\text{nokta ve hat arasındaki mesafe})^2 \qquad (5.54)$$



Şekil 5.4. z_i noktasının izdüşümü merkezden geçen hat uzerinde ve V yönünde[48].

Mesafelerin karesinin toplamı, hat uzerinde minimum olması için ilk olarak hat uzerinde olan noktaların izdüşümünü $\sum_{i=1}^{L}(z_{i1}^2 + z_{i2}^2 + \cdots + z_{iN}^2)$ çıkarılması gerekir. Ama $\sum_{i=1}^{L}(z_{i1}^2 + z_{i2}^2 + \cdots + z_{iN}^2)$ değer sabit bir değer dir. Bu nedenle mesafenin minimum yapma işlemi, hattın üzerinde olan izdüşümlerin uzunluğunun toplam karesinin maximum yapılmasına eşittir. Aynı şekilde en uygun altuzayı bulmak için altuzaydan toplam mesafenin karesini minimum yapmak yerine izdüşümlerin toplamının karesi maximum yapılabilir. Burada neden hatta dikey olan mesafenin toplam karesinin minimum edilmesinin gerekçesi sorulabilir.

Bu soruya cevap vermek için karenin güçlü matematiksel özelliklerinden yararlanabiliriz. İlk özellik yukarıda kullanılmış olan Pisagor teoremidir. Bu teoremin yardımı ile izdüşümlerin karelerinin toplamını maximum edilmesinin toplam mesafenin karesinin minimum yapılmasına eşit olduğu elde edilir.

Bundan sonraki aşama da bir $K \times N$ büyüklüğünda olan X matrisinin tekil vektörlerinin elde edilmesidir. Burada X matrisinin satırları K nokta olarak N boyutlu bir alanda

düşünebiliriz. Ayrıca en uyumlu hattı merkezden varsaymaktayız. Ayrıca **v**'yi hat üzerinde birim vektörü olarak tanımlıyoruz.

Burada x_i'ın izdüşümünün uzunluğu yani X matrisinde i'inci satırın uzunluğu V üzerinde eşittir $|x_i.\mathbf{v}|$. Böylece izdüşümlerin kare uzunluğu $|X\mathbf{v}|^2$ olarak elde edilir. Bu demektir ki en uygun hat $|X\mathbf{v}|^2$ maximum edendir ve aynı şekilde noktaların toplam mesafesinin karesi hattan minimum edilmesi gerekir.

Bu düşünceyle birlikte X matrisinin ilk tekil vektörünü (v_1) tanımlamaya çalişiyoruz. Burada v_1 aslında bir sütun vektörudur ve X matrisinin satırlarından oluşan N uzaydaki ve K noktadan oluşan ve merkez den en uygun hat olarak tanımlanır. Böylece:

$$v_1 = \text{argmax}\,|X\mathbf{v}|\,, \quad |\mathbf{v}| = 1 \tag{5.55}$$

$\sigma_1(X) = |Xv_1|$ değeri X matrisinin ilk tekil değeri olarak tanımlanır. Böylece σ_1^2, v_1 hatı üzerinde olan noktaların izdüşümünün toplam karesi olarak tanımlanır. Kullanılan bu algoritma "Greedy yaklaşımı" olarak tanımlanır. Bu algoritma aslında X matrisi için en uygun iki boyutlu bir altuzay tanımlamaktadır. Bunun için ilk olarak iki boyutlu altuzay için ilk temel vektör yani v_1 aldıktan sonra v_1 kapsayan iki boyutlu altuzayı tanımlamaya çalışır. Daha önce bahsedildiği üzere burada kare toplamanın özelliğinden yararlanabiliriz; yani, v_1 kapsayan her iki boyutlu altuzayda, altuzaya izdüşümü olan toplam uzunluğun karesi; izdüşümlerin karesinin toplamı v_1 de artı uzayda v_1'e dik olan izdüşümlerin karesine eşittir.

Bu nedenle v_1'i kapsayan altuzayı bulmak yerine v_2 olarak tanımlanan birim vektörü bulunmaya çalışılır. Amaç v_2 birim vektöründe v_1 dik olması ve aynı zamanda $|X\mathbf{v}|^2$ değerini tüm birim vektörleri ortasında maximum yapabilecek şekilde bulunmasıdır. Böyle bir işlem Greedy algoritması olarak tanımlanır. Greedy yaklaşımını kullanarak aynı şekilde $\mathbf{v}_3, \mathbf{v}_4, \ldots$ ve diğer yüksek derecede olan değerler bulunabilir.

Greedy Algoritması'nı kullanarak, başlangıçta en uygun sonuç verdiğinden emin olmak olası değildir. Ama bu algoritmadan farklı boyutlarda alınan sonuç en iyi altuzayı

bulabildiğini göstermiştir. Yukarıdaki tanımlardan yola çıkarak ikinci tekil vektör (v_2) , v_1'e dik olan en uygun hat yardımı ile alttaki gibi tanımlamak mümkündür.

$$v_2 = \text{argmax}\,|X\mathbf{v}| \quad , \mathbf{v} \perp v_1 , |\mathbf{v}| = 1 \tag{5.56}$$

"Eş 5.56"dan X matrisi için ikinci tekil değer $\sigma_2(X) = |Xv_2|$ olarak tanımlanır. Aynı şekilde üçüncü tekil vektörün v_3 tanımlanması mümkündür.

$$v_3 = \text{argmax}\,|X\mathbf{v}| \quad , \mathbf{v} \perp v_1, v_2 , |\mathbf{v}| = 1 \tag{5.57}$$

Bu işlemler $v_1, v_2, \ldots v_k$ bulunana kadar devam etmektedir. Böyle bir durumda tekil vektörler altta verildiği gibi tanımlanır.

$$\text{argmax}\,|X\mathbf{v}| = 0 \quad v \perp v_1, v_2, \ldots, v_N \ , |\mathbf{v}| = 1 \tag{5.58}$$

X matrisini tamamen v_i vektörlerine dönüşecek bir şekilde tanımlanması mümkündür. Her bir v vektörü $v_1, v_2, \ldots v_N$'ın ve v_i'a dik olan vektörün doğrusal birleşimi olarak yazılması mümkündür. Şimdi $X\mathbf{v}$' nin ve $Xv_1, Xv_2, \ldots Xv_N$ ortasında aynı doğrusal birleşim mevcuttur. Bu nedenle $Xv_1, Xv_2, \ldots Xv_N$, X matrisi ile ilgili temel vektörleri göstermektedir. Eğer bu vektörler normalize edilirse "Eş 5.59" elde edilir.

$$u_i = \frac{1}{\sigma_i(X)} Xv_i \tag{5.59}$$

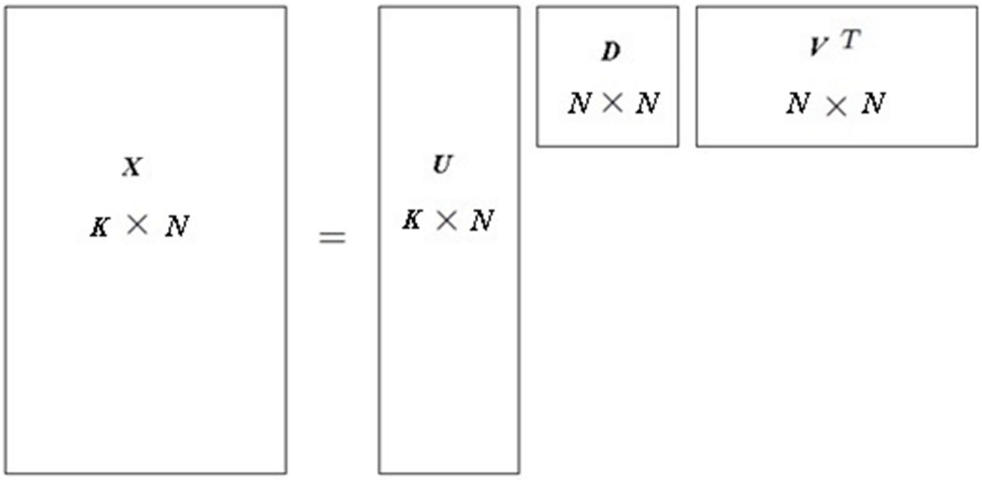
Burada $u_1, u_2, \ldots u_r$ vektörleri X matrisinin sol tekil vektörleri olarak tanımlanır. Ayrıca v_i sağ tekil vektörü olarak tanımlanır. Yukarıda olan tanımlardan sağ ve sol tekil vektörlerinin dikey olduğu görünür. Eğer X bir $K \times N$ büyüklüğünde ve $v_1, v_2, \ldots v_N$ tekil vektörlerine sahip bir matris ise ve ilgili tekil değerleri $\sigma_1, \sigma_2, \ldots, \sigma_N$ olarak tanımlanır. O halde $i = 1,2, \ldots, N$ kadar, $u_i = \frac{1}{\sigma_i(X)} Xv_i$ sol tekil vektörü olarak tanımlanır. Bu tanım matematikte bir teorem olarak tanımlanır. Böyle bir durumda X matrisi ayrıştırılmıştır ve alttaki gibi tanımlamak mümkündür.

$$X = \sum_{i=1}^{N} \sigma_i u_i v_i^T \tag{5.60}$$

Bu ayrıştırma işlemi Tekil Değer Ayrışımı (TDA) olarak tanımlanır (Şekil 5.5). TDA işlemi literatürde matris olarak tanımlanırken "Eş. 5.60 "daki gibi tanımlanır.

$$\mathrm{X} = \mathrm{UDV}^{\mathrm{T}} \tag{5.60}$$

Bu matriste U ve V matrisleri sıra ile sol ve sağ tekil vektörlerini tanımlamaktadır. Ayrıca D bir köşegenel matristir ve X matrisine ait tekil değerleri göstermektedir.



Şekil 5.5. Bir L × N büyüklüğünde olan Matrisin Tekil Değer Ayrışımı.

Bu kısma kadar TDA'nın be olduğu ve nasıl ayrışım yapıldığından bahsedilmiş ve yukarıda verilen tanımlardan yola çıkarak Çapraz Spektral Metrik elde edilmeye çalışılmıştır. Bahsedildiği üzere V matrisi kovaryans matrisinin özvektörlerinden oluşmaktadır, formülü ise "Eş 5.61"de gösterilmiştir.

$$\mathrm{R} = \mathrm{V}\Lambda\mathrm{V}^{\mathrm{H}} = \mathrm{VD}^{2}\mathrm{V}^{\mathrm{H}} \tag{5.61}$$

Burada $\Lambda = \mathrm{D}^{2}$, özdeğerlerinin matrisidir. Bu matrisin köşegenel öğeleri $\{\lambda_{\mathrm{p}}, 1 \leq \mathrm{p} \leq \mathrm{N}\}$ olarak tanımlanır. Ayrıca ortonormal tekil matrisinin U sütun vektörleri $\{u_p, 1 \leq p \leq N\}$,R'in temelidir. Kademe azaltma işleminde, öklit normu ile belirlenen en küçük kare hatasının en az yapılması için sütun vektörlerinden seçilen rakamın $M < N$ olması istenir. Hatanın en az değere düşürülmesi, $\mathrm{Y} = y\ \mathrm{w}_{\mathrm{LS}}$ yaklaşımının normunu en yüksek değere çıkarılmasına eşittir. Öklit normu y için alttaki gibi tanımlanır.

$$E_y = w_{LS}^H R w_{LS} = r_{yd}^H R^{-1} r_{yd} = r_{yd}^H V \Lambda^{-1} V^H r_{yd} \quad (5.62)$$

Dönüştürülmüş çapraz korelasyon vektörü 5.64'deki gibi tanımlanabilir.

$$\rho = V^H r_{yd} \quad (5.63)$$

Eğer bu vektörün öğeleri $\{\rho_p, 1 \leq p \leq N\}$ olursa o halde öklit normunun tekrar altaki gibi tanımlanması mümkündür.

$$E_y = \sum_{p=1}^{N} \frac{\rho_p^2}{\lambda_p} = \sum_{p=1}^{N} \theta_p \quad (5.64)$$

Şüphesiz, eğer uygun ve düşük kademeye sahip bir filtre isteniliyorsa ohalde özvektörler en yüksek θ_p'dan oluşmaları gerekir. Eğer 5.62'te olan norm toplam enerji olarak tanımlanırsa 5.64'teki olan θ_p ,R'in sütünları tarafından alanda yayılmış olan temel vektörleri üzerinde izdüşümlü enerjinin bir ölçümü olarak tanımlanır. Bu nedenle θ_p Çapraz Spektral enerji veya Metrik olarak adlandırılır.

Çapraz Spektral Metrik elde edildikten sonra üçüncü adım Genlik ve Faz tahmininde olan izdüşümü elde etmektir. Bu amaçla matematikte olan matris izdüşümü ile ilgili teorem kullanılmıştır. Bu teoreme göre eğer $n \times p$ büyüklüğünda olan matriste $\{u_1, u_2, \ldots, u_p\}$ bir ortonormal matris w altuzayında ise

$U = [u_1 | u_2 | \ldots | u_p]$ o halde

$$\text{PROJ } V = UU^T V \quad (5.65)$$

Burada UU^T izdüşüm matrisi olarak tanımlanır. Bu teoremden yola çıkarak ve çapraz spektral metrik matrisinin kullanımı ile birlikte izdüşüm matrisi $\theta\theta^T$ olarak elde edilir. Aynı şekilde teorem sonucundan yani "Eş 5.65"den yola çıkarak ve izdüşüm matrisini genlik ve faz tahmin yöntemine ait filtre üzerinde uygulanırsa aşağıdaki sonuç elde edilir:

$$h_{Proj} = \frac{\theta\theta^T Q^{-1}(\omega)a(\omega)}{a^H(\omega)Q^{-1}(\omega)a(\varphi)} \tag{5.66}$$

Burada aslında "Eş 5.46" de olan hatayı en düşük dereceye indirgeyebilmek için, öklit normunun en yüksek değerde olması gerekir. Bu nedenle θ_p'yı en yüksek yapan değer en küçük kare hatasını en az yapar. Böyle bir yöntemle bulunan filtre değerinden sonra, Spektral yoğunluk tahmini için izlenen yol aynı Genlik ve Faz Tahmininde yapılan işlemler gibidir.

6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışmada spektral güç yoğunluk tahmini için gerekli olan gözlem penceresinin büyük oranda düşürülmesi uyarlamalı spektral göç yoğunluk tahmini kullanımını ile birlikte incelenmiştir. Bu çalışmada ilk olarak Capon yöntemi ve Genlik ve Faz Tahmin yöntemlerinden elde edilen sonuçlar ortalamalı periodogram (Welch) yöntemi ile karşılaştırılmış olup ve bu yöntemlerin Welch yöntemine göre daha iyi sonuç sağladıkları görünmüştür. Ayrıca çalışmanın devamında Genlik ve Faz Tahmin yönteminin kullanımı ile birlikte yeni bir uyarlamalı yöntem önerilmiştir. Bu önerilen yöntem İzdüşümlü Genlik ve Faz Tahmini olarak tanımlanır ve kovaryans matrisinin Tekil değer Ayrışımına dayalıdır.

Genelde elde edilen spektrogramın kalitesi üzerinde inceleme yapılan sinyale bağlıdır. Altta spektrogram kalitesini etkileyen bazı fiziksel faktörler verilmiştir.

Dokudan Kaynaklanan Clutter Sinyal: Doppler'de clutter sinyali, ışındaki kenar loplardan ve dokuya ait yankılardan kaynaklanır. Genelde PW doppler de clutter sinyali kaldırmak için alınan sinyal yüksek geçiren filtreden geçirilir. Bu aşama spektral tahmininden önce yapılan ve çok önemli bir işlemdir ve amacı hız spektrumun tahmininde hızın sapması ve clutterin spektrumu örtmesini engellemektir. Clutter sinyalini engellemek için kullanılan bazı filtreler frekans bozukluğuna neden olabilir. Bu nedenle genel olarak FIR, IIR veya doğrusal uyumlama (Linear regression) kullanılmaktadır. Bu filtreler gerekli örneklerin sayısını N-K'ya düşürmektedir. Burada K filtrenin kademesi olarak tanımlanır. PW Dopplerle ilgili hız tahmininde eski çalışmalarda örneklerin yüksek sayıda olması, hız spektrumun elde edilme oranını engelliyordu. Ayrıca uyarlamalı yöntemlerin daha yüksek çozünürlüğe sahip olması Clutter sinyalinin spektrumunun örtmesini engellediği görülmüştür. Uyarlamalı yöntemlerin bu ayrıcalığı daha eski olan Welch yöntemine göre büyük bir avantaj sağlamaktadır. Bu nedenle PW doppler'le CFI veya B-mod birleşimi istenilen örnek sayısında yapılabilir.

Ortalama Alma Oranı: Üç uyarlamalı yönteme baktığımızda, Capon Yöntemin'de geçici ortalama (hızlı zaman üzerinde) kullanılmadığı için bu yöntemin diğer iki yönteme yani Genlik ve Faz Tahmin yöntemi ve İzdüşümlü Genlik ve Faz Tahminine göre ortalama

açısından daha az kuvvetli bir yöntemdir. Capon yöntemi ile ilgili [35]'de köşegenel yükleme yapma süreti ile ortalama alanı daha az olma durumunda bu yöntemin daha kuvvetli davranmasına yardımcı olabilir. Ama böyle bir yöntemin dezavantajı gerekli ortalama alanına sahip olan Capon yöntemin karşısında düşük geçici çözünürlüğe sahip olmasıdır. Bu nedenle köşegenel yüklemede uygun değer, spektrumda clutterle ilgili kenar loplarında bulunmasına neden olabilir.

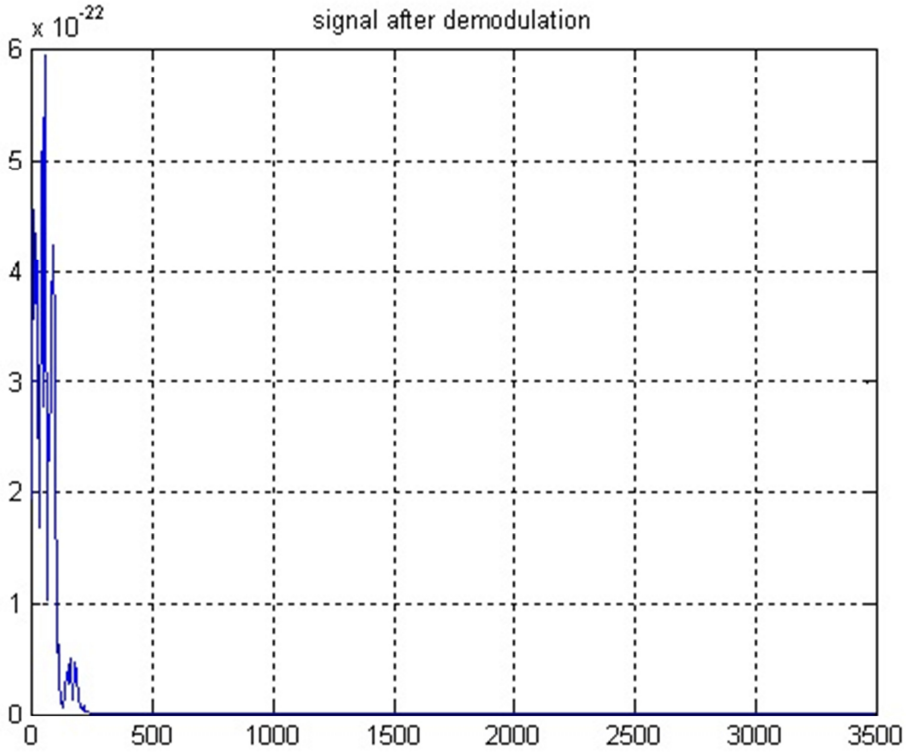
Gönderilen Işın: daha önce de bahsedildiği üzere Doppler kayması bir vektör üzerinde ve gönderilen ve alınan ışının yönünün toplamından elde edilir. Eğimli dalga cephesi (Curved Wavefront) odaklanmış olan gönderme ışınında alınan ışının kan akışı ile olan açısının değişmesine neden olur. Bu değişme alınan ışının konumu ve gönderilen ışının eksenine bağlıdır. Bu nedenle gerçek uygulamalarda hızın gönderilen ışın ekseni üzerinde pozitif ve negatif yöne sapması Doppler spektrumunun genişlemesine neden olur [36]. Ama düzeltilmiş SNR gönderilen ışının odaklamasını kullanarak elde edilmesi gerekir. Özellikle kalple ilgili olan görüntülerdeki yapı daha derin bir konumda ve transdüserin geometrisi düzlem dalgasının kullanımı ve ilgili derinlikte görüntü elde edilmesini kısıtlamaktadır.

Gönderme Zamanı: Kısa gönderme zamanı spektral çözünürlükte temel bir soruna neden olabilir. Kısa gönderme zamanı kullandığımızda yüksek hız durumunda spektrumun genişliğinin artmasına neden olur. Böylece hız artması durumunda belirli örnekten oluşan sinyalin uzunluğunun oranı azalır. Bu konu hız tahmininde etkili olan ağır zamanın (Slow Time) kısıtlamasına neden olur.

Yukarıdaki belirtilen fiziksel faktörleri göz önünde bulundurarak bu çalışmada Field II programında Femoral Artery için simülasyon yapılmış olan veri kullanılmaktadır [47]. Simülasyon için transdüserin doğrusal dizi elementlerinden oluşması farz edilip merkez frekansı 2 MHz olarak tanımlanmıştır. Burada simülasyon yapılmış sinyal aslında RF sinyalidir ve bu sinyalin üzerinde Spektral güç yoğunluğu tahmini yapabilmek için dördüncü bölümde Şekil 4.2'de olduğu gibi sıra ile veri üzerinde işlemler yapılmaktadır.

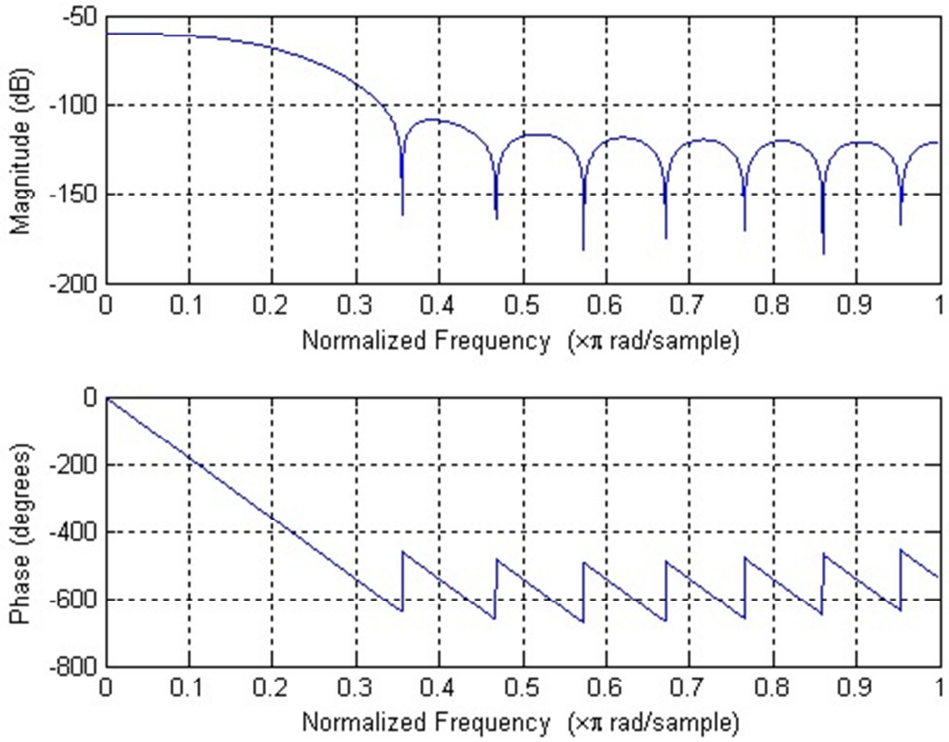
İlk olarak RF verisi üzerinde yapılan işlem Down Mixing işlemidir. Buna yönelik MATLAB programında RF sinyali üzerinde Down mixing işlemi yapılır. Down Mixing'de

transdüserin merkez frekansını kaldırmak amacı ile kullanılan frekans transdüserin frekansıdır. Down mixing den sonra elde edilen sonuç Şekil 6.1'de verilmiştir.



Şekil 6.1. Üzerinde down mixing işlemi yapılmış olan RF sinyali

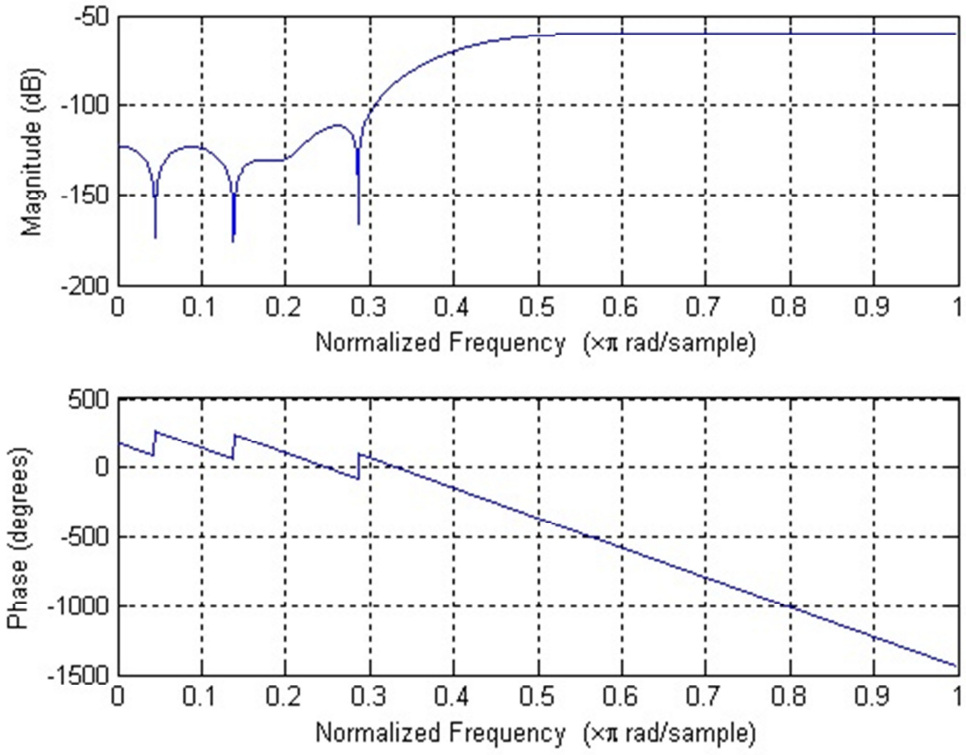
Down mixing işlemi yapıldıktan sonra alçak geçiren filtre kullanılması gerekiyor. Filtrenin tasarımında FIR filtresi kullanılmaktadır. Ayrıca bu filtrede kullanılan pencere Hamming penceresidir. Filtrenin kademesi 20 ve kesme frekansı sıra ile 2,0 ve 2,4 MHz olarak alınmıştır. Bu frekans MATLAB programında kullanılması için normalize edilmiştir. Filtrenin frekans tepkisi Şekil 6.2'de verilmiştir.



Şekil 6.2. Alçak geciren filtrenin tepkisi.

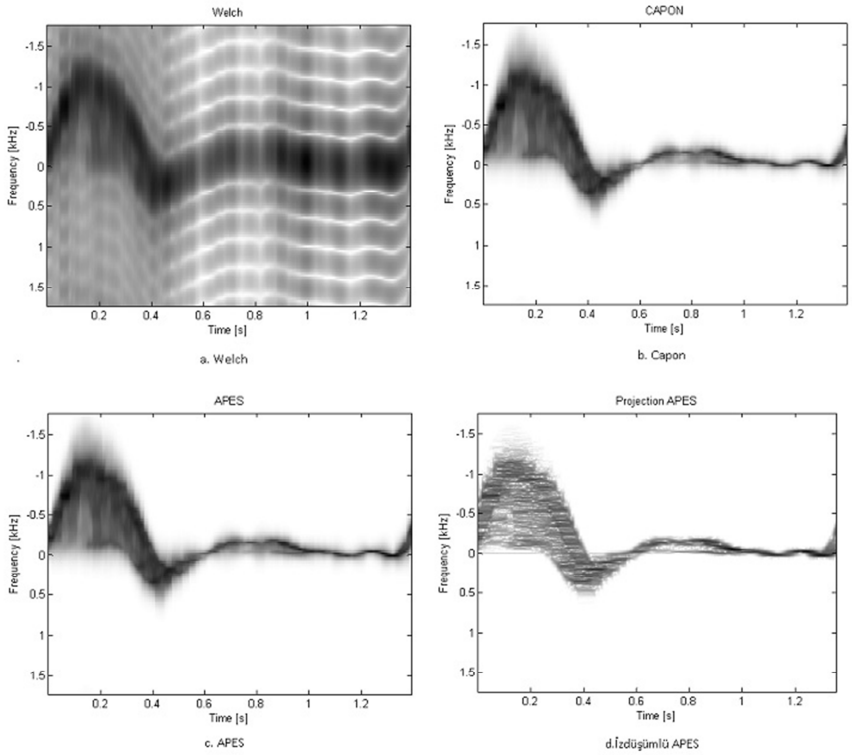
Dördüncü bölümde bahsedildiği üzere sinyalin enerjisini korumak amacı ile karmaşık sinyal, ikinin kare kökü ile çarpılır. Çarpma işleminden sonra yapılması gereken Decimation işlemidir. Decimation kısmında örnekleme frekansı 6 faktörü ile düşürülür. Decimation işleminden sonra elde edilen sinyal üzerinde IQ demodülasyon işlemi yapılmış olan sinyaldir ve sonuç olarak giriş sinyali gerçek ve sanal veriye ayrılmıştır. Bundan sonraki adım sinyal işleme bölümüdür ve demodülasyon sonucunda elde edilen gerçek veri üzerinde uygulanmaktadır. Bu bölümün amacı clutter gürültüsünü ortadan kaldırmaktır. Bu sebeple yüksek geçiren filtre kullanılır.

Yüksek geçiren filtre için, aynı alçak geçiren filtrede olduğu gibi dikdörtgen tepkisine sahip olan bir FIR filtresi kullanılmıştır ve filtrenin kademesi 24 olarak alınmıştır. Bu filtrenin frekans tepkisi Şekil 6.3'te verilmiştir.

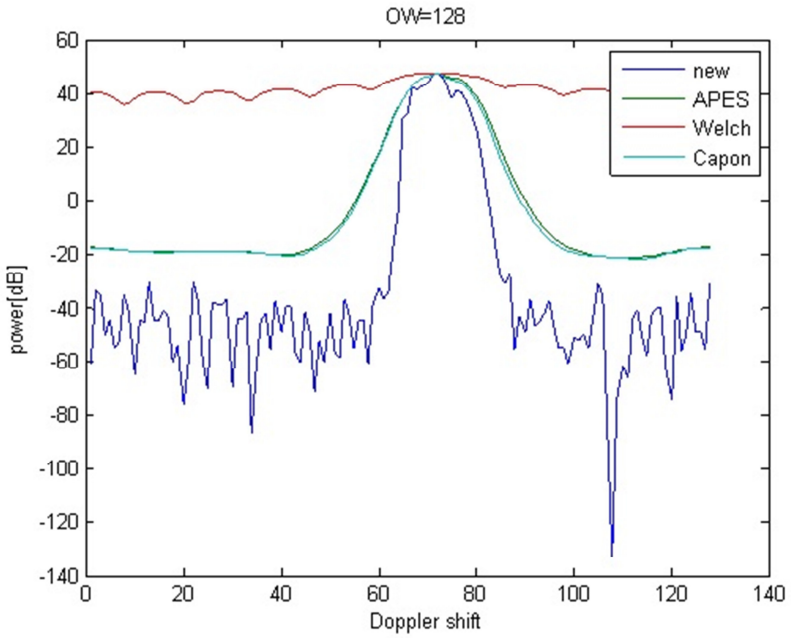


Şekil 6.3. Yüksek geçiren filtrenin tepkisi

Yüksek geçiren filtreden alınan sinyal üzerinde spektral güç yoğunluk tahmini yapılmaktadır. Gözlem penceresini azaltmak amacı ile literatürde farklı yaklaşımlar kullanılmaktadır. Burada kullanılan yaklaşım [40]'da önerilmiştir. Bu yaklaşıma yönelik eğer gözlem penceresi $OW = 128$ alınırsa ağır zamanın 129 olması gerekiyor. Spektral güç yoğunluk tahmininde önemli olan bir konu hızlı zamanın sabit kalmasıdır. Bu nedenle tüm yapılmış olan tahminlerde hızlı zaman $k = 2$ olarak alınmıştır. Spektral güç yoğunluk tahmini $OW = 20,25,30,40,50,64,128$ gözlem pencerelerine yapılmaktadır. Şekil 6.4 Femoral Artery için 128 gözlem penceresi ile yapılan spektral güç yoğunluk tahminini göstermektedir. Şekil 6.4'te kullanılan üç uyarlamalı yöntemler ile (Capon, APES ve İzdüşümlü APES) Welch yöntemine göre daha iyi sonuç alındığı görülür. Uyarlamalı yöntemler arasında izdüşümlü APES daha iyi çözünürlüğe sahip olduğu ve Capon yöntemi ve APES yöntemi uzun gözlem penceresinde daha iyi kontrasta sahip oldukları görünür. Şekil 6.5'te OW=128 de bu yöntemleri frekans aralıklarına göre bir karşılaştırma yapılmaktadır.



Şekil 6.4. Spektral güç yoğunluk tahmini OW=128

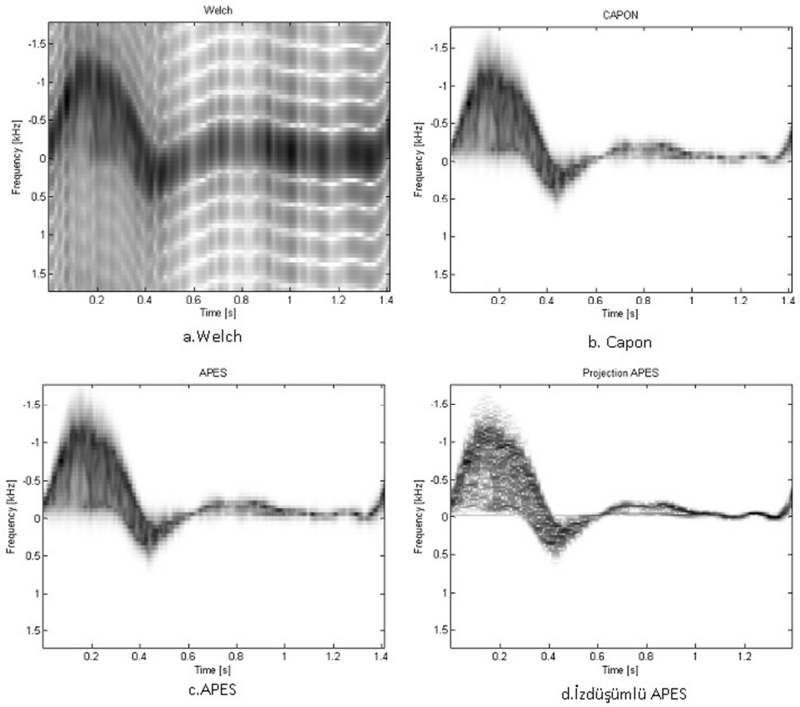


Şekil 6.5. Doppler kayması ve spektral güç yoğunluğun karşılaştırılmas OW=128

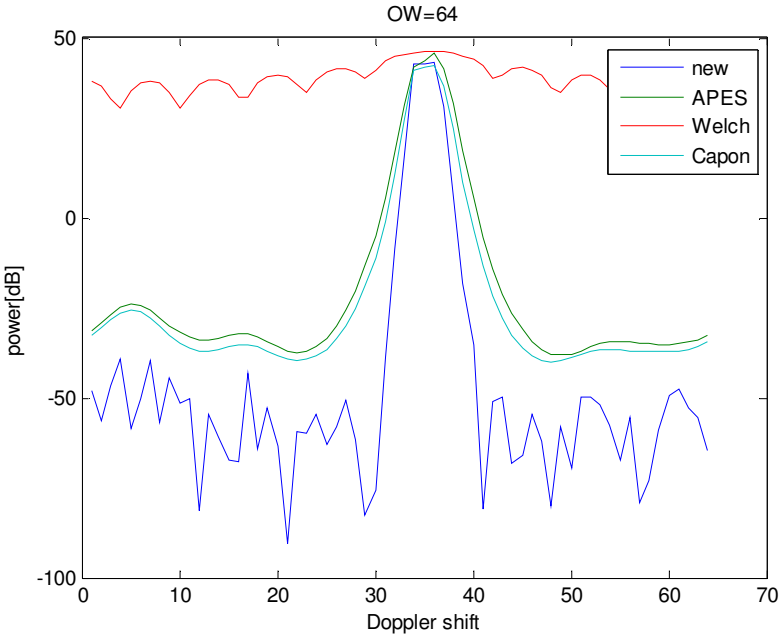
Şekil 6.5'te frekans aralığının azalması çözünürlüğün artmasına neden olur. Burada amaç daha önce de söylendiği üzere gözlem penceresinin azalmasıdır. Gözlem penceresi 64, 50,40, 30, 25 ve 20 olan ve onlara bağlı Doppler kayması ve güç spektral yoğunluğunun

karşılaştırılması şekil 6.6'dan şekil 6.17'e kadar verilmiştir. Bu şekilleri karşılaştırdığımız zaman izdüşümlü Genlik ve faz tahmin yöntemi ve capon yöntemi sıra ile uygun çözünürlük ve kontrasta sahiptir. Genlik ve faz tahmin yöntemi ise daha kısa gözlem penceresinde OW=20, diğer yöntemlere göre çözünürlük ve kontrast açısından iyi bir verim göstermemektedir.

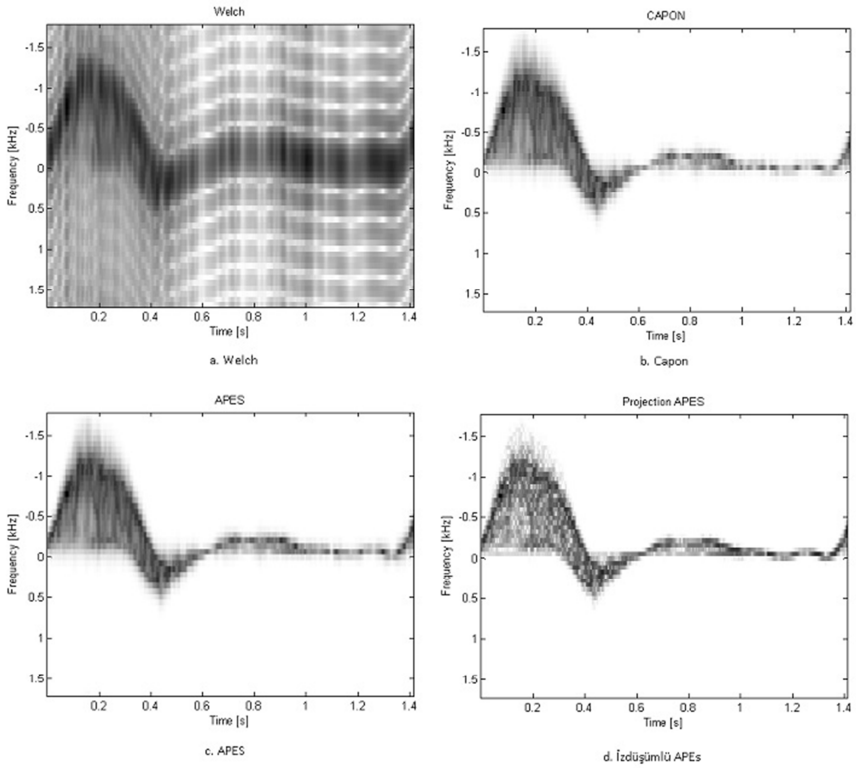
Bu araştırmada önemli olan konulardan biri uygulama zamanıdır. Uygulama zamanı doğrudan kullanılan algoritma ve hesaplanması gereken karışık işlemlere bağlıdır. Bu amaçla dört yöntem için hesaplanması gereken karışık işlemler ve uygulama zamanı tahlili yapılmıştır.



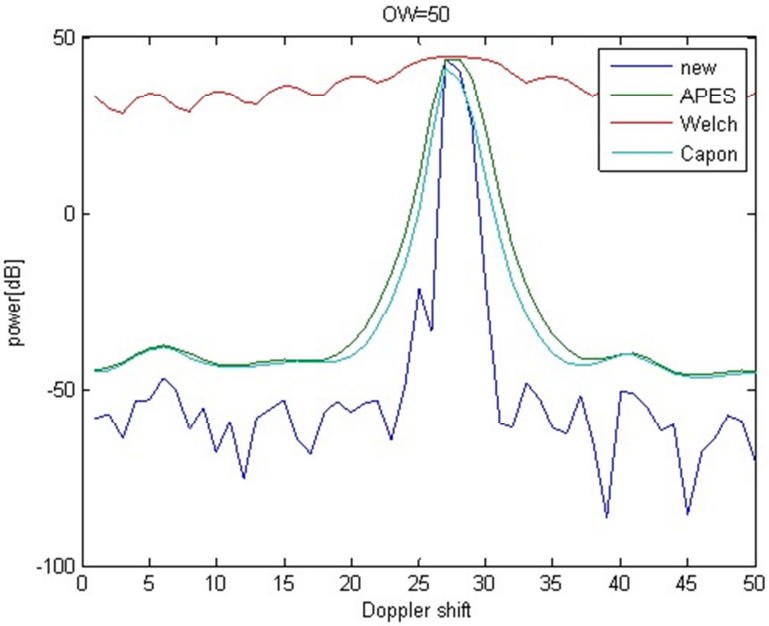
6.6. Spektral güç yoğunluk tahmini OW=64



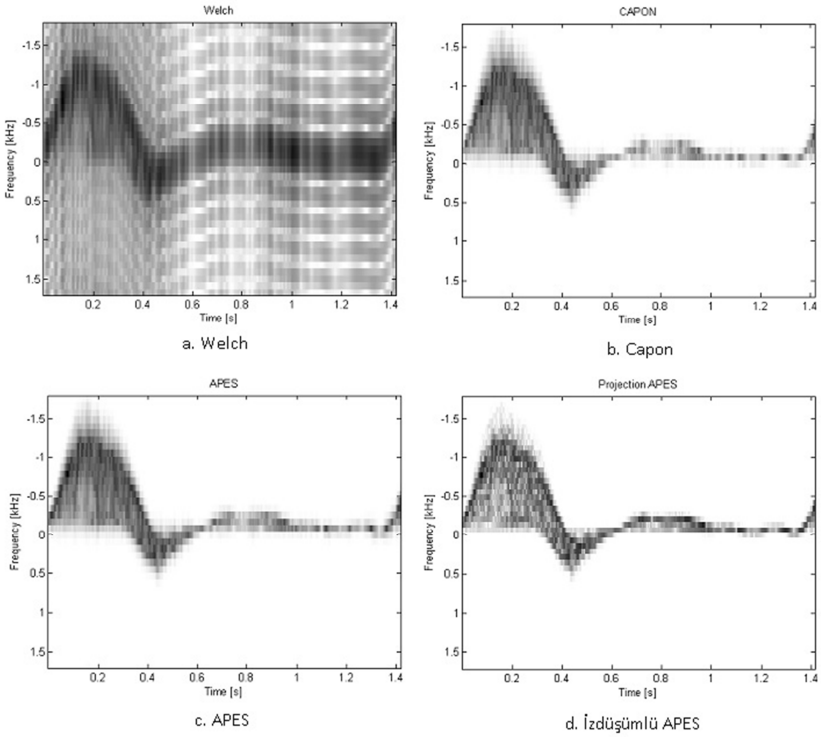
6.7. Doppler kayması ve spektral güç yoğunluğun karşılaştırılması OW=64



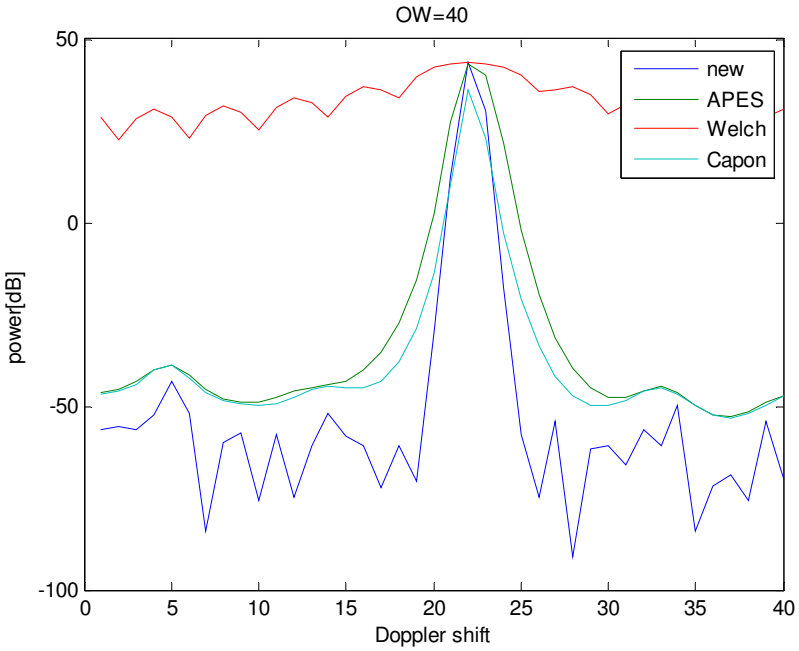
Şekil 6.8. Spektral güç yoğunluk tahmini OW=50



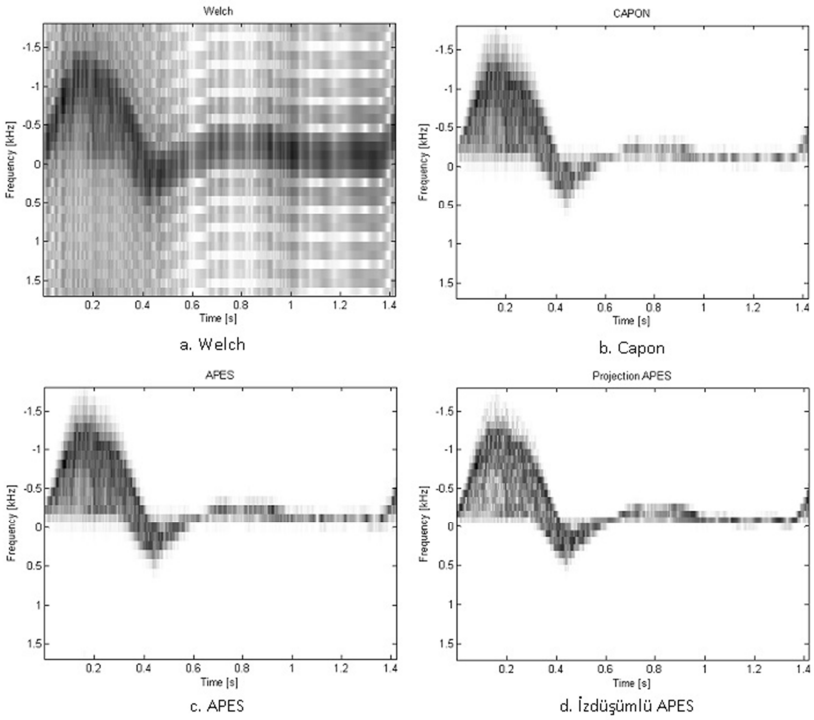
Şekil 6.9. Doppler kayması ve spektral güç yoğunluğun karşılaştırılması OW=50



Şekil 6.10. Spektral güç yoğunluk tahmini OW=40

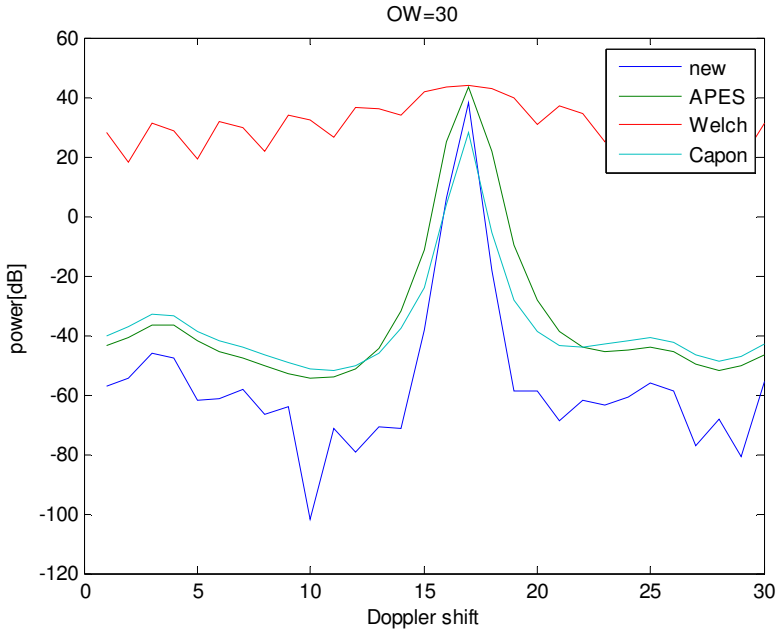


Şekil 6.11. Doppler kayması ve spektral güç yoğunluğun karşılaştırılması OW=40

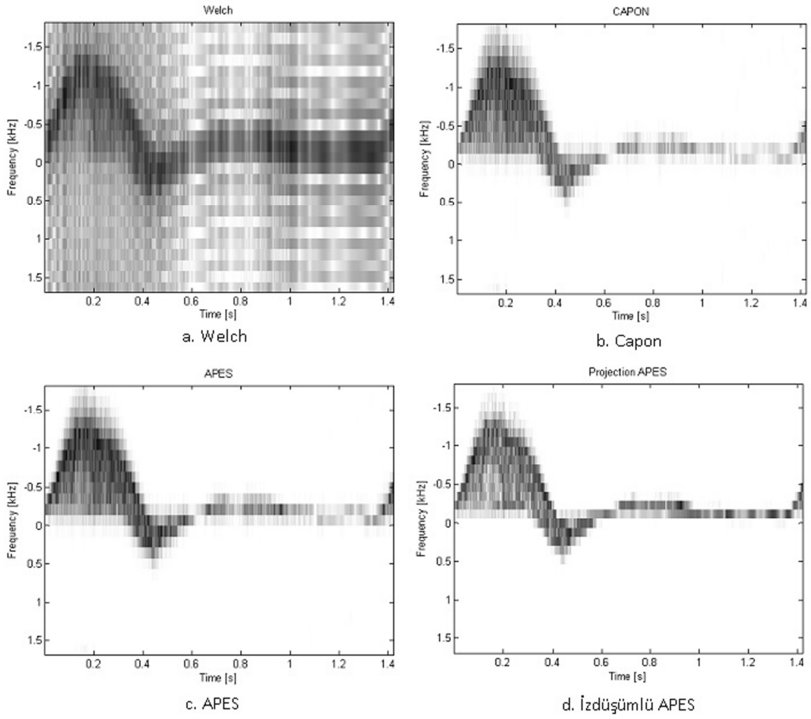


Şekil 6.12. Spektral güç yoğunluk tahmini OW=30

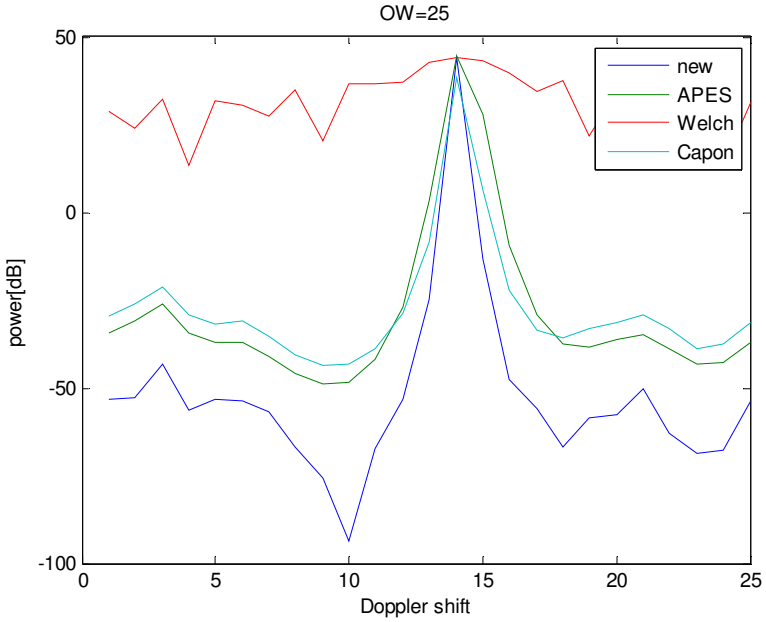
.



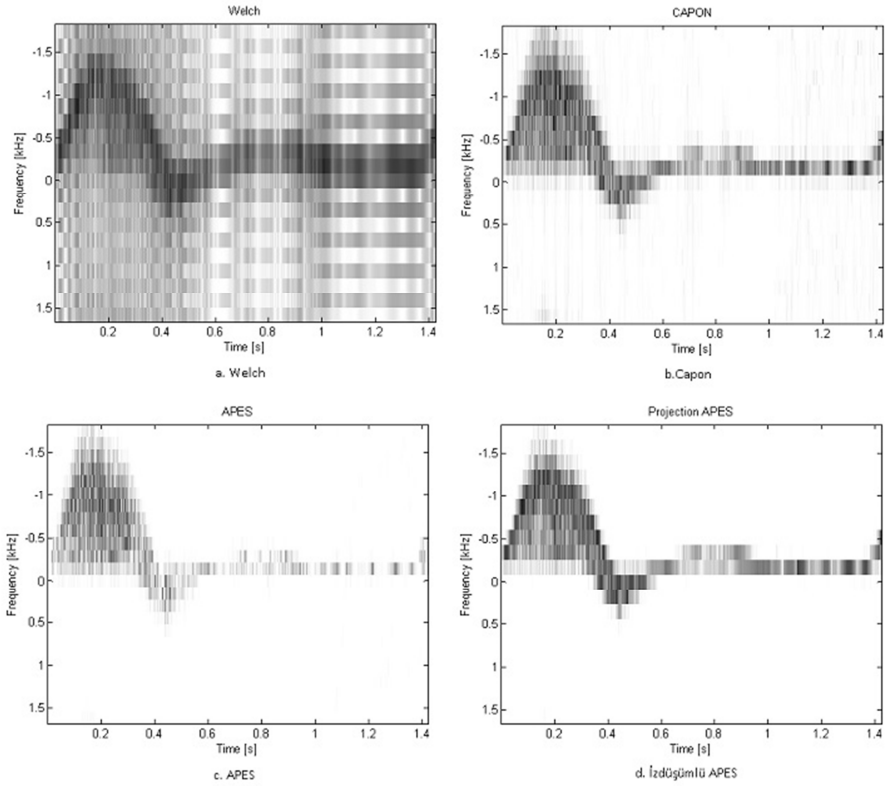
Şekil 6.13. Doppler kayması ve spektral güç yoğunluğun karşılaştırılması OW=30



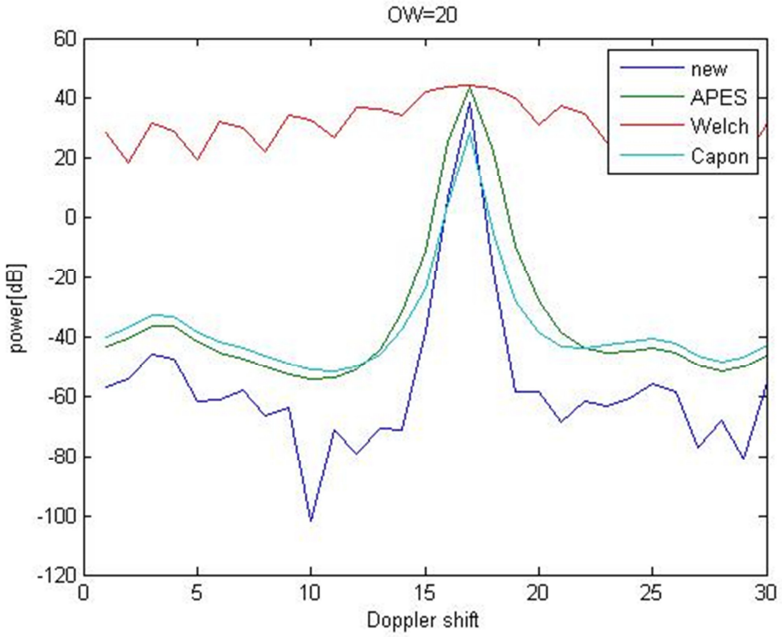
Şekil 6.14. Spektral güç yoğunluk tahmini OW=25



Şekil 6.15. Doppler kayması ve spektral güç yoğunluğun karşılaştırılması OW=25



Şekil 6.16. Spektral güç yoğunluk tahmini OW=20



Şekil 6.17. Doppler kayması ve spektral güç yoğunluğun karşılaştırılması OW=20

Bu tahlil için ilk olarak penceresinin N örneğine sahip olması farz edilmiştir. Kovaryans matrisinin hesaplamasında kullanılan ağır zaman örnek sayısı L, ortalama almak için kullanılan hızlı zaman sayısı K ve hesaplanması gereken frekans noktaları M olarak alınmıştır.

Spektral güç yoğunluğu Welch yöntemi için "Eş. 5.24 " verilmiştir. Uygulamalarda bu yöntem FFT'ye dayalı bir şekilde hesaplanır. Burada M frekans noktaları ve N veri parçaları için Mlog M işlem yapılması gerekiyor. Çünkü genelde frekans noktalarının sayısı verinin örneklerinin sayısından daha fazladır. Spektral güç yoğunluk tahmini ağır zaman ve hızlı zamanın üzerinde ortalama yapmakla elde edilir. Bu nedenle toplam yapılması gereken işlem sayısı MKL dir. Welch yöntemi ile ilgili işlem sayısı çizelge 6.1 de verilmiştir.

Çizelge 6.1. Welch yönteminin karışık hesaplamaları

İşlem	Karışık hesaplama sayısı
FFT hesaplaması	KLM log M
Ortalama	MKL

Capon yönteminde Spektral güç yoğunluğu elde edebilmek için "Eş 5.34" kullanılmaktadır. Bu yöntemde ilk olarak kovaryans matrisi hesaplanması gerekiyor. Bir sonraki adımda bu matrisin tersinin elde edilmesi gerekmektedir. Ters matrisin elde edilmesi için yaklaşık N^3 hesaplama yapılması gerekmektedir. Spektrumu M frekans noktası için hesaplamada yaklaşık MN(N+1) karışık çarpma ve M(N^2 -1) karışık toplama işlemi yapılmaktadır. Capon yönemi için gereken karışık işlem sayısı Çizelge 6.2 de verilmiştir.

Çizelge 6.2. Capon yönteminin karışık hesaplamaları

İşlem	Karışık hesaplama sayısı
Kovaryans matrisi	KLN^2
Ters kovaryans matrisi	MN^3
SGY	MN^2

Genlik ve Faz tahmin yönteminde ilk olarak hesaplanması gereken kovaryans matrisidir. İkinci adım gürültüye ait kovaryans matrisinin hesaplanmasıdır. Bu hesaplama yaklaşık KN^2 kaırşık çarpma ve KN^2 karışık toplamadan oluşmaktadır. Bir sonraki adım da filtreye ait karışık hesaplamalar elde edilir. Filtre 2N(N+1) karışık çarpma ve 2(N^2 -1) karışık toplamadan oluşmuştur. Bu nedenle son olarak hesaplanan spektral tahmininde 2KN(N+1) karışık çarpma ve 2K(N^2-1) karışık toplamdan oluşur. Bu yönteme ait karışık hesaplamalar Çizelge 6.3'te verilmiştir.

Çizelge 6.3. Genlik ve faz tahminin karışık hesaplamaları

İşlem	Karışık hesaplama sayısı
Kovaryans matrisi	KLN^2
Gürültü kovaryans matrisi	MKN^2
Ters kovaryans matrisi	MN^3
SGY	MKN^2

Izdüşümlü genlik ve faz tahmin yöntemi karışık hesaplamalarında çapraz spektral metrik, filtre hesaplanmasına eklenmiştir. Bu hesaplamalar filtre üzerinde 4N(N+1) karışık çarpma ve 4(N^2 -1) karışık toplamadan oluşmaktadır. Bu nedemle spektral tahmininde yaklaşık 4KN(N+1) karışık çarpma ve 4K(N^2-1) karışık toplama işlemi yapılır. Karışık hesaplamalar bu yöntem için Çizelge 6.4'te verilmektedir.

Çizelge 6.4.Geliştirilen izdüşümlü genlik ve faz tahminin karışık hesaplamaları

İşlem	Karışık hesaplama sayısı
Kovaryans matrisi	KLN^2
Gürültü kovaryans matrisi	MKN^2
Ters kovaryans matrisi	MN^3
SGY	$2MKN^2$

Dört yönteme ait olan karışık hesaplamaları karşılaştırdığımızda hesaplamaların sayısının arttığı görülür. Uygulama zamanı dört yöntem için ve farklı gözlem pencereleri için Çizelge 6.5'te verilmiştir.

Çizelge 6.5. Yöntemlerin uygulama zamanının karşılaştırması

	Uygulama zamanı (sec)			
OW	Welch	Capon	Genlik ve faz tahmini	İzdüşümlü genlik ve faz tahmini
20	7,4257	6,0472	9,0541	8,4805
25	12,385	12,239	12,482	11,076
30	16,216	16,100	16,549	13,902
40	25,212	25,574	25,228	20,284
50	36,288	36,282	36,054	27,580
64	35,113	54,471	54,678	43,128
128	186,156	185,559	183,980	113,906

Uygulama zamanına bakacak olursak, bu süre tüm yöntemlerde gözlem penceresinin azalması ile birlikte azalır ama geliştirilen yöntem ve Capon yönteminde diğer iki yönteme göre daha az süre de kabul edilebilecek düzeyde olan çözünürlük elde edilir. Bu iki yöntem arasında geliştirilen yöntem, daha az uygulama zamanına sahiptir.

.

KAYNAKLAR

1. Talhami, H., Kitney, R. (1988). Maximum likelihood frequency tracking of the audio pulsed Doppler ultrasound signal using a Kalman filter. *Ultrasound Med.* 599–609.

2. Herment, A., Giovanelli, J. (1995). An adaptive approach to computing the spectrum and mean frequency of Doppler signals. *Ultrason Imaging.*1-26

3. Allam, M., Greenleaf, J. (1996). Isomporphism between pulsed wave Doppler ultrasound and direction of arrivel estimation-Part II. *IEEE Trans. Ultrason Ferroelectr.* 925-935

4. Übeyli, E. Dç., Güler, I. Comparison of eigenvector methods with classical and model based methods in analysis of internal carotid arterial Doppler signals. Comput. Biol. Med. 473-493.

5. Allam, M., Greenleaf, J. (1996). Isomporphism between pulsed wave Doppler ultrasound and direction of arrivel estimation-Part I. *IEEE Trans. Ultrason Ferroelectr.*911-922.

6. Capon, J. (1996).High resolution frequency wave number spectrum analysis. Proc. IEEE. 1408-1418.

7. Lacoss, L. (1971). Data adaptive spectral analysis methods. *Geophysics*.661-675.

8. Li, J., Stoica, P. (1996). An adaptive filtering approach to spectral estimation and SAR imaging. *IEEE Trans. Signal process.* 1469-1484.

9. Chan, V., Perlas, A. (2011). Basics of ultrasound imaging. *Atlas of ultrasound-guided procedures in interventional pain management.* Springer. 13-19.

10. Garbi, K. The general principles of echocardiography.(2011). Springer. 1-13.

11. Price, S. (2011). Transthoracic echocardiography: Normal two dimentional and Doppler imaging. *Hemodynamic Monitoring Using Echocardiography in the Critically Ill, Springer-Verlag Berlin Heidelberg.* 14-29.

12. Kisslo, J, A., Adams, B, D. (2011). Principles of Doppler echocardiography and the Doppler examination. *Ultrason Imaging.* 599-609.

13. Kisslo, J, A., Adams, B, D. (2011). Doppler measurement. *Ultrason Imaging.*443-462.

14. Evangelista, A., Flachskampf, F, A., Erbel, R., Canterin, F,A., Vlachopoulos, C., Rocchi, G., Sicari, R., Nihoyannopoulos, P., Zamorano, J. Echocardiography in aortic diseases: EAE recommendation for clinical practice. (2010). *European Journal of Echocardiography*. 645-658.

15. American socity of echocardiography. (2010). *Heart and circulation ultrasound specialists.* 861-877.

16. Burns, P, N, Introduction to the physical principles of ultrasound imaging and Doppler. *Fundamentals in Medical Biophysics.*1-25.

17. Skubas, N, (2003). Principles of echocardiography for the anesthesiologist. *The Greek E-Journal of Perioperative Medicine.* 26-39.

18. Tatsuro, B. (2011). Complex digital filter design for audio processing in doppler ultrasound system. *Applications of Digital Signal Processing.* 211-234.

19. Brunner, E. (2002). Ultrasound system consideration and their impact on front end components. *Analog devices Inc.*

20. Jensen, J, A. (2001). Linear description of ultrasound imaging system. *Advanced ultrasonic imaging technical university of Denmark.* 51-62.

21. Szabo, T, L. (2004). Diagnostic ultrasound imaging: Inside out. *Elsevier Academic Press.* 43-45,172-179.

22. Kirkhorn, J.(1999). Introduction to the IQ-demodulation of RF data. *IFBT, NTNU*.5-11

23. Maulik, D. (2002). Spectral Doppler: Basic principle and Instrumentation. 19-34.

24. Agarwal, A., Yoo, y, M., Schneider, F, k., Gao, C., Koh, L, M., Kim, Y. (2007). New demodulation method for efficient phase rotation based beamforming. *IEEE Trans. Ultrason Ferroelectr.* 1556-1565.

25. Stoica, P., Jakobsson, A., Li, J. (1998). Matched-Filter bank interpretation of some spectral estimators.*Signal Processing* .45-59.

26. Üstüner, k. (2008) High Information Rate Volumetric Ultrasound Imaging. *Siemens Healthcare Sector Ultrasound Business Unit Mountain View*, California USA.

27. Jensen, J, A. (1995). An analysis of pulsed wave ultrasound systems for blood velocity estimation. *Acoustical Imaging*. 377-384.

28. Gudmundson, E., Jakobsson, A., Jensen, J, A., Stoica, P. (2011). Blood velocity estimation using ultrasound and spectral iterative adaptive approaches. *IEEE Signal Processing*. 1275–1283.

29. Ekroll, I, K., Torp, H., Lovstakken, L. (2012). Spectral Doppler Estimation Utilizing 2-D Spatial Information and Adaptive Signal Processing. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*. 1182-1191.

30. Gran, F., Jakobsson, A., Jensen, J.A. (2009). Adaptive Spectral Doppler Estimation. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control.*700-713.

31. Ricci, S.(2013).Adaptive Spectral Estimators for Fast Flow-Profile Detection. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control.* 421-426.

32. S. Ricci, S., Matera, R.,Tortoli, P., (2013). Real-Time BAPES Implementation for Fast Spectral Doppler Estimation. *Joint UFFC, EFTF and PFM Symposium.*899-902.

33. Lenge, M., Ramalli, A., Boni, E., Cellai, A., Liebgott, H., Cachard, C., Tortoli, P. (2013). Frequency-domain high frame-rate 2D vector flow imaging. *Joint UFFC, EFTF and PFM Symposium*.643-646.

34. Hansen, K, L., Sørensen, H, M., Pedersen, M, M., Kjaergaard, J., Nilsson, J,C., Lund, J,T., Nielsen M, B., Jensen, J,A. (2013). Intraoperative Vector Flow Imaging of the Heart. *Joint UFFC, EFTF and PFM Symposium.*1745-1747.

35. Fredriksen, T, D., Avdal, J., Ekroll, I, K., Dahl, T., Lovstakken, L., Torp, H. (2014). Investigations of Spectral Resolution and Angle Dependency in a 2-D Tracking Doppler Method. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control.* 1161-1169.

36. Hergum, T., Bjastad, T, G,. Lovstakken,L., Kristoffersen, K., Torp, H., (2010). Reducing Color Flow Artifacts Caused By Parallel Beamforming. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control.* 830-837.

37. Swillens, A., Segers, P., Torp, H., Lovstakken, L. (2010). Two-Dimensional Blood Velocity Estimation With Ultrasound: Speckle Tracking Versus Crossed-Beam Vector Doppler Based on Flow Simulations in a Carotid Bifurcation Model. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control.*327-338.

38. QIN, Z., CHEN, S., CHEN, X. (2010). Coded Transmission for Ultrasound Doppler Detection Using Truncated Long Code. *3rd International Conference on Biomedical Engineering and Informatics (BMEI).*159-161.

39. Richy, J., Friboulet, D., Bernard, A., Bernard, O., Liebgott, H. (2013).Blood Velocity Estimation Using Compressive Sensing. *IEEE Transactions On Medical Imaging,* 1979-1988.

40. Bercoff, J., Montaldo, G., Loupas, T., Savery, D., Meziere, F., Fink, M., Tanter, M., (2011). Ultrafast Compound Doppler Imaging: Providing Full Blood Flow Characterization. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control.*134-145.

41. Xu, T., Bashford, G, R., (2012). Two-Dimensional Blood Flow Velocity Estimation Using Apparent Speckle Pattern Angle Dependence on Scan Velocity. *IEEE International Ultrasonics Symposium Proceedings.*319-321.

42. Ricci, S., Matera, R., Dallai, A. (2014). Amplitude And Phase Estimator For Real-Time Biomedical Spectral Doppler Applications. *IEEE International Conference on Acoustic, Speech and Signal Processing (ICASSP).*5149-5152.

43. Liu, P., Liu, D. (2013). Gapped Sampled Spectrum Doppler Estimation. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*. 1312-1323.

44. Stoica, P,. Moses, R,.(2005). Spectral Analysis Of Signals. *Prentice Hall*. 22-71, 207-256.

45. Theodoridid, S,. Koutroumbas, k.(2009). Pattern Recognition. *Academic Press.* 103-106.

46. Goldstein, J, S., Reed, I, S. (1997). Reduced-Rank Adaptive Filtering. *IEEE Transactions On Signal Processing,* 492-496.

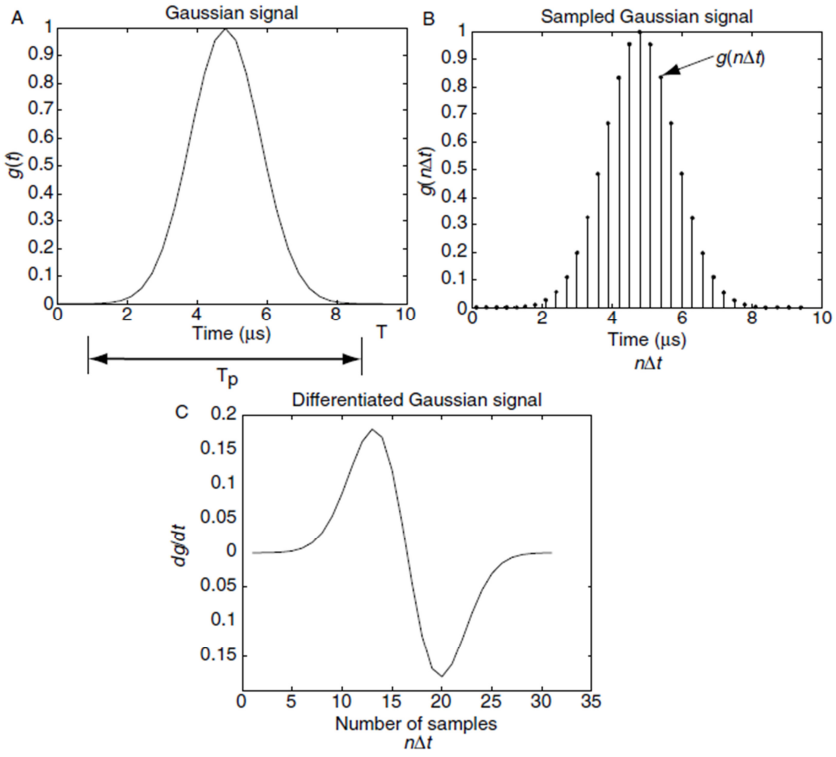
47. Shen, Z ., Feng, N., Shen*, Y.,* Lee, C, H., (2013). A Ridge Ensemble Empirical Mode Decomposition Approach to Clutter Rejection for Ultrasound Color Flow Imaging. *IEEE Transactions On Biomedical Engineering,* 1477-1485.

48. Baker, K. (2013). Singular Value Decomposition. *14-23.*

EKLER

EK-1. Shah İşlevi

Bazı durumlarda fiziksel sinyal veya veri doğrudan düzenli ve kapalı çözümsel bir ifade ile göstermek mumkun değil. Genel de bir grup ayrık sayıda ve ona bağlı gösterge ve bağımsız olan değişkenler zaman ve mesafe gibi elde olur. Bu bilgile sürekli zamana ait bir verinin belirli aralıklarla örneklenmiş olmasını göstermektedir. Şekil 1.1 sürekli zaman bir sinyali g(t) göstermektedir. Bu sinyal D aralıkları ile örneklenmiş. Kayd edilmiş toplam zaman T olarak belirlenmiştir. Bu örnekleme suresi Shah işlevi olarak tanımlana bilir.



Şekil 1.1. Shah işlevi

$$S(t) = g(t)\mathrm{III}\left(\frac{t}{\Delta t}\right) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(n\Delta t)\delta(t - \Delta t)$$

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler



Soyadı, adı : MIKAEILI, Mahsa

Uyruğu : İran

Doğum tarihi ve yeri : 21.9.1984, TABRİZ

Medeni hali : Bekâr

Telefon : -

Faks : -

e-mail : mmikaeali@gmail.com

Eğitim

Derece	Eğitim Birimi	Mezuniyet tarihi
Yüksek lisans	Gazi Üniversitesi	Devam Ediyor
Lisans	Islamic Azad University of Tabriz	2011

İş Deneyimi

Yıl	Yer	Görev
2010-2011	Santal	Ar- Ge

Yabancı Dil

İngilizce, Türkce

Yayınlar

Mikaeili, M,. Karagöz, İ,. (2015). A New Adaptive Power Spectral Density Estimation Method Based on Projection of the Cross Spectral Metric Technique into theAmplitude and Phase Estimation (APES) Technique.*ICIPCS.* 978-93-84422-22-6.

Hobiler

Kitab okuma, Satranç



GAZİ GELECEKTİR...