T.C.
ERCİYES ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI

YENİ FİLTRE BANKASI TASARIMI VE UYGULAMASI

(Yüksek Lisans Tezi)

Hazırlayan
Bircan KAMIŞLIOĞLU

Danışman
Prof. Dr. Nurhan KARABOĞA

Haziran 2014

KAYSERİ

T.C.
ERCİYES ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI

YENİ FİLTRE BANKASI TASARIMI VE UYGULAMASI

(Yüksek Lisans Tezi)

Hazırlayan
Bircan KAMIŞLIOĞLU

Danışman
Prof. Dr. Nurhan KARABOĞA

Bu çalışma; Erciyes Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi tarafından FBY-13-4569 kodlu proje ile desteklenmiştir.

Haziran 2014

KAYSERİ

BİLİMSEL ETİĞE UYGUNLUK

Bu çalışmadaki tüm bilgilerin, akademik ve etik kurallara uygun bir şekilde elde edildiğini beyan ederim. Aynı zamanda bu kural ve davranışların gerektirdiği gibi, bu çalışmanın özünde olmayan tüm materyal ve sonuçları tam olarak aktardığımı ve referans gösterdiğimi belirtirim.

Adı-Soyadı: Bircan KAMIŞLIOĞLU

İmza :

YÖNERGEYE UYGUNLUK

"**Yeni Süzgeç Bankası Tasarımı ve Uygulaması"** adlı Yüksek Lisans Tezi, Erciyes Üniversitesi Lisansüstü Tez Önerisi ve Tez Yazma Yönergesi'ne uygun olarak hazırlanmıştır.

Tezi Hazırlayan	Danışman
Bircan KAMIŞLIOĞLU	Prof. Dr. Nurhan KARABOĞA

Elektrik Elektronik Mühendisliği ABD Başkanı

Prof. Dr. Necmi TAŞPINAR

Prof. Dr. Nurhan KARABOĞA danışmanlığında **Bircan KAMIŞLIOĞLU** tarafından hazırlanan "**Yeni Süzgeç Bankası Tasarımı ve Uygulaması"** adlı bu çalışma, jürimiz tarafından Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü **Elektrik-Elektronik Mühendisliği** Anabilim Dalında **Yüksek Lisans** tezi olarak kabul edilmiştir.

…….. /…… / ……..

JÜRİ:

Danışman	: Prof. Dr. Nurhan KARABOĞA	…….
Üye	:	…….
Üye	:	…….

ONAY:
Bu tezin kabulü Enstitü Yönetim Kurulunun ……...… tarih ve ……..……sayılı kararı ile onaylanmıştır.

……. /……../ ……

Prof. Dr. Necmettin MARAŞLI

Enstitü Müdürü

ÖNSÖZ / TEŞEKKÜR

Çalışmalarım boyunca bilimsel katkılarıyla beni aydınlatan, yakın ilgi ve yardımlarını esirgemeyen ve bu günlere gelmemde çok fazla emeği olan tez danışmanım Prof. Dr. Nurhan KARABOĞA'ya teşekkürü bir borç bilirim.

Bu tez çalışmasına maddi destek veren Erciyes Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi'ne (Proje No: FBY-13-4569) teşekkür ederim.

Ayrıca; çalışmalarım süresince sabır göstererek beni destekleyen aileme en içten teşekkürlerimi sunarım.

Bircan KAMIŞLIOĞLU

Kayseri, Haziran 2014

YENİ FİLTRE BANKASI TASARIMI VE UYGULAMASI

Bircan KAMIŞLIOĞLU
Erciyes Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü
Yüksek Lisans, Haziran 2014
Danışman: Prof. Dr. Nurhan KARABOĞA

ÖZET

Literatürde, son yıllarda oldukça sık kullanılan çoklu hızlı sistemin bir parçası olan süzgeç bankası yapıları işaret işlemede, haberleşme sistemlerinde, biyomedikal işaret işlemede, alt band kodlama işlemlerinde kullanılmaktadır. Süzgeç bankası tasarımında çeşitli yöntemler kullanılmaktadır. Bu yöntemler yazılım açısından iteratif ve optimizasyona dayalı yöntemler olarak sınıflandırılabilir. İteratif yöntemlerin literatürdeki bazı örnekleri Hooke ve Javes algoritması, Parks-McClellan algoritması, Lagrange fonksiyonları yöntemi, Fibonacci denklemleri, Golden arama algoritması şeklinde sayılabilir. Bu çalışmada iteratif yöntemlerden Parks-McClellan algoritması kullanılmıştır. Parks-McClellan algoritması, literatürde remez algoritması olarak bilinir. Bu algoritma optimum doğrusal fazlı süzgeç tasarımında kullanılmaktadır. Bazı sınırlamalar getirerek süzgeç derecesini minimuma yaklaştıran simetrik süzgeçlerin tasarımı için kullanılan standart bir yöntemdir. Süzgeç derecesiyle hesaplama karmaşası doğru orantılı olup hesaplama karmaşası açısından avantajlı bir yöntemdir. Bu yöntemle tasarlanan süzgeçler durdurma ve geçirme bandında eşdalgacıklıdırlar. Bu nedenle bu yöntemle tasarlanan süzgeçlere eşdalgacıklı süzgeç de denir. Parks-McClellan algoritması, en küçük hata ile istenen optimum dürtü yanıtını sağlayan en iyi yöntemdir. Süzgeç bankası tasarımında yeniden elde edilen işaret ve işaretin frekans seçiciliği önemli rol oynamaktadır. Frekans seçiciliği süzgeç bankasının farklı frekans bandlarındaki yeteneğini ve yeterliliğini gösteren bir ölçüttür. Her bir alt band işaretin farklı frekans seviyelerindeki bileşenlerini içerir. Durdurma bandı azalması ve geçiş bandı genişliği ile frekans seçiciliği değerlendirilebilir. İyi bir frekans seçiciliği sağlamak için süzgeç bankasının yüksek durdurma bandı azalmasına ve dar geçiş bandına sahip olması gerekir. Süzgeç bankası tasarımı için kullanılan yöntemlerden biri de pencerelemedir. Bu çalışmada süzgeç bankası tasarımı için hibrit pencere fonksiyonu önerilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Süzgeç Bankası, İteratif Süzgeç Tasarımı, QMF Bankası.

NEW FILTER BANK DESIGN AND IMPLEMENTATION

Bircan KAMIŞLIOĞLU

Erciyes University, Graduate School of Natural and Applied Sciences

M.Sc. Thesis, July 2014

Supervisor: Prof. Dr. Nurhan KARABOĞA

ABSTRACT

In the literature, often used in recent years multirate filter banks, which is part of the system structures in signal processing and communication systems, biomedical signal processing, the sub-band is used in the encoding process. Various methods are used in the design of filter banks. These methods and optimization based methods in terms of software can be classified as iterative. Some examples in the literature of iterative methods can be considered as Hooke and Javes algorithm, Parks-McClellan algorithm, Lagrangian method, Fibonacci equations and Golden search algorithm. In this study of iterative methods, Parks-McClellan algorithm is used. Parks-McClellan algorithm in the literature is known as Remez algorithm. This algorithm is used in the design of optimal linear-phase filter. Some restrictions, and the filter closer to the minimum degree of the symmetric filter is a standard method used for the design. Filter degree is proportional to the complexity calculation, the method is advantageous in terms of calculation complexity. With this method, the co-designed filters are equiripple with passband ripple and stopband ripple. Therefore, this method is also called equiripple filter. Parks-McClellan algorithm, the smallest mistake in providing the desired optimal impulse response is the best method. In the design of filter banks, reconstruction signal and frequency selectivity of signal plays an important role. Frequency selectivity is a measure of ability and competence of filter banks in different frequency bands. Each sub-band signal components at the different frequencies provides levels. Frequency selectivity can be assessed with stop band attenuation and pass band width. To ensure a good frequency selectivity of the filter bank must have high stop band attenuation and a narrow pass band width. One of the methot of filter bank design is also windowing. In this study the the hybrid window function is proposed to design filter bank.

İÇİNDEKİLER

YENİ FİLTRE BANKASI TASARIMI VE UYGULAMASI

Sayfa

BİLİMSEL ETİĞE UYGUNLUK SAYFASI ii
YÖNERGEYE UYGUNLUK SAYFASI iii
KABUL VE ONAY SAYFASI iv
ÖNSÖZ v
ÖZET vi
ABSTRACT vii
İÇİNDEKİLER viii
TABLOLAR LİSTESİ xi
ŞEKİLLER LİSTESİ xii
GİRİŞ 1

1. BÖLÜM

GENEL BİLGİLER

1.1. Giriş 12
1.2. Sayısal Süzgeç 13
1.3. FIR Süzgeç Yapısı 17
1.3.1. Pencereleme Yöntemiyle FIR Süzgeç Tasarımı 20
1.3.1.1. Ayarlanabilir Pencere Fonksiyonları Yöntemiyle FIR Süzgeç Tasarımı 24
1.3.2. Chebyshev Penceresi 24
1.3.3. Kaiser Penceresi 25
1.3.2. Frekans Örnekleme Yöntemiyle FIR Süzgeç Tasarımı 27
1.3.3. Optimizasyon Metodu ile FIR Süzgeç Tasarımı 27
1.4. IIR Süzgeç Yapısı 30
1.4.1. Değişmez Dürtü Yanıtı Yöntemi 30
1.4.2. Değiştirilmiş Değişmez Dürtü Yanıtı Yöntemi 31

1.4.3. Uygunlaştırılmış z Dönüşümü Yöntemi 31

1.4.4. Bilineer Dönüşüm Yöntemi 31

2. BÖLÜM

SÜZGEÇ BANKASI TASARIMI

2.1. Giriş 34

2.1.1. Perfect Reconstruction (PR) Süzgeç Bankaları 44

2.1.1.1. FIR Süzgeç Bankası Tasarım Problemi 46

2.1.2. Near Perfect Reconstruction (NPR) QMF Süzgeç Bankaları 46

2.1.3. Genel Near Perfect Reconstruction (NPR) Süzgeç Bankaları 47

3. BÖLÜM

SÜZGEÇ BANKASI TASARIMINDA KULLANILAN YÖNTEMLER

3.1. Giriş 49

3.2. Parks-McCllean Optimizasyon Algoritması 49

4. BÖLÜM

QMF BANKASI TASARIM VE UYGULAMALARI

4.1. Giriş 53

4.2. Hibrit Pencere Fonksiyonları ile Yapılan Tasarımlar 69

4.2.1 Kaiser ve Hamming pencerelerinin kaskat Bağlanması: 69

4.2.2 Cosh ve Hamming pencerelerinin kaskat Bağlanması: 70

4.3. Tasarlanan Süzgeç Bankasının Random Giriş İşaretine Verdiği Çıkış 81

4.4. Tasarlanan Süzgeç Bankasının Mitral Kapak Doppler Giriş İşaretine Verdiği Çıkış 91

5. BÖLÜM

SİMULİNK UYGULAMASI İLE SÜZGEÇ BANKASI TASARIMI

5.1. Giriş 103

5.2. Simulink ile Süzgeç Bankası Tasarımı 104

5.2.1. Simulinkte Süzgeç Bankasının Basamak Girişe Verdiği Yanıt 104

5.2.2. Simulinkte Süzgeç Bankasının Sinisoidal Girişe Verdiği Yanıt.....106

6. BÖLÜM

TARTIŞMA, SONUÇ VE ÖNERİLER

6.1. Tartışma, Sonuç.....109

6.2. Öneriler.....109

KISALTMA VE SİMGELER

Sembol	**Anlamı**	**Birimi**
PR	Perfect Reconstruction	-
NPR	Near Perfect Reconstruction	-
QMF	Quadrature Mirror Filter	-
FIR	Finite Impulse Response	-
IIR	Infinite Impulse Response	-

TABLOLAR LİSTESİ

Tablo 1.1. FIR süzgeçlerin derecelerine göre sınıflandırılması 28
Tablo 4.1. Pencere Fonksiyonlarının Spektral Parametrelerinin Karşılaştırılması 54
Tablo 4.2. Hamming penceresi ile QMF tasarımında elde edilen sonuçlar 55
Tablo 4.3. Hann penceresi ile QMF tasarımında elde edilen sonuçlar 57
Tablo 4.4. Blackman penceresi ile QMF tasarımında elde edilen sonuçlar 58
Tablo 4.5. Kaiser penceresi ile QMF tasarımında elde edilen sonuçlar 60
Tablo 4.6. Kaiser penceresinin N=23,53,123 için betaya bağlı yan lob azalma oranı ve yüzde azalma oranı 62
Tablo 4.7. Süzgeç derecesiyle pencere spektral parametrelerinin değişimi 64
Tablo 4.8. Chebyshev penceresi ile QMF tasarımında elde edilen sonuçlar 66
Tablo 4.9. Cosh penceresi ile QMF tasarımında elde edilen sonuçlar 67
Tablo 4.10. Kaiser-Hamming pencereleri ile QMF tasarımında elde edilen sonuçlar 74
Tablo 4.11. N=53 için Kaiser-Hamming penceresinin Kaiser ve Hamming pencereleriyle karşılaştırılması 77
Tablo 4.12. Cosh-Hamming pencereleri ile QMF tasarımında elde edilen sonuçlar 79
Tablo 4.13. Hamming penceresi kullanılarak elde edilen sonuçlar 84
Tablo 4.14. Kaiser penceresi kullanılarak elde edilen sonuçlar 87
Tablo 4.15. Kaiser-Hamming penceresi ile tasarlanan süzgeç bankasının girişine uygulanan rastgele işaret için süzgecin yanıtı 90
Tablo 4.16. Hamming penceresi ile elde edilen sonuçlar 95
Tablo 4.17. Kaiser penceresi ile elde edilen sonuçlar 99
Tablo 4.18. Kaiser-Hamming penceresi ile elde edilen sonuçlar 102

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 1.1 İdeal Süzgece ait genlik yanıtı 15
Şekil 1.2 Pratik süzgece ait genlik yanıtı..... 15
Şekil 1.3 Pencere fonksiyonu spektral parametreleri 20
Şekil 1.4 Farklı uzunluğa sahip süzgeçler için Gibbs salınımları..... 21
Şekil 1.5 a) Dikdörtgen Pencereye ait zaman düzleminde genlik yanıtı b) Frekans düzleminde genlik yanıtı 21
Şekil 1.6. Hamming Penceresi a)zaman düzlemindeki b)frekans düzlemindeki genlik yanıtı 22
Şekil 1.7 Hann Penceresi a)zaman düzlemindeki b)frekans düzlemindeki genlik yanıtı 23
Şekil 1.8 Blackman Penceresi a)zaman düzlemindeki b)frekans düzlemindeki genlik yanıtı..... 23
Şekil 1.9 Barlett a)zaman düzlemindeki b)frekans düzlemindeki genlik yanıtı 24
Şekil 1.10. Chebyshev Penceresi a)zaman düzlemindeki b)frekans düzlemindeki genlik yanıtı 25
Şekil 1.11. Kaiser Penceresi a)zaman düzlemindeki b)frekans düzlemindeki genlik yanıtı 25
Şekil 1.12 Geçirme bandlarına göre alçak, yüksek, band geçiren ve band durduran süzgeçlere ait genlik yanıtları..... 32
Şekil 2.1 Süzgeç Bankası Blok Yapısı 34
Şekil 2.2 Alt örnekleme operatörü 35
Şekil 2.3. M=2 için Alt Örnekleme İşleminin Bir Örneği 36
Şekil 2.4. Alt Örnekleme için Frekans Spektrumu Gösterimi 36
Şekil 2.5. Örnek Seyreltme Diyagramı 37
Şekil 2.6. Üst örnekleme operatörü 37
Şekil 2.7. M=2 için Üst Örnekleme İşlemi..... 37
Şekil 2.8. Üst Örnekleme için Frekans Spektrumu Gösterimi..... 38
Şekil 2.9. Ara Değerleme Diyagramı 38
Şekil 2.10. QMF Bankası Blok Yapısı 39
Şekil 2.11. Giriş işaretinin fourier dönüşümünün genliği 40
Şekil 2.12. Analiz süzgeçlerinin genlik yanıtı..... 41
Şekil 2.13. Sentez süzgeçlerinin genlik yanıtı..... 41
Şekil 2.14. M Kanallı Süzgeç Bankasının Blok Diyagramı 42
Şekil 2.15. M Kanallı Süzgeç Bankasındaki Bozulmaları Gösteren Blok Yapısı 43
Şekil 3.1. Algoritmaya ait akış diyagramı..... 52
Şekil 4.1. Zaman düzleminde pencere fonksiyonları 54
Şekil 4.2. Hamming pencereleme yöntemiyle tasarlanan analiz (Alçak ve Yüksek geçiren) süzgeçlere ait genlik yanıtı 56
Şekil 4.3. Hamming pencereleme yöntemiyle tasarlanan süzgeç bankasına ait tepe yeniden elde etme hatası ve genlik bozulmasının değişimi 56

Şekil 4.4. Hann pencereleme yöntemiyle tasarlanan analiz (Alçak ve Yüksek geçiren) süzgeçlere ait genlik yanıtı 57
Şekil 4.5. Hann pencereleme yöntemiyle tasarlanan süzgeç bankasına ait tepe yeniden elde etme hatası ve genlik bozulmasının değişimi 58
Şekil 4.6. Blackman pencereleme yöntemiyle tasarlanan analiz (Alçak ve Yüksek geçiren) süzgeçlere ait genlik yanıtı 59
Şekil 4.7. Blackman pencereleme yöntemiyle tasarlanan süzgeç bankasına ait tepe yeniden elde etme hatası ve genlik bozulmasının değişimi 59
Şekil 4.8. Kaiser pencereleme yöntemiyle tasarlanan analiz (Alçak ve Yüksek geçiren) süzgeçlere ait genlik yanıtı 60
Şekil 4.9. Kaiser pencereleme yöntemiyle tasarlanan süzgeç bankasına ait tepe yeniden elde etme hatası ve genlik bozulmasının değişimi 61
Şekil 4.10. Zaman düzleminde farklı beta değerleri için Kaiser penceresinin spektrumu 61
Şekil 4.11. N=123 için Analob genişliği ile kontrol Parametre değeri betanın değişimi 63
Şekil 4.12. N=123 için Tepecik oranı ile kontrol Parametre değeri betanın değişimi 63
Şekil 4.13. N=123 için Tepecik oranı ile Analob genişliği değerinin değişimi 64
Şekil 4.14. Durdurma Bandı Zayıflaması ile beta parametresinin değişimi 65
Şekil 4.15. Chebyshev pencereleme yöntemiyle tasarlanan analiz (Alçak ve Yüksek geçiren) süzgeçlere ait genlik yanıtı 66
Şekil 4.16. Chebyshev pencereleme yöntemiyle tasarlanan süzgeç bankasına ait tepe yeniden elde etme hatası ve genlik bozulmasının değişimi 67
Şekil 4.17. Cosh pencereleme yöntemiyle tasarlanan analiz (Alçak ve Yüksek geçiren) süzgeçlere ait genlik yanıtı 68
Şekil 4.18. Cosh pencereleme yöntemiyle tasarlanan süzgeç bankasına ait tepe yeniden elde etme hatası ve genlik bozulmasının değişimi 68
Şekil 4.19. Io(x) ve cosh(x) fonksiyonlarının zaman düzleminde karşılaştırılması 71
Şekil 4.20. N=128 olan kaiser, cosh, Kaiser-Hamming, cosh+hamming pencere fonksiyonuyla tasarlanan süzgeç için dürtü yanıtı 71
Şekil 4.21. Farklı ac değerleri için Cosh penceresinin zaman düzleminde pencere spektrumu 72
Şekil 4.22. N=123 için Kaiser-Hamming penceresinin akh parametrisine bağlı zaman bölgesi genlik karakteristiği 72
Şekil 4.23. N=123 için Cosh+hamming penceresinin akh parametrisine bağlı zaman bölgesi genlik karakteristiği 73
Şekil 4.24. Kaiser-Hamming pencereleme yöntemiyle tasarlanan analiz (Alçak ve Yüksek geçiren) süzgeçlere ait genlik yanıtı 75
Şekil 4.25. Kaiser-Hamming pencereleme yöntemiyle tasarlanan süzgeç bankasına ait tepe yeniden elde etme hatası ve genlik bozulmasının değişimi N=53 Kaiser-Hamming 75
Şekil 4.26. Kaiser-Hamming pencersinin akh değerine bağlı genlik yanıtı (N=53) 76

Şekil 4.27. N=53 olan Kaiser-Hamming penceresinin akh parametresinin farklı değerleri için genlik spektrumu 76
Şekil 4.28. N=53 için Kaiser-Hamming penceresinin Kaiser ve Hamming pencereleriyle karşılaştırılması 77
Şekil 4.29. Cosh-Hamming pencereleme yöntemiyle tasarlanan analiz (Alçak ve Yüksek geçiren) süzgeçlere ait genlik yanıtı 80
Şekil 4.30. Cosh-Hamming pencereleme yöntemiyle tasarlanan süzgeç bankasına ait tepe yeniden elde etme hatası ve genlik bozulmasının değişimi N=53 a=6 cosh+hamming 80
Şekil 4.31. Süzgeç bankasının girişine uygulanan rastgele işaret 81
Şekil 4.32. Analiz Alçak geçiren süzgece ait dürtü yanıtı ..... **Hata! Yer işareti tanımlanmamış.**
Şekil 4.33. Hamming Penceresiyle Tasarlanan Analiz ve Sentez Süzgeçlerin Genlik Yanıtları 82
Şekil 4.34. Analiz süzgecin pre hatası ve genlik bozulmasının değişimi 82
Şekil 4.35. Hamming Penceresiyle Tasarlanan Analiz Süzgeçlerin Frekans Yanıtı 83
Şekil 4.36. Hamming Penceresiyle Tasarlanan Sentez Süzgeçlerin Frekans Yanıtı 83
Şekil 4.37. Hamming Penceresiyle Tasarlanan Süzgeç Bankasının Giriş ve Çıkış İşaretleri 84
Şekil 4.38. Kaiser Penceresiyle Tasarlanan Analiz ve Sentez Süzgeçlerin Genlik Yanıtları 85
Şekil 4.39. Analiz süzgecin pre hatası ve genlik bozulmasının değişimi 85
Şekil 4.40. Kaiser Penceresiyle Tasarlanan Analiz Süzgeçlerin Frekans Yanıtı 86
Şekil 4.41. Kaiser Penceresiyle Tasarlanan Sentez Süzgeçlerin Frekans Yanıtı 86
Şekil 4.42. Kaiser Penceresiyle Tasarlanan Süzgeç Bankasının Giriş ve Çıkış İşaretleri 87
Şekil 4.43. Kaiser-Hamming penceresiyle Analiz ve Sentez süzgeçlere ait alçak ve yüksek geçiren süzgeçlerin genlik yanıtları 88
Şekil 4.44. Analiz süzgecin pre hatası ve genlik bozulmasının değişimi 88
Şekil 4.45. Analiz süzgecin frekans yanıtı kaiser-hamming 89
Şekil 4.46. Sentez süzgecin frekans yanıtı kaiser-hamming 89
Şekil 4.47. Kaiser-Hamming penceresiyle tasarlanan Süzgeç bankasının giriş ve çıkış işaretinin frekans yanıtı 90
Şekil 4.48. Süzgeç Bankasının Girişine uygulanan Mitral kapak Doppler işareti 92
Şekil 4.49. Mitral kapak Doppler işaretinin 250 örneklik kısmı 92
Şekil 4.50. Hamming Penceresiyle Tasarlanan Süzgeç Bankasının Analiz ve Sentez Süzgeçlerine ait Genlik Yanıtları 93
Şekil 4.51. Hamming Penceresiyle Tasarlanan Süzgeç Bankasının Analiz süzgecin pre hatası ve genlik bozulmasının değişimi 93
Şekil 4.52. Analiz Süzgeç Frekans Yanıtı 94
Şekil 4.53. Sentez Süzgeç Frekans Yanıtı 94
Şekil 4.54. Hamming Penceresiyle Tasarlanan Süzgeç Bankasının Süzgeç Bankasının Giriş ve Çıkış İşaretinin Frekans Yanıtı 95

Şekil 4.55. Kaiser Penceresiyle Tasarlanan Süzgeç Bankasının Analiz ve Sentez Süzgeçlerine ait Genlik Yanıtları 96
Şekil 4.56. Kaiser Penceresiyle Tasarlanan Süzgeç Bankasının Analiz süzgecin pre hatası ve genlik bozulmasının değişimi 96
Şekil 4.57. Analiz süzgecin frekans yanıtı 97
Şekil 4.58. Sentez süzgecin frekans yanıtı 97
Şekil 4.59. Kaiser Penceresiyle Tasarlanan Süzgeç Bankasının Süzgeç Bankasının Giriş ve Çıkış İşaretinin Frekans Yanıtı 98
Şekil 4.60. Kaiser-Hamming Penceresiyle Tasarlanan Süzgeç Bankasının Analiz ve Sentez Süzgeçlerine ait Genlik Yanıtları 99
Şekil 4.61. Kaiser-Hamming Penceresiyle Tasarlanan Süzgeç Bankasının Analiz süzgecin pre hatası ve genlik bozulmasının değişimi 100
Şekil 4.62. Analiz Süzgeçlerin Frekans Yanıtı 100
Şekil 4.63. Sentez Süzgeçlerin Frekans Yanıtı 101
Şekil 4.64. Kaiser-Hamming Penceresiyle Tasarlanan Süzgeç Bankasının Giriş, Çıkış ve Hata İşareti 101
Şekil 5.1. Kare Dalga Giriş İşareti için FIR QMF Bankası Simulink Tasarımı 104
Şekil 5.2. Süzgeç Bankasının Girişine Uygulanan İşaret 105
Şekil 5.3. Süzgeç Bankasının Çıkış İşareti 105
Şekil 5.4. Süzgeç Bankasının Girişine Uygulanan İşaret ve Çıkış işareti 106
Şekil 5.5. Sinisoidal Giriş İşareti için FIR QMF Bankası Simulink Tasarımı 106
Şekil 5.6. Süzgeç Bankasının Girişine Uygulanan İşaret 107
Şekil 5.7. Süzgeç Bankasının Girişine Uygulanan İşaret 107
Şekil 5.8. Süzgeç Bankasının Girişine Uygulanan İşaret ve Çıkış işareti 108

GİRİŞ

Son yıllarda QMF (Quadrature Mirror Filter-Çeyrek Ayna Süzgeç) bankası uygulaması literatürde oldukça geniş bir uygulama alanı bulmuştur. Sayısal süzgeç bankaları; haberleşme sistemleri, güç sistemleri ağı, kelime kodlama, kısa zamanlı spektral analiz multimedya sistemler, bir boyutlu (1-D) ve çok boyutlu işaret işleme, ses ve biyomedikal işaret işleme gibi çoklu hızlı sistemlerin en temel parçasıdır [1-6]. Çoklu hızlı süzgeç bankalarında amaç; frekans düzlemindeki işareti iki veya daha fazla işarete ayırmak ve iki veya daha fazla işareti birleştirerek tek bir işaret elde etmek olarak açıklanabilir [7]. Süzgeç bankasında girişe uygulanan işaret farklı hızlardaki alt bantlara ayrılır. Farklı frekanslardaki (hızlardaki) bu işaretlere işaret işleme teknikleri uygulandıktan sonra çıkış işareti elde edilir. 1975'ten sonra çoklu hızlı işaret işlemenin uygulama alanları artış göstermiştir. Yapılan bu çalışmada aynı örnekleme oranında örneklenen işaretlerle düzgün süzgeç bankaları anlatılmıştır. 1993'te Vaidyanathan işaret işleme ile ilgili literatürde önemli yere sahip bir çalışma yapmıştır. Bu çalışmada çoklu hızlı işaret işlemenin temelleri ve süzgeç bankasına uygulanması anlatılmıştır. Ayrıca Vaidyanathan çalışmasında, zamanla periyodik olarak değişen süzgeçler ile dalgacık dönüşümü arasındaki ilişkiyi tanımlamıştır[8].

İlk olarak Johnston iki kanallı doğrusal fazlı QMF bankası uygulamasını gerçekleştirmiştir. ALD (Aliasing Distortion-Örtüşme Bozulması) ve PHD (Phase Distortion-Faz Bozulması) bozulmalarının olmadığı QMF bankası tasarımı için alçak geçiren analiz süzgecin katsayılarını optimize ederek AMD (Amplitude Distortion-Genlik Bozulması) bozulmasını minimize etmiştir[2]. Chen ve Lee frekans düzleminde hata fonksiyonunun doğrusal olması için iteratif bir yöntem tanımlamıştır. Bu yöntemle yakınsama hızı artırılmış ve iyi bir genlik yanıtı elde edilecek şekilde equiripple süzgeç (eş dalgacıklı süzgeç) tasarımı anlatılmıştır[3]. Jain ve Crochiere iki kanallı QMF bankasının tasarımı için iteratif bir algoritma önermişlerdir. Bu algoritma her iterasyonda amaç fonksiyonunun özdeğer ve özvektörlerini bularak hesaplama yapmaktadır [4]. Cruesere ve Mitra yüksek kalitede örnek süzgeç tasarlamak için temel bir metot sunmuşlardır. Bu metotta örnek süzgeç tasarımı için equiripple yaklaşımı kullanılarak hesaplama için geçen süre ve hesaplama karmaşası literatürdeki diğer çalışmalara göre azaltılmaktadır[5].

Kumar ve arkadaşları sınırlandırılmamış optimizasyon tekniği kullanarak iki kanallı doğrusal fazlı QMF bankası tasarımı için bir algoritma önermişlerdir. Tasarım problemi; çeyrek frekansta süzgeç bankasının transfer fonksiyonuna ait hataların ağırlıklı toplamının kısıtsız optimizasyon tekniği olarak sunulmuştur. Optimizasyon problemini çözmek için Quasi-Newton optimizasyon tekniği kullanılmıştır[6]. Bu çalışmada Creusere ve Mitra'nın yaptıkları çalışmada kullandıkları optimizasyon tekniğine yakın bir yöntem izlenmiş ve pencereleme fonksiyonu tekniği kullanılarak tasarımlar gerçekleştirilmiştir.

Süzgeç bankasının özel bir uygulaması olan QMF bankaları ile sadece belirli şartlar altında optimal QMF bankalar tasarlanabilmektedir. Optimal QMF bankalarının tasarımı aşamasında, geçiş bandı dengesizliği görülürken durdurma ve geçirme bandı optimale yakın elde edilir. Chee ve arkadaşları optimum QMF bankası uygulaması için ağırlıklı en küçük kareler metodunu önermişlerdir[9]. Yine Chen ve arkadaşları analiz ve sentez bankasına ait süzgeçlerin doğrusal fazda olduğu QMF süzgeç bankasına ait tüm hatayı en küçük kareler metodunu kullanarak minimize etmişlerdir. Frekans düzlemindeki tasarım problemi yüksek oranda doğrusal olmayan optimizasyon problemidir. Tasarım problemini her iterasyonda optimal süzgeç katsayıları bulacak şekilde yeniden düzenleyecek doğrusallaştırma tekniği önermişlerdir[10]. Chi Wah ve arkadaşları QMF bankası tasarım kriteri olarak en küçük kareler ve eş dalgacık yöntemi olmak üzere iki yöntem anlatmışlardır. Yaptıkları çalışmada, en küçük kareler yönteminin QMF bankasının yeniden elde etme hatasını ve alt banttaki durdurma bandı hatasını azaltmakta etkili olduğunu gözlemlemişlerdir. Benzer şekilde eş dalgacık yönteminin QMF bankasının yeniden elde etme hatasındaki dalgalanmaları azaltmakta etkili olduğu görülmüştür[11]. Süzgeç tasarımında işaret işleme tekniklerinden kaynaklanan hatayı tanımlamak üzere amaç fonksiyonu olarak bilinen eşitlikler tanımlanmaktadır. Sahu ve arkadaşları QMF bankası amaç fonksiyonunu iteratif olarak minimize etmek suretiyle süzgeç katsayılarını tasarlayan yeni bir teknik önermişlerdir. Minimize edilecek amaç fonksiyonu alçak geçiren süzgecin durdurma ve geçirme bandı hatasının doğrusal bir fonksiyonudur. Marquardt optimizasyon metodu alçak geçiren analiz süzgecin katsayılarını optimize ederek tüm QMF bankasının amaç fonksiyonunu minimize etmektedir[12].

Süzgeç bankasının uygulama alanları gün geçtikçe genişlerken çok çeşitli uygulamalarını da görmek mümkündür. Zhu ve arkadaşları Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO-Partical Swarm Optimization) ile M kanallı süzgeç bankası uygulaması yaparak süzgeç bankası tasarımında sezgisel algoritmaların da etkin bir şekilde kullanıldığını göstermiştir[13].

Soni ve arkadaşları non -uniform (düzgün olmayan) süzgeç bankası tasarımı için iteratif bir metot geliştirmişlerdir. Bu metodu modifiye Kaiser, Cosh, ve Exponential pencereleme yönemlerini kullanarak geliştirmişlerdir. Bu yöntemde kesim frekansı iteratif olarak değiştirilerek süzgeç katsayıları ayarlamaktadır ve buna bağlı olarak yeniden elde etme hatasını sıfıra yaklaştırılmaktadır. Karşılaştıramaya dayanan bir çalışma olarak non-uniform süzgeç bankası tasarımı için kullanılan farklı modifiye pencereleme tekniklerinin performanslarının kıyaslanması için hesaplama zamanı, iterasyon sayısı, gibi kriterler kullanılmıştır. Düzgün olmayan süzgeç bankaları; süzgeç bankalarının temel blogunu oluşturan ağaç yapısı tekniğinin temelini oluşturur. PR (Perfect Reconstruction-En İyi Yeniden Elde Etme) ve NPR (Near Perfect Reconstruction-Yaklaşık En İyi Yeniden Elde Etme) olarak elde edilebilen iki kanallı süzgeç bankası yapıları literatürde sıklıkla kullanılmaktadır. Kullanılan modifiye pencereleme fonksiyonları, zaman düzleminde tanımlanan fonksiyonlar olup, sıklıkla sayısal süzgeç tasarımında, işaret analiz ve tahmininde, işaret işleme gibi birçok alanda kullanılmaktadır. Sayısal süzgeç tasarımında pencerenin performansı, ana lob genişliği ve göreceli yan lob seviyesi kullanılarak belirlenir. Bu çalışmada modifiye edilmiş ayarlanabilir pencereleme fonksiyonu doğrusal optimizasyon kullanılarak non-uniform süzgeç bankası tasarımında kullanılmıştır. Bu iteratif algoritmada, her iterasyonda kesim frekansı optimize edilerek amaç fonksiyonu yaklaşık sıfır yapılmaya çalışılmaktadır[14].

Rafia ve Kumar iki kanallı doğrusal fazlı QMF bankasının frekans düzleminde tasarlanması için yeni bir PSO algoritması sunmuştur. Rafia ve arkadaşları; tasarım problemini alçak geçiren süzgecin geçirme-durdurma bandı enerjileri ve geçirme bandında çeyrek frekansta QMF bankasının transfer fonksiyonunun karesel hatası şeklinde formule etmişlerdir[15].

Ramakrishna ve Nigam iki kanallı QMF bankası tasarımını Kaiser ve Chebysev pencereleme metotlarını kullanarak gerçekleştirilmiştir. Sonuç kısmında ise referans alınan Creusere ve Mitranın *A simple method for designing high-quality prototype filters for M-band pseudo QMF banks* isimli çalışmasında verilen sonuçlarla karşılaştırmalar yapılarak kendi önerdikleri metodun daha az hesaplama maliyeti getirdiğini göstermişlerdir[5]. Creusere ve Mitra'dan farklı olarak prototype süzgecin tasarımında pencereleme fonksiyonu kullanmışlardır. Bunun sonucunda hesaplama karmaşasını ve optimizasyon için geçen zamanı azaltılmıştır. Bu çalışmada, ayarlanabilir pencereleme fonksiyonu; alçak geçiren süzgecin katsayılarını optimize ederek amaç fonksiyonunu minimize etmek için kullanılmıştır [16].

Lin ve Vaidyanathan prototype süzgeç tasarımında genellikle geleneksel tasarım metotlarından olan doğrusal olmayan optimizasyon yöntemini kullanmışlardır. Prototype süzgecin araştırmasını sınırlandırmak için Kaiser pencereleme yöntemi önerilmiştir. Creusere and Mitranın [5] numaralı referansta önerdikleri doğrusal olmayan optimizasyon yöntemi yerine kendi önerdikleri etkili bir metot kullanmışlardır. Tasarımda, tüm süzgeç bankasının araştırılması yerine süzgecin bir bölümünü Parks–McClellan algoritmasını kullanarak optimize etmişlerdir. Lin ve Vaidyanathan önerdikleri metotta Creusere ve Mitradan farklı olarak yeni amaç fonksiyonu adıyla bir maliyet fonksiyonu tanımlamışlardır. Sonuçta önerdikleri bu yeni amaç fonksiyonunun referans makaleye göre tasarım karmaşasını azalttığı tespit edilmiştir [17].

Jain ve arkadaşları, QMF bankası için prototype (ilk örnek) süzgeç tasarlamışlardır. NPR süzgeç bankasında yeniden elde etme hatası (reconstruction error) değerini azaltmak için doğrusal optimizasyon kullanılmıştır. SLFOR (side-lob-fall-rate-yan lob azalma oranı) ile alçak geçiren ilk örnek süzgeç tasarlamak için değişken pencereleme fonksiyonu kullanılmaktadır. Bu çalışmada amaç fonksiyonunu minimize etmek için Creusere ve Mitra algoritması kullanılmıştır [5]. İlk örnek süzgecin tasarımında Kaiser ve Dolph-Chebysev (DC) pencereleme fonksiyonları kullanılmıştır. Sonuçta bu pencereleme fonksiyonları kullanılarak gerçekleştirilen ilk örnek süzgeçler yeniden yapılandırma hataları ve en son iterasyondaki hata değerleri bakımından karşılaştırılmışlardır [18]. Sahu ve arkadaşları iki kanallı doğrusal fazlı QMF bankası tasarımı için Marquart optimizasyon tekniğini kullanarak etkili bir yöntem önermişlerdir. Yaptıkları çalışmada süzgeç bankasındaki alçak geçiren süzgece ait durdurma bandında kalan enerji ve geçirme bandı hatasının doğrusal birleşimi olan bir

amaç fonksiyonu sunmuşlardır. Yeni geliştirdikleri bu algoritma için Marquart optimizasyon tekniğini kullanmışlar ve süzgecin katsayılarını ayarlayarak amaç fonksiyonunu minimize etmişlerdir. Çalışmanın sonunda önerdikleri metodun üstünlüklerini göstermek için geçirme ve durdurma bandındaki ortalama karesel hatayı, durdurma bandı dalgalanmasını ve dalgalanma miktarını hesaplamış ve karşılaştırmalar yapmışlardır[19]. Xu ve arkadaşları, QMF bankası tasarımı için kullanılan büyük matrislerin hesaplama karmaşasını azaltmak için yeni bir metot sunmuşlardır. Bu çalışma geleneksel süzgeç bankası tasarımı ile düşük gecikmeli süzgeç bankası tasarımlarının performans karşılaştırılmasını yapmaktadır. Ayrıca gecikmeli süzgeç bankası tasarımındaki gecikme azaltılmaya çalışılmaktadır[20].

Bilgisayarların artan gücüyle birlikte sayısal optimizasyon ilerleme imkanı bulmuştur. Ayrıca optimizasyon tabanlı süzgeç tasarımının araştırma alanı önemli ölçüde artmıştır. Lu ve arkadaşları tarafından birkaç yeni FIR, IIR sayısal süzgeç ve FIR süzgeç bankası tasarımı sunulmuştur [21-22].

1983'te Crochiera ve Rabiner çoklu hızlı işaret işleme hakkındaki literatürdeki ilk kitabı yazmışlardır[23].

Xu ve arkadaşları iki kanallı doğrusal fazlı en iyi yeniden elde edilmiş QMF bankası tasarımı için yeni bir metot önermişlerdir. Alçak geçiren analiz süzgeçler geleneksel yöntemler ile tasarlanmış ve sonra alçak geçiren sentez süzgeç sıfır-uzay izdüşümü yaklaşımı ile elde edilmiştir. Bu metot daha sonra birçok uygulamada istenen düşük yeniden elde etme hatası ile iki kanallı doğrusal fazlı en iyi yeniden elde edilmiş QMF bankası tasarımına uyarlanmıştır[24].

Ayarlanmış süzgeç bankası tasarımı, iyi durdurma bandı zayıflaması sağlayacak ilk örnek süzgeç tasarımıdır. Youlian ve arkadaşları frekans düzleminde kolay ve etkili bir yöntem önermişlerdir. Frekans örnekleme teknolojisine göre, önerilen yöntem durdurma bandı zayıflamasını amaç fonksiyonu olarak alır. Doğrusal fazlı ilk örnek alçak geçiren süzgecin tasarımı, Lagrange polinom yaklaşımı ile PSO (Particle Swarm Optimization-Parçacık Sürü Optimizasyonu) tekniği birleştirilerek çeşitli uygulamalar ile verilmiştir[25].

Avci ve Nacaroglu yinelemesiz sayısal süzgeç tasarımı için Exponential pencereleme yöntemini incelemişlerdir. Yapılan çalışmada önerilen pencereleme fonksiyonunun literatürde sıklıkla kullanılan güç serisi ifadesi bulunduran Kaiser penceresinden hesaplama kolaylığı açısından daha avantajlı olduğunu belirtmişlerdir. Önce

Exponential penceresi kullanılarak alçak geçiren süzgeç tasarımı yapılmış daha sonra ise iki değişken parametreye sahip olan Cosh ve Kaiser penceresiyle de tasarımlar yapılarak bu pencerelerin performansları değerlendirilmiştir. Simulasyon sonuçlarından Exponential süzgeçle yapılan tasarımda bir çok uygulamada önemli bir ölçüt olan durdurma bandı azalmasının daha iyi sonuç verdiği görülmüştür[26].

Yine Avci ve Nacaroglu yinelemesiz sayısal süzgeç tasarımı için kosinüs hiperbolik fonksiyon tabanlı ayarlanabilir bir pencere fonksiyonu olan Eponential pencere önermişlerdir. Güç serisi ifadesinden dolayı daha fazla hesaplama karmaşasına sahip olan Kaiser penceresi ve Ultraspherical pencere ile karşılaştırmalar yapılmıştır. Ayrıca önerilen pencerenin Hamming penceresiyle kombinasyonunun Kaiser ve Hamming kombinasyonundan daha iyi dalgalanma oranı sağladığı görülmüştür [27].

Selesnick ve Burrus FIR süzgeç tasarımı için literatürde geniş yer bulan Parks-McClellan algoritmasını açıklamışlardır [28].

Yine Avci ve Nacaroglu bir başka çalışmada, yinelemesiz sayısal süzgeç tasarımı için Modifiye Kaiser penceresini önermişlerdir. Modifiye Kaiser penceresi; iki parametre ile bilinen Kaiser penceresine üçüncü bir parametre daha eklenerek elde edilmiştir. Modifiye Kaiser penceresi uygulaması literatürde mevcut ayarlanabilir Ultraspherical, Saramaki, Kaiser and Dolph-Chebyshev pencerleriyle karşılaştırılmıştır. Benzeşim sonuçları Modifiye Kaiser penceresinin minimum durdurma bandı azalması bakımından daha iyi sonuç verdiğini göstermiştir [29].

Bregovi and Saramaki frekans örnekleme metodunu kullanarak oransal örnekleme faktörüyle iki kanallı NPR (Near Perfect Reconstruction- Yaklaşık En İyi Yeniden Elde Etme) FIR süzgeç bankası tasarımı yapmışlardır [30].

Bergen ve Antoniou yinelemesiz FIR süzgeç tasarlamak için Ultraspherical penceresi kullanmayı önermişlerdir [31].

Bregovic ve arkadaşları düzgün olmayan aşırı örneklenmiş M kanallı süzgeç bankası tasarımı için Kaiser penceresi yaklaşımını önermişlerdir. Önerilen algoritma kullanılarak hızlı ve kolay bir süzgeç bankası tasarlanmıştır[32].

Kok ve arkadaşları iki tepe sınırlandırılmış en küçük kareler yöntemiyle gerçekleştirilen QMF bankası tasarımı önermişlerdir. Önerilen iteratif algoritmalar ile QMF bankasının daha iyi performans ve daha düşük hesaplama karmaşası sağladığı gözlenmiştir[33].

Anurag ve Kumar Modifiye Kaiser, Cosh ve Exponential pencereleri ile iteratif yöntemler kullanılarak süzgeç bankası uygulaması için örnek süzgeç tasarımı

yapılmıştır. Tasarımda her iterasyonda kesim frekansı iteratif olarak değiştirilerek süzgeç katsayıları ayarlanır. Elde edilen optimize edilmiş katsayılarla süzgeç bankasının performansı yeniden elde etme hatası, hesaplama zamanı ve iterasyon sayısı bakımından değerlendirilmiştir [34].

Lu ve Antoniou son zamanlarda geliştirilen optimizasyon tabanlı yöntemleri kullanarak FIR ve IIR süzgeç ve süzgeç bankası tasarımı yapmışlardır[35].

Yine Lu ve Antoniou iki kanallı lineer fazlı PR süzgeç bankası tasarlamak için bilinen yöntemlerden farklı olarak analiz süzgeçleri geleneksel yöntemlerle tasarlamış, ardından sentez süzgeç bankası tasarımı için Sıfır Uzayı İzdüşümü (Null-Space Projection) yaklaşımını kullanmışlardır[36].

Horng ve arkadaşları iki kanallı lineer fazlı PR süzgeç bankası tasarlamak için iki yeni yaklaşım önermişlerdir. İlk olarak PR süzgeç bankasının optimizasyonu lineer sınırlandırmalarla karesel programlama problemi olarak tanımlanmıştır. Daha sonra aynı işlemi lineer olmayan sınırlandırmalar için de uygulayarak süzgeç bankası tasarımı yapmışlardır[37].

Kumar pencereleme teknikleri kullanarak FIR süzgeç tasarımı yapmıştır. Tasarım için öncelikle Modifiye Cosh penceresinin analizini ve performans değerlendirmesini yapmıştır [38].

Roldan ve arkadaşları geleneksel kosinüs ayarlanmış (cosine modulated) örnek QMF bankası tasarlamak için yeni bir metot önermişlerdir. Süzgecin kesim frekansını $\pi/2M$ noktasında 3 dB değerine ayarlamak üzere pencereleme fonksiyonu yöntemini temel almışlardır. Bu yaklaşım ile süzgeç bankasının performansının diğer tasarım yöntemlerine göre daha iyi sonuçlar verdiği gözlemlenmiştir [39].

Datar ve arkadaşları, geleneksel kosinüs ayarlanmış (cosine modulated) örnek QMF bankası tasarlamak için Kaiser tabanlı bir yaklaşım izlemişlerdir. Amaç fonksiyonu olarak kullanılan yeniden elde etme hatası, tasarlanan örnek süzgecin kesim frekansını optimize ederek minimize etmişlerdir. Sonuçlardan yeniden elde etme hatasının önceki çalışmalara kıyasla azaldığı gözlenmiştir [40].

Brennan ve Schneider sayısal işitme cihazlarında süzgeç bankalarının kodlama uygulamaları için tasarlanmış olan süzgeçlerden daha farklı kriterleri sağlaması gerektiğini anlatmışlardır. Dijital işitme cihazları için tasarlanan süzgeç bankalarının kazançları işitme kaybını telafi etmek için geniş bir dinamik aralığı üzerinde ayarlanabilir olmalıdır. Bu ayarlama kodlama için tasarlanmış kritik örneklenmiş

süzgeçlerde örtüşmenin ihmal edilmesi özelliğini ihlal etmektedir. Bu süzgeç bankası yapıları işitme için özel olarak tasarlanmış bir süzgeç bankasını açıklamaktadır. Tipik bir işitme cihazı uygulamasında son derece sınırlı bellek, düşük güç gereksinimi ve düşük gecikme gibi özelliklerin yerine getirilmesi gerekir[41].

Bergen M kanallı kosinüs ayarlanmış (cosine modulated) süzgeç bankası tasarımı için geçirme bandı dalgalanması, durdurma bandı azalması ve kanal örtüşmesinin kurallarla belirlendiği bir yöntem önermiştir. Bu yöntem örnek süzgeç tasarımı için ağırlıklandırılmış en küçük kareler tekniğini kullanmış ve bir boyutlu amaç fonksiyonunun minimizasyonuna dayandırılmıştır. Minimizasyon problemi için iki amaç fonksiyonu araştırılmış ve biri seçilerek yeniden elde etme hatasını diğer süzgeç bankası tasarımlarına oranla, seçilen amaç fonksiyonu daha da azaltmıştır [42].

Xie ve arkadaşları süzgeç bankası tasarımı için tam sayı alt örnekleme faktörüyle doğrusal (lineer) fazlı non uniform (düzgün olmayan) bir yöntem önermişlerdir. Non uniform (düzgün olmayan) süzgeç bankası tasarımı için bir tasarım kriteri geliştirilmiş ve önerilen yöntem kullanılarak NPR lineer fazlı non uniform süzgeç bankası tasarımını gerçekleştirmişlerdir [43].

Shi ve arkadaşları yaptıkları çalışmada non uniform (değişken) süzgeç bankası tasarımı için son zamanlarda geliştirilen doğrudan ve dolaylı yöntemlerden bahsetmişlerdir. Doğrusal fazlı düzgün olmayan NPR süzgeç bankası tasarımı için partial cosine modulation (kısmi kosinüs modulasyon) olarak adlandırılan temel bir tasarım metodu önerilmiştir. Uygulamada analiz ve sentez süzgeçleri ayrı ayrı tasarlanmış verilen örneklerle yaklaşımın etkisi ve kolaylığı açıklanmıştır [44].

Swaminathan ve Vaidyanathan uniform DFT süzgeç bankası uygulamasını gerçekleştirmişlerdir. Alt örneklenen süzgeçler bir araya getirilerek analiz süzgeç bankasını ve sonra sentez süzgeç bankasını oluştururlar. Sonuçta yeniden elde edilen işarette örtüşme, genlik ve faz bozulması olmak üzere üç farklı bozulma meydana gelebilir. Çalışmada önce örtüşme yok edilmiş sonra diğer bozulmalar uygun süzgeçler seçilerek minimize edilmiş veya tamamen yok edilmiştir [45].

Hermann ve arkadaşları aşırı örneklenmiş karmaşık modüle edilmiş süzgeç bankaları için NPR örnek süzgeçleri tasarlamak için pencereleme tabanlı bir yöntem sunmuşlardır. Bu tasarım metodu özellikle aşırı örneklenmiş süzgeç bankaları kullanılarak yapılan ses uygulamalarında da oldukça kullanışlıdır. Tasarım metodunun

kolaylık ve esnekliği uygulamanın getirdiği gerekliliklere bağlı olarak farklı uygulamalarda etkili olmaktadır [46].

Kumar ve arkadaşları durdurma bandı azalması ve örtüşmenin ayarlanmasıyla NPR kosinüs ayarlanmış (cosine modulated) süzgeç bankası tasarımı için kolaylaştırılmış bir yaklaşım sunmuşlardır. Süzgeç bankası için örnek süzgeç tasarımında Kaiser pencereleme tekniğini kullanarak lineer (doğrusal) optimizasyon ile süzgeç katsayılarını optimize etmişlerdir. Simulasyon sonuçları önerilen yöntemin genlik bozulması, iterasyon sayısı, örtüşme bozulması ve hesaplama süresi bakımından literatürdeki diğer yöntemlerden daha optimum sonuçlar verdiği gözlenmiştir [47].

Soni ve arkadaşları ağaç yapısındaki non uniform süzgeç bankalarından PR yapısında olan süzgeç bankasını kullanmışlardır. Tasarım parametrelerinin seçimindeki sınırlamalar, tasarım karmaşıklığı, çıkışın örtüşmeden aşırı bir şekilde etkilenmesi durumunda PR özellikleri tam olarak sağlanmaz. Bu yüzden araştırmacılar alternatif bir çözüm olarak NPR süzgeç bankası tasarımı için çalışmalar yapmışlardır. Bu çalışmada Soni ve arkadaşları non uniform NPR süzgeç bankası tasarımı için optimize edilmiş ağaç yapısı tekniği kullanılmışlardır. Bu çalışmada FIR süzgeç tasarımı için pencere ailesinden Blackman pencereleme tekniği kullanılmaktadır. Genlik bozulmasını minimize etmek için tek değişkenli doğrusal optimizasyon kullanılmıştır. Önerilen çalışmanın temel özelliği, kolaylığı ve doğrusal faz özelliğidir[48].

Jain ve arkadaşları kosinüs ayarlanmış (cosine modulated) süzgeç bankası uygulamasında örnek süzgeç tasarımı için etkili ve kolay bir yöntem önermişlerdir. Kosinüs ayarlanmış (cosine modulated) süzgeç bankası uygulamasında örnek süzgeç tasarımı için yüksek yan lob azalma oranı (SLFOR- side-lobe-fall-off-rate) ile değişken kombinasyonlu pencereleme teknikleri kullanılmıştır. Amaç fonksiyonu olarak bilinen yeniden elde etme hatasını minimize etmek için süzgecin kesim frekansı optimize edilir. Örnek süzgeç tasarımı için yüksek yan lob azalma oranı (SLFOR) ile değişken kombinasyonlu pencereleme tekniklerinin kullanılmasıyla örtüşme ve yeniden elde etme hatasının çok küçük değerleri elde edilmiş olur. Bu yöntem ile yüksek süzgeç derecesi gerektiren NPR süzgeç bankaları elde edilmiştir [49].

Roldan ve arkadaşları kosinüs ayarlanmış (cosine modulated) QMF bankası için örnek süzgeç tasarımında nonlineer (doğrusal olmayan) amaç fonksiyonunun optimizasyonu gerçekleştirmişlerdir. Örnek süzgecin katsayılarını elde etmek için doğrusal fazlı FIR süzgeç tasarımında kullanılan Tip 1 ve Tip 2 süzgeçlerden herhangi bir teknik

kullanılabilir. Benzeşim sonucunda genlik bozulmasının çok düşük olduğu, faz bozulmasının tamamen yok edildiği, örtüşmenin durdurma bandı azalmasından yüksek olduğu süzgeçler elde edilmiştir [50].

Yinelemesiz FIR sayısal süzgeç tasarımı için pencere fonksiyonlarının kullanımı iyi bilinen, oldukça kolay ve elverişli bir yöntemdir. Prabhu ve arkadaşları ayarlanabilir parametrelerinden dolayı Kaiser penceresinin kullanıcı açısından esneklik sağlayan bir yöntem olduğunu açıklamışlardır. Bu çalışmada değişken parametrelere sahip Cosh ve Kaiser pencereleme teknikleri önerilmiştir. Pencereler zaman ve frekans düzleminde tasarlanarak genlik dalgalanması ve geçiş bandı genişliği bakımından karşılaştırmalar yapılmıştır [51].

Kumar ve arkadaşları doğrusal fazlı QMF bankası tasarımı yapmak için frekans düzleminde hibrit bir metot önermişlerdir. Geçirme ve durdurma bantlarında ideal cevaba, çeyrek frekansta ise 0.707'e eşit olan alçak geçiren süzgeç tasarlamak için kullanılan hibrit metotlar Levenberg–Marquardt (LM) ve Quasi-Newton (QN) yöntemleridir. Önerilen metot çeyrek frekansta örnek süzgecin ideal karakteristiğinin karesel ölçümünü optimize etmektedir. Sonuçta önerilen yöntemin QMF bankası tasarımında kolay ve kullanışlı bir yöntem olduğu görülmüştür [52].

Ferdous ve Ali dikdörtgen, üçgen, hann, hamming, blackman, kaiser ve modifiye pencereleri çeşitli uygulamalar ile birlikte vermişlerdir. Kesim frekansı ve süzgeç derecesi değiştirilerek çeşitli örnekler üzerinde karşılaştırmalar yapılmıştır. Literatürde işaretlerden gürültü süzmek için yine pencere fonksiyonları kullanılmıştır. Bu çalışmada gürültü süzme işlemi çeşitli pencereler için gerçekleştirilmiştir[53].

Dhabal ve arkadaşları QMF bankası tasarımını gerçekleştirmek için çalışmışlardır. NPR QMF bankası tasarımı için etkili bir algoritma önermişlerdir. Amaç fonksiyonunu PR durumu için inşa etmişlerdir. Kesim frekansı değiştirilerek süzgeç katsayıları ayarlanmış ve yeniden elde etme hatası minimize edilmeye çalışılmıştır. Kaiser ve Chebyshev pencereleri tasarımı iyileştirmek için kullanılmıştır. Tasarımın kalitesini değerlendirmek için hesaplama zamanı, ortalama karesel hata, en iyi yeniden elde etme hatası, iterasyon sayısı gibi parametreler kullanılmıştır[54].

Bu tez çalışmasında süzgeç bankası tasarımı yapılmış ve elde edilen süzgeç bankasının girişine çeşitli işaretler uygulanarak süzgeç bankasının performansı incelenmiştir. Ayrıca süzgeç bankası tasarımı için Fourier Serisi yöntemlerinden pencereleme tekniği

önerilmiştir. Pencere tekniği olarak art arda bağlanan hibrit pencere fonksiyonları kullanılarak tasarımlar gerçekleştirilmiştir.

Özellikle Kaiser penceresi ile Hamming penceresi hibrit olarak bağlanarak süzgeç bankası tasarımı yapılmış sonuçlar tablolar ve şekillerle açıklanmıştır.

1. BÖLÜM

GENEL BİLGİLER

1.1. Giriş

İşaretler fiziki bir durum hakkında bilgi taşıyan bir ya da birden fazla değişkene bağlı fonksiyonlar olarak tanımlanmaktadırlar. İşaretlerin en temel özelliği bilgi taşımalarıdır. İşaret değerleri bir veya birden fazla değişkene bağlı olarak değişmektedir ve buna bağlı olarak işaret değerleri o değişkenlere bağlı fonksiyonlar cinsinden ifade edilmektedir. İşaretlerin değişik şekillerde sınıflandırılması mümkündür. Temel olarak beş farklı grupta incelenmektedir. Sürekli-zaman ayrık-zaman işaretleri, analog ve sayısal işaretler, periyodik ve periyodik olmayan işaretler, enerji ve güç işaretleri ve rastgele olan rastgele olmayan işaretler şeklinde sayılabilir. İşaretler özellikle iletim aşamasında iletim kanalında meydana gelebilecek bozulmalar, gürültü gibi etkenlerden dolayı zayıflamakta ve bozulmaktadır. İşaret üzerinde istenmeyen bu bileşenlerin etkisini yok etmek için süzgeç diye bilinen yapılar kullanılmaktadır. Süzgeçleme, işaretin istenilen frekanstaki değerlerini kuvvetlendirmek, istenmeyen frekanstaki değerlerini zayıflatmak işlemidir. Süzgeçler analog ve sayısal süzgeçler olarak gerçekleştirilebilirler. Sayısal süzgeçler güvenilirlik, esneklik, düşük maliyet gibi avantajlarından dolayı analog süzgeçlere göre daha fazla tercih edilirler.

Sayısal süzgeç tasarımında amaç, verilen bir frekans yanıtını yaklaşık olarak sağlayan gerçeklenebilir bir transfer fonksiyonu elde etmektir. Çoğu uygulamada sayısal süzgecin tasarımı için genlik ve faz yanıtı belirtilir. Bazı durumlarda, dürtü veya basamak yanıtı belirtilebilir. Pratik çoğu uygulamada, verilen bir genlik yanıtını yaklaşık olarak sağlayan gerçeklenebilir bir transfer fonksiyonu elde etmek istenir. Pratikte, sayısal bir süzgecin genlik yanıtı geçirme ve söndürme bandında kabul edilebilir toleranslarla belirtilir. Ayrıca, geçirme ve söndürme bantları arasında bir geçiş bandı vardır [21].

1.2. Sayısal Süzgeç

İstenilen özelliklerdeki çıkış işaretini elde edebilmek için tercih edilen yazılımsal veya donanımsal yapılara sayısal süzgeç adı verilmektedir. Süzgeçler, dürtü yanıtlarına göre FIR (Finite Impulse Response-Sonlu Dürtü Yanıtlı) ve IIR (Infinite Impulse Response-Sonsuz Dürtü Yanıtlı) süzgeçler şeklinde iki grupta incelenmektedirler. Bu bölümde literatürde sıkça kullanılan süzgeç tipleri olan FIR ve IIR süzgeçler tanıtılmaktadır. FIR süzgeç tasarımı, belirtilen genlik yanıtının doğrudan yaklaşıklığına dayalıdır. Ayrıca, genellikle süzgecin doğrusal faza sahip olması istenir. *N*. dereceden bir FIR süzgecin tasarımı, ya *N*+1 uzunluklu dürtü yanıtı katsayıları *h*[*n*], ya da frekans yanıtı $\left|H(e^{jw})\right|$ ifadesinin *N*+1 örneği bulunarak yapılabilir. İdeal alçak geçiren süzgeç için frekans yanıtı denklem 1 ile verildiği gibi 2π ile periyodiktir.

$$H_{id}(e^{j\Omega}) = \begin{cases} 1 & |\Omega| < \Omega_c \\ 0 & |\Omega_c| < |\Omega| \le \pi \end{cases} \tag{1}$$

İdeal alçak geçiren süzgecin dürtü yanıtı 2 numaralı denklem ile tanımlanmıştır.

$$h_p[n] = \begin{cases} \dfrac{\sin \Omega_c n}{\pi n} & -N/2 \le n \le N/2 \\ 0 & diger \quad durumlarda \end{cases} \tag{2}$$

Pratik süzgecin frekans yanıtı 2π ile periyodik olacak şekilde denklem 3'te gösterilmiştir.

$$H_p(e^{j\Omega}) = \sum_{n=-N/2}^{N/2} h_p[n] e^{-j\Omega n} \tag{3}$$

Eşitlik 3'te verilen $h_p[n]$ değerleri Fourier serisi katsayılarına karşılık gelir. Süzgeç derecesi arttıkça pratik süzgecin genlik yanıtı, ideal süzgecin genlik yanıtına yaklaşmaktadır. Pratik süzgeç ideal süzgecin dürtü yanıtından sonlu sayıda örnek alınarak elde edilir. Dolayısıyla ideal süzgecin keskin kenarlarından kaynaklanan Gibbs salınımının etkisiyle pratik süzgecin geçirme bandında salınımlar gözlenir. Ancak pratik süzgeç $-N/2 \le n \le N/2$ aralığında nedensel olmamaktadır. Dürtü yanıtının sonlu olması özelliğinden faydalanarak uygun bir gecikme ile pratik süzgeç nedensel süzgeç yapılabilir. Nedensel süzgecin dürtü yanıtı Eşitlik 4 ile elde edilir.

$$h_p[n] = h_p[n-(N-1)/2] \tag{4}$$

Denklem 4'te $0 \le n \le N/2$ arasında tanımlanmış *N*. derece nedensel bir FIR süzgeç elde edilmiştir. Zaman düzleminde gecikme, süzgecin faz yanıtında doğrusal faz etkisi yapmaktadır. Doğrusal faz etkisi ideal alçak geçiren süzgecin frekans yanıtına dahil edildiğinde doğrusal fazlı süzgecin frekans yanıtı 5 numaralı denklemde verilmiştir.

$$H_{df}(e^{j\Omega}) = \begin{cases} e^{-j\Omega N/2} & |\Omega| < \Omega_c \\ 0 & \Omega_c < |\Omega| \le \pi \end{cases} \tag{5}$$

Doğrusal fazlı ideal alçak geçiren süzgecin dürtü yanıtı denklem 6'da açıklanmıştır.

$$h_{df}[n] = \frac{\sin(\Omega_c(n-N/2))}{\pi(n-N/2)} \tag{6}$$

Alçak geçiren ideal ve gerçekleştirilemeyen sonsuz süreli bir süzgecin dürtü yanıtı 7 numaralı denklem ile tanımlanmaktadır.

$$h_{df}[n] = \begin{cases} w_c T/\pi & n = 0 \\ \sin\dfrac{w_c nT}{n\pi} & n \ne 0 \end{cases} \tag{7}$$

İdeal süzgecin dürtü yanıtı kırpılarak pratik süzgeç için pencere kullanılarak gerçekleştirilebilir ve nedensel olmayan bir süzgecin sonlu dürtü yanıtı 8 numaralı denklem ile elde edilmektedir. Fourier seri metodu yinelemesiz sayısal süzgeç tasarım metotlarından biridir. Bu metotta bir pencerenin kullanılmasının amacı ideal süzgecin sonsuz darbe cevabını kesmek ve düzleştirmektir.

$$h_p[n] = h_{df}[n]w[n] \tag{8}$$

Kırpma penceresi dikdörtgen pencere için:

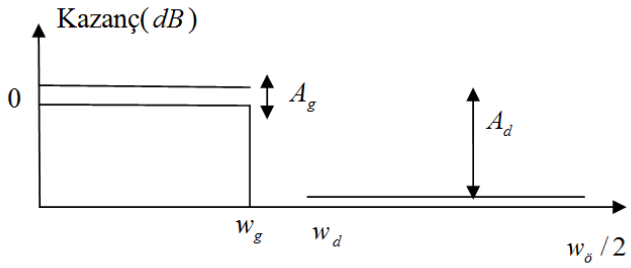
$$w[n] = \begin{cases} 1 & 0 \le n \le N/2 \\ 0 & diger durumlarda \end{cases} \tag{9}$$

Pencere fonksiyonu $w[n]$ $0 \le n \le N/2$ aralığında tanımlı olmak üzere nedensel *N*. dereceden FIR süzgecin dürtü yanıtı:

$$h_p[n] = h_{df}[n]w[n] = \frac{\sin(\Omega_c(n-N/2))}{\pi(n-N/2)} w[n] \tag{10}$$

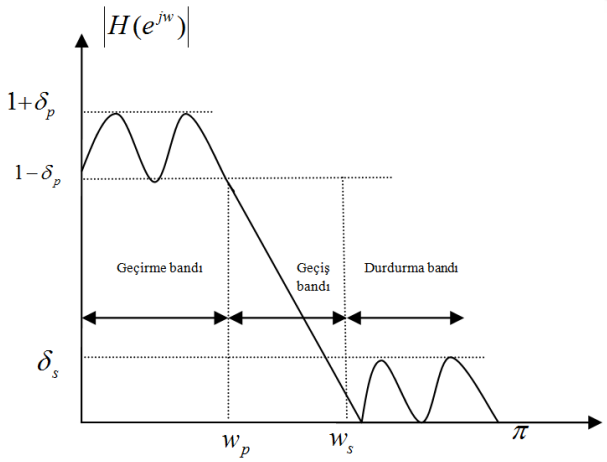
Doğrusal fazda istenilen süzgecin dürtü yanıtının simetrik olmasının bir sonucudur. Fazın doğrusal olması başlangıç tanımlamalarında verilirse yapılacak işlem yalnızca pencerelemedir. İstenen FIR süzgecin genel formu *w(n)* pencere fonksiyonuna bağlıdır.

Bu fonksiyon dikdörtgen olabileceği gibi Hamming, Hanning, Kaiser ve Chebyshev gibi özel pencere türlerinden olabilir. Pencereler sıfır frekansı etrafında sonlu zaman ve frekans sağlarlar.



Şekil 1.1. İdeal Süzgece ait genlik yanıtı

Şekil 1.2'de alçak geçiren bir süzgece ait genlik yanıtı verilmiştir. Bu yanıttan geçirme bandı, geçiş bandı, durdurma bandı değerleri görülmektedir.



Şekil 1.2. Pratik süzgece ait genlik yanıtı

Şekil 1.2 ile verilen süzgece ait genlik karakteristiği Eşitlik 11 ile açıklanmıştır.

$$A(w) = -20\log_{10}\left|H(e^{jw})\right| \tag{11}$$

11 numaralı denklemde tanımlanan kayıp fonksiyonu dB cinsinden verilir. Benzer şekilde, dB cinsinden geçirme bandı maksimum dalgalanması A_p ve söndürme bandı minimum zayıflatması A_s, 12 ve 13 numaralı denklemlerde gösterilmektedir.

$$A_p = -20\log_{10}(1-\delta_p) \tag{12}$$

$$A_s = -20\log_{10}(\delta_s) \tag{13}$$

Pratikte, geçirme bandı kenar frekansı f_p ve söndürme bandı kenar frekansı f_s Hz cinsinden belirtilir. Sayısal süzgeç tasarım formüllerinde geçirme ve söndürme bandı kenar frekansları radyan cinsinden olduğu varsayıldığından Hz cinsinden verilen frekansların radyan cinsinden eşdeğerleri hesaplanmalıdır. Örnekleme frekansının f_T olduğu varsayılırsa, kenar frekansları 14 ve 15 ile verilen eşitlikler kullanılarak hesaplanabilir. Frekans ölçekleri olarak $f(Hz)$ cinsinden frekans değeri 0'dan $f_s/2$ ye kadar olan aralıkta tanımlanırken, $\Omega(rad/sn)$ analog frekansın 2π ile çarpılmasıyla bulunur. $w(rad)$ ayrık frekansı ise Ω'nın T ile çarpılmasıyla elde edilir. w_p ayrık zamanda tanımlanan geçirme frekansını w_s ayrık zamanda tanımlanan durdurma frekansını tanımlamaktadır.

$$w_p = \frac{\Omega_p}{f_T} = \frac{2\pi f_p}{f_T} = 2\pi f_p T \tag{14}$$

$$w_s = \frac{\Omega_s}{f_T} = \frac{2\pi f_s}{f_T} = 2\pi f_s T \tag{15}$$

Pencerelerin genlik karşılaştırmaları sadece frekans alanında yapılabilmektedir. Tek uzunluklu simetrik bir pencerenin frekans spektrumu 16 ile verilen denklemde örnekleme periyodu $T = 2\pi / w_s$ ile tanımlanmaktadır.

$$W(e^{jwT}) = A(w)e^{j\theta(w)} = w(0) + 2\sum_{n=1}^{(N-1)/2} w(nT)\cos wnT \tag{16}$$

Bir pencerenin dB ölçeğine göre normalize genlik spektrumu:

$$\left|W_N(e^{jwT})\right| = 20\log_{10}(\left|A(w)\right| / \left|A(w)\right|_{\max}) \tag{17}$$

dır.

1.3. FIR Süzgeç Yapısı

FIR süzgeçler sayısal işaret işleme, görüntü işleme gibi uygulamalarda çeşitli avantajlarından dolayı sıklıkla tercih edilmektedir. FIR süzgeçler; sayısal süzgeç elde etmede basit ve etkili bir yapıda olması, tekrarsız (yinelemesiz) uygulamalarda sürekli sabit sonuçlar vermesi, doğrusal fazda sonuçlar elde etmenin kolay olması, çoklu hızlı ve adaptif süzgeç tasarımı için etkili olarak kullanılması, kolay anlaşılır tasarımlar elde etmek için genlik yanıtları özel olarak eşleştirebilir olması, bazı yazılım ve donanımların özel olarak sadece FIR süzgeç ile desteklenmesi, niceleme etkisinin düşük hassasiyette olması gibi avantajları sayesinde sıklıkla tercih edilmektedirler. FIR süzgeçler yinelemesiz olduğundan dürtü yanıtları sonlu uzunluktadır. FIR süzgece ait giriş çıkış ilişkisi aşağıdaki gibi verilebilir [22].

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} b_k x(n-k) \tag{18}$$

FIR süzgeç tasarımı ayrık bir işlemdir. Analog düzlemde eşdeğer bir FIR süzgeç karşılığı yoktur. FIR süzgeç tanımlamaları daha çok zaman domeninde yapılır. FIR iki avantajı kararlılıkları ve lineer fazlı olmalarıdır. Aynı özellikleri sağlayan IIR süzgeçlere kıyasla FIR süzgeçlerin katsayı sayısı (dereceleri) çok daha fazladır. En basit FIR süzgeç Değişken Ortalama (MA-Moving Average) süzgecidir. Bu süzgeçlerin sıfırları birim çemberin üzerinde olduğundan fazı bu durumda lineer olmamaktadır. Genlik cevabı anlamında oldukça zayıf olan bir alçak geçiren süzgeçtir. Bant genişliği yalnızca süzgecin derecesi ile kontrol edilir. Modülasyon özelliğiyle başka tür süzgeçlere dönüşüm yapılabilir.

17 numara ile verilen denklemde $x(n)$ giriş işaretini, $y(n)$ süzgeç çıkışını temsil etmektedir. FIR süzgecin katsayılarını içeren w ağırlık vektörü aşağıda gösterilmektedir.

$$w = [b_0 b_1 ... b_{N-1}]^T \tag{19}$$

18 numaralı denklemde b ile belirtilen değişkenler süzgece ait katsayıları göstermektedir. FIR süzgece ait transfer fonksiyonu z düzleminde Denklem 20'deki gibi tanımlanmaktadır.

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} \tag{20}$$

Katsayı değerleri yerine koyulduğunda Eşitlik 19, 20 numaralı Denklem şeklinde elde edilir.

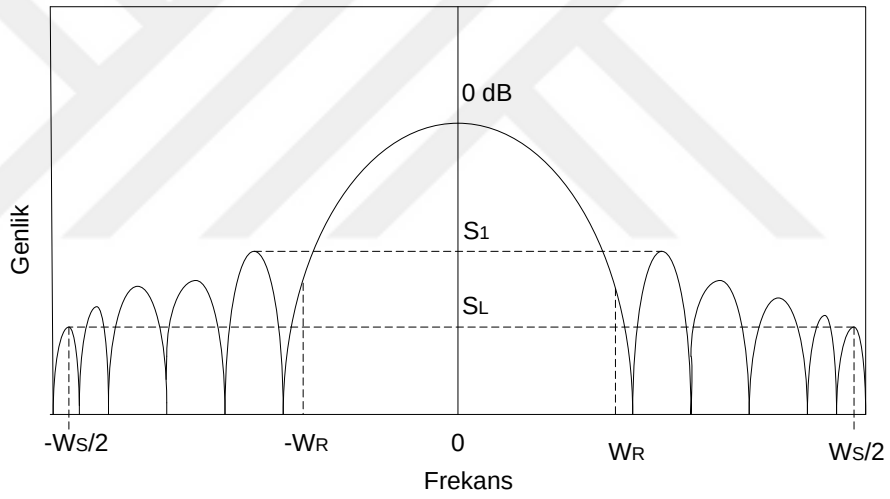
$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \sum_{q=0}^{M} b_q z^{-q} \tag{21}$$

FIR süzgeç tasarımı ayrık bir işlemdir. Analog düzlemde eşdeğer bir FIR süzgeç karşılığı yoktur. FIR süzgeç tanımlamaları daha çok zaman düzleminde yapılır. FIR süzgeçlerin karalı ve doğrusal fazlı olmaları avantajlarıdır. Aynı özellikleri sağlayan IIR süzgeçlere kıyasla FIR süzgeçlerin katsayı sayısı (süzgeç derecesinden bir fazlası) çok daha fazladır. Süzgecin sıfırları birim çember üzerinde olduğundan faz bu durumda doğrusal olmamaktadır. Bant genişliği yalnız süzgecin derecesiyle kontrol edilebilir. Modülasyon özelliğiyle başka süzgeçlere çevirme yapılabilir. Doğrusal faz, istenilen süzgecin dürtü cevabının simetrik olmasının bir sonucudur. Süzgeçlerin genel kullanım amacı bazı frekans bileşenlerinin bastırılması olduğundan süzgeç tasarımında çoğunlukla süzgecin genlik yanıtı temel alınmaktadır. Bu nedenle süzgecin tasarım aşamasında çoğunlukla istenen özellikleri sağlayacak bir genlik yanıtı elde edilmeye çalışılmaktadır. Çıkış işaretinin faz spektrumu doğrudan giriş işaretinin faz spektrumu ile sistemin faz yanıtının toplamı şeklinde oluşmaktadır. Bu nedenle idealde sistemin sıfır faz yanıtına sahip olması ve bu sayede giriş işaret fazının aynen korunması istenmektedir. Fakat çoğu zaman sıfır faz yanıtına sahip bir sistemin gerçekleştirilmesi mümkün olmadığından rastgele bir faz yanıtı yerine doğrusal faz yanıtı olan bir sistem tercih edilmektedir. Doğrusal faz yanıtının tercih edilmesinin gerekçesi $y[n] = x[n - n_0]$ şeklinde tanımlanan ideal gecikme sistemi ile açıklanabilmektedir. Bu sistemin dürtü yanıtı $h[n] = \delta[n - n_0]$ olarak elde edilmektedir. İdeal gecikme sisteminin frekans yanıtı $H(e^{j\Omega}) = e^{-j\Omega n_0}$ olarak elde edilmektedir. İdeal gecikme sistemi birim genlik yanıtı $\left|H(e^{j\Omega})\right| = 1$ ve 2π ile periyodik doğrusal bir faz yanıtı vermektedir. Doğrusal faz yanıtı, işarette sadece gecikmeye neden olmaktadır. Dolayısıyla doğrusal bir faz etkisi işarette başka türlü bir bozulmaya yol açmamaktadır. Bu nedenle ayrık zamanlı süzgeç ve sistemin tasarımında doğrusal faz yanıtı idealdeki sıfır faz yanıtına pratikte

gerçekleştirilebilecek uygun bir alternatif sağlamaktadır. Fazın doğrusal olması başlangıç tanımlamalarında verilirse yapılacak işlem yalnızca pencerelemedir. İstenen FIR süzgeç genel formu $w(n)$ pencere fonksiyonuna bağlıdır. Bu fonksiyon dikdörtgen olabileceği gibi Hamming, Hanning, Kaiser ve Chebyshev gibi özel pencere türlerinden de olabilir. Pencereler sıfır frekansı etrafında sonlu zaman ve frekans sağlarlar. Tekrarsız FIR sayısal süzgeç tasarım yöntemlerinden biri olan ve uygulama kolaylığı bakımından en çok tercih edilen yöntem, Fourier serisi yöntemidir. Bu yöntemde, serinin sınırlı sayıdaki değerlerinin alınmasından dolayı kesim frekansı bölgesinde istenmeyen Gibbs salınımları meydana gelmektedir. Meydana gelen bu salınımları ortadan kaldırabilmek için kullanılan yapılara ise pencere fonksiyonu adı verilmektedir. Pencere fonksiyonları, spektrum karakteristiklerine göre sınıflandırılırlar ve diğer pencerelerle karşılaştırmaları bu karakteristiklere göre yapılır. Pencere fonksiyonları (veya kısaca pencere), FIR sayısal süzgeç tasarımında istenmeyen salınımları ortadan kaldırmak için kullanılan yapılardır. Pencere fonksiyonu analob genişliği, dalgalanma oranı ve yan lob azalma oranı gibi fonksiyonun performansını etkileyen parametrelere sahiptir. Bir pencere fonksiyonu tasarımında temel amaç, istenilen özellikleri sağlayacak genlik spektrumuna düşük derece ve en uygun spektral parametre değerleriyle ulaşmaktır. En sık kullanılan FIR süzgeç tasarım yöntemleri; Fourier serisi yaklaşımı (pencereleme yöntemi), frekans örnekleme yaklaşımı, bilgisayar tabanlı optimizasyon yöntemleri olarak sınıflandırılabilir [21].

1.3.1. Pencereleme Yöntemiyle FIR Süzgeç Tasarımı

Bu yöntemde ilk olarak nedensel olmayan sonsuz dürtü yanıtlı uygun bir ideal frekans seçici süzgeç belirlenir, daha sonra doğrusal fazlı ve nedensel sonlu dürtü yanıtlı bir süzgeç bulunabilmesi için başlangıçta seçilen süzgecin birim dürtü yanıtı pencerelenir. Dolayısıyla, bu yöntemde uygun bir pencereleme işlevi ve ideal bir süzgeç seçilmesi önemlidir. İdeal süzgeç, geçirme bandında birim genlik kazancı ve doğrusal faz karakteristiği, söndürme bandında ise sıfır genlik kazancı olan bir süzgeçtir. İdeal süzgecin pencerelenmesiyle elde edilecek sonlu dürtü yanıtlı süzgeç doğrusal fazlı olacaktır. Pencereleme Yöntemiyle FIR süzgeç tasarımı pencerenin yapısına göre sınıflandırılır. Bu sınıflandırma sabit ve ayarlanabilir pencereleme yöntemi şeklinde iki kısımda yapılır.



Şekil 1.3. Pencere fonksiyonu spektral parametreleri

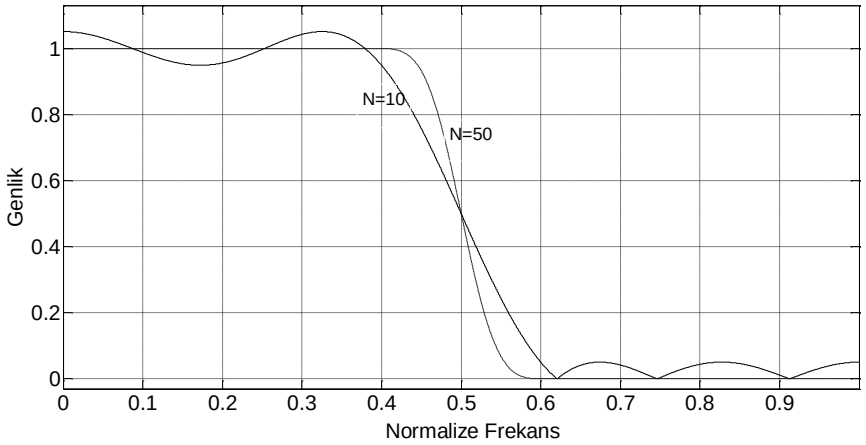
Şekil 3'te, pencere performansının ayırt edici spektral karakteristik parametreleri; analob genişliği (W_M), dalgalanma oranı (Ripple Ratio-R), yan lob azalma oranı S olmak üzere:

W_M =İki yarım analob genişliği = $2W_R$

R = Maksimum yanlob genliği – analob genliği=S_1

S = Maksimum yanlob genliği – minimum yanlob genliği=S_1-S_L

N uzunluğa sahip bir pencere zamana bağlı bir fonksiyon olarak, $W(nT)$, $|n|\leq(N-1)/2$ olduğu aralıkta sıfırdan farklı geri kalan aralıkta ise sıfırdır. $W(nT)$'nin frekans spektrumundaki ifadesi Denklem 16'da verilmiştir.

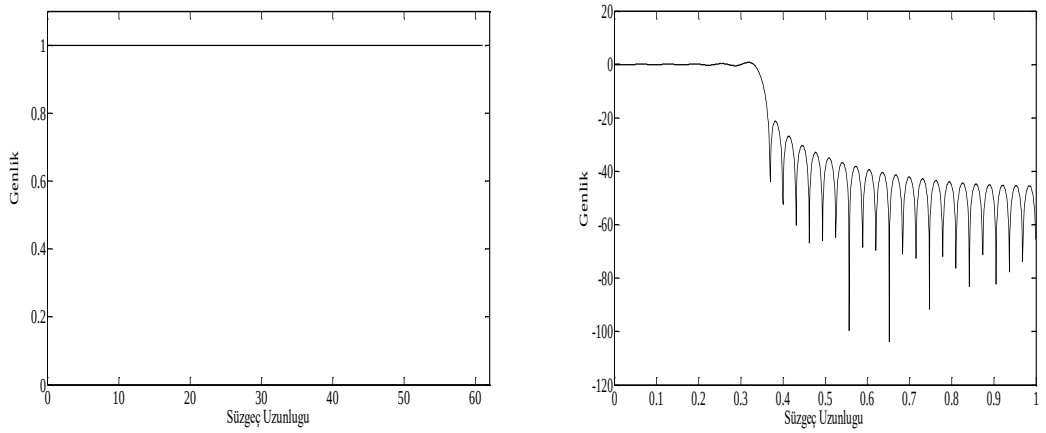


Şekil 1.4. Farklı uzunluğa sahip süzgeçler için Gibbs salınımları

Bu türden pencere fonksiyonları genellikle işaret işleme uygulamalarında tercih edilmektedir. Yaygın olarak kullanılan bu tür pencereler, Dikdörtgen, Hamming, Hann, Blackman, Bartlett v.s. olarak gösterilebilir. Bu fonksiyonlara ait denklemler aşağıda verilmiştir. *N* süzgeç derecesi olmak üzere 0 ile *N* arasında tanımlanan pencerelere ait zaman ve frekans bölgesi genlik yanıtları aşağıda açıklanmıştır.

Dikdörtgen pencerenin zaman ve frekans ekseni gösterimi Şekil 1.3'te ve pencere denklemi 21 ile verilmiştir.

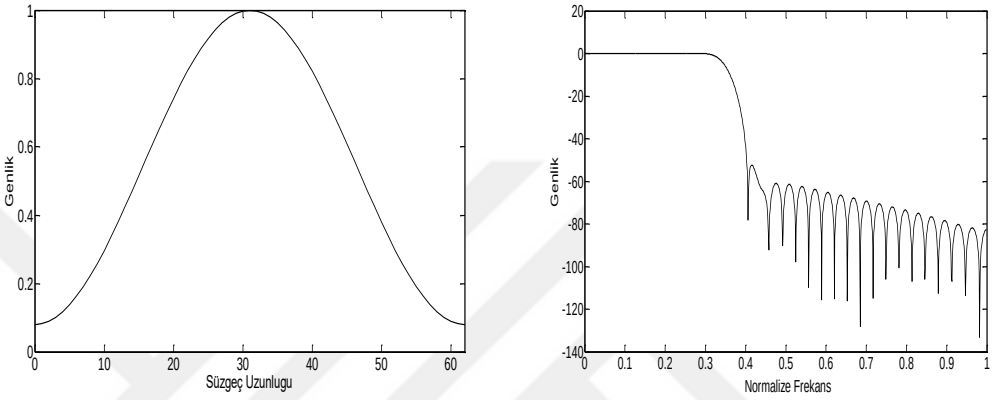
$$w(n) = 1 \qquad 0 \le n \le N \qquad (21)$$



Şekil 1.5. a) Dikdörtgen Pencereye ait zaman düzleminde genlik yanıtı b) Frekans düzleminde genlik yanıtı

Hamming penceresinin zaman ve frekans ekseni gösterimi Şekil 1.4'te ve pencere denklemi 22 ile verilmiştir.

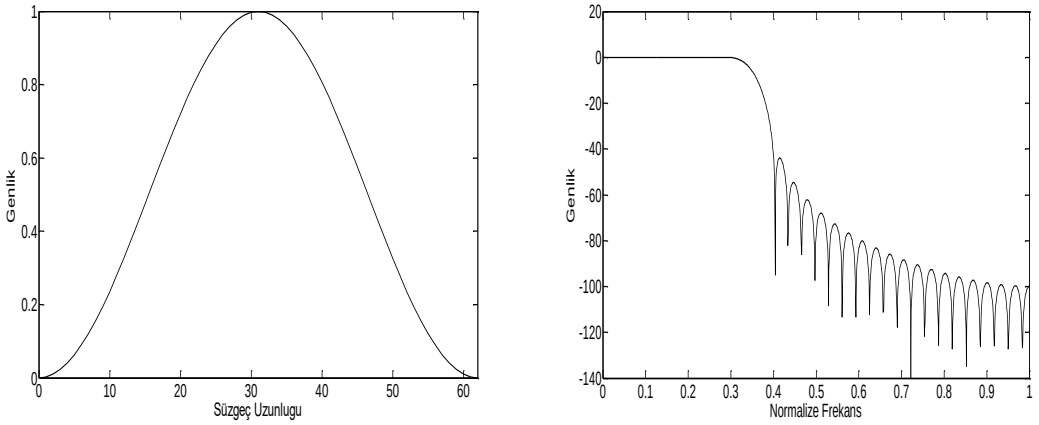
$$w(n) = 0.54 - 0.46\cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right) \qquad 0 \le n \le N \qquad (22)$$



Şekil 1.6. Hamming Penceresi a)zaman düzlemindeki b)frekans düzlemindeki genlik yanıtı

Hanning penceresinin zaman ve frekans ekseni gösterimi Şekil 1.5'te ve pencere denklemi Eşitlik 23 ile verilmiştir.

$$w(n) = 0.5 - 0.5\cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right) \qquad 0 \le n \le N \qquad (23)$$

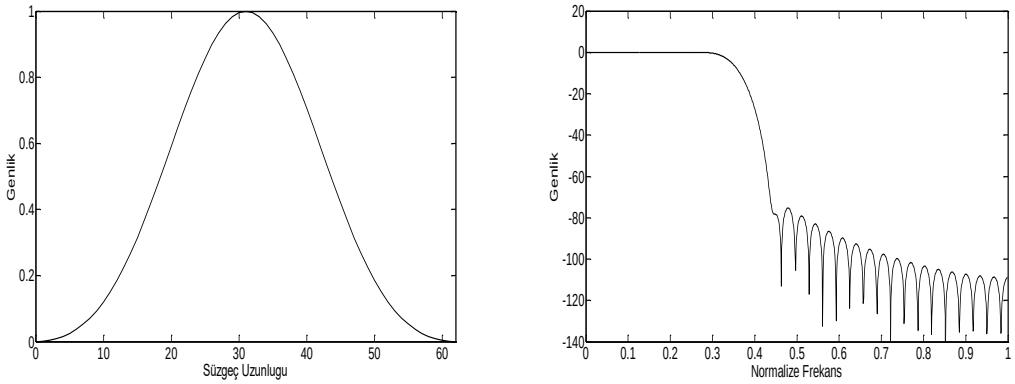


Şekil 1.7. Hann Penceresi a)zaman düzlemindeki b)frekans düzlemindeki genlik yanıtı

Blacman:

$$w(n) = 0.42 - 0.5\cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right) + 0.08\cos\left(\frac{4\pi n}{N}\right) \qquad 0 \le n \le N \qquad (24)$$

Şekil 1.6'da blackman penceresine ait zaman ve frekans bölgesinde elde edilen genlik yanıtı verilmiştir.

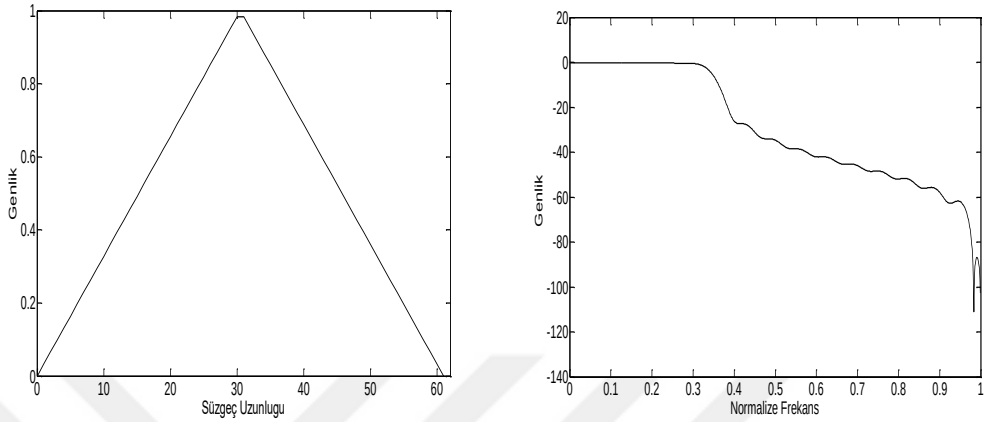


Şekil 1.8. Blackman Penceresi a)zaman düzlemindeki b)frekans düzlemindeki genlik yanıtı

Barlett:

$$w(n) = 1 - \left|\frac{2n - N}{N}\right| \qquad 0 \le n \le N \qquad (25)$$

Şekil 1.7’de barlett penceresine ait zaman ve frekans bölgesinde elde edilen genlik yanıtı verilmiştir.



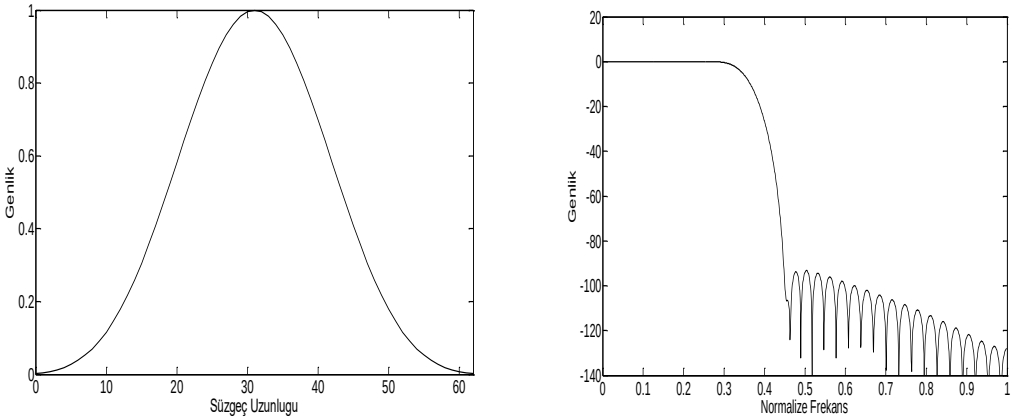
Şekil 1.9. Barlett a)zaman düzlemindeki b)frekans düzlemindeki genlik yanıtı

1.3.1.1. Ayarlanabilir Pencere Fonksiyonları Yöntemiyle FIR Süzgeç Tasarımı

Literatürde kullanılan ve çok fazla tercih edilen ayarlanabilir pencere fonksiyonları Dolph-Chebyshev, Kaiser, Saramaki ve Ultraspherical ile son zamanlarda geliştirilen Üstel Cosh, modifiye edilmiş Cosh, modifiye edilmiş Kaiser pencereleme yöntemleri gösterilebilir.

1.3.2. Chebyshev Penceresi

Chebyshev polinomuna dayalı olan Dolph-Chebyshev fonksiyonu, pencere uzunluğu ve dalgalanma oranı şeklinde iki tane bağımsız parametreye sahiptir. Şekil … da Chebyshev penceresine ait zaman ve frekans bölgesinde elde edilen genlik yanıtı verilmiştir.



Şekil 1.10. Chebyshev Penceresi a)zaman düzlemindeki b)frekans düzlemindeki genlik yanıtı

1.3.3. Kaiser Penceresi

Bessel fonksiyonuna dayalı olan Kaiser fonksiyonu pencere uzunluğu (N) ve ayarlanabilir β parametrelerine sahiptir. I_0 sıfırıncı derece birinci türden modifiye edilmiş Bessel fonksiyonudur. Kaiser pencere fonksiyonu doğrusal fazlı bir fonksiyondur.

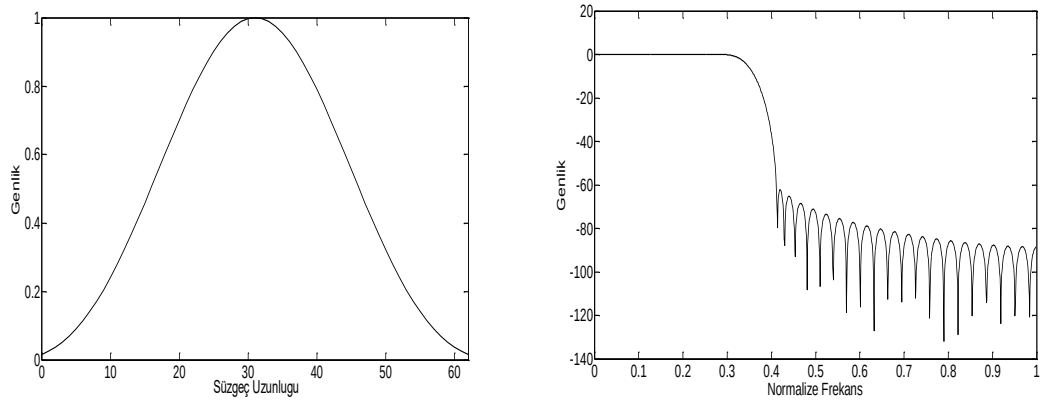
Kaiser penceresine ait fonksiyon Eşitlik 26 ile verilmiştir. Eşitlik 27 göz önüne alınarak Kaiser penceresinin Bessel fonksiyonundan türetildiği görülmektedir.

$$w(n) = \frac{I_0(\beta\sqrt{1-(2n/(N-1))^2})}{I_0(\beta)} \qquad 0 \le n \le N \qquad (26)$$

Bessel fonksiyonu denklemi Eşitlik 27'de verilmiştir.

$$I_0(u) = 1 + \sum_{r=1}^{\infty}\left[\frac{(u/2)^r}{r!}\right]^2 \qquad (27)$$

Şekil 1.9'da Kaiser penceresine ait zaman ve frekans bölgesinde elde edilen genlik yanıtı verilmiştir.



Şekil 1.11. Kaiser Penceresi a)zaman düzlemindeki b)frekans düzlemindeki genlik yanıtı

Sabit pencere fonksiyonlarına kıyasla Kaiser penceresinin en önemli özelliği süzgeç derecesinin belirli süzgeç parametrelerine bağlı olarak hesaplanabilmesidir. *N* süzgeç derecesi 28 numaralı denklem ile tanımlanmaktadır. A durdurma bandındaki minimum zayıflama miktarını tanımlarken; Ω_s durdurma bandı frekansını Ω_p geçirme bandı frekansını göstermektedir.

$$N = \frac{A-8}{2.285(\Omega_s - \Omega_p)} \tag{28}$$

Normalize geçiş band genişliği 29 numara ile verilen denklemde olduğu gibi tanımlanmaktadır. Δw süzgecin geçiş band genişliğini tanımlarken w_s durdurma bandı uç frekans değerini tanımlamaktadır.

$$D_f = \frac{\Delta w(N-1)}{w_s} \tag{29}$$

Sabit pencere fonksiyonlarıyla yapılan süzgeç tasarımında *N* süzgeç derecesi arttıkça ana lob genişliği azalır, dalgalanma oranı sabit kalır. Ayarlanabilir pencere fonksiyonlarıyla yapılan süzgeç tasarımında β arttıkça ana lob genişliği artar, dalgalanma oranı azalır.

Pencereleme teoreminin Fourier dönüşümü ile uygulanması Eşitlik 30 ile verilmiştir.

$$H(e^{jw}) = \sum h[n]e^{-jwn} \tag{30}$$

$$= \sum h_d[n]w[n]e^{-jwn}$$

$$= \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi} H_d(e^{j\theta})W(e^{j(w-\theta)})d\theta$$

Eşitlik 31 ile verilen $W(e^{jw})$ ifadesi $w[n]$ pencere fonksiyonunun Fourier dönüşümüdür.

$$W(e^{jw}) = \sum_{n=0}^{N} w[n]e^{-jwn} \tag{31}$$

$$= \sum_{n=0}^{N} e^{-jwn}$$

$$= e^{-jwN/2} \frac{\sin[w(N+1)/2]}{\sin(w/2)}$$

1.3.2. Frekans Örnekleme Yöntemiyle FIR Süzgeç Tasarımı

Derecesi N olan bir FIR süzgecin dürtü yanıtı $0 \le n \le N+1$ arasında tanımlı olduğu durumda, süzgecin dürtü yanıtında $M = N+1$ adet örnek bulunmaktadır. Sonlu sayıda örnek değerine sahip dizilerin frekans spektrumu ayrık Fourier dönüşümü (AFD) ile hesaplanabilir. AFD bir işaretin frekans spektrumunun 2π olan bir periyodunda M adet ayrık frekans değeri için Fourier dönüşümü hesaplamaktadır. Ayrık fourier dönüşümü işaretin frekans spektrumunun frekans uzayında örneklenmesine karşılık gelir. Süzgeç tasarımında ilk adım istenen süzgeç özelliklerinin tanımlanması olduğundan, bu anlamda istenen frekans yanıtı belirlenebilir. Frekans örneklemesi yönteminde süzgeç özelliklerinin oluşturulması için frekans yanıtının 2π 'lik bir periyodunda, M adet ayrık frekans değeri için frekans yanıtının alması istenen değerler tespit edilmektedir. Bu işlem sistemin frekans yanıtında M adet eşit aralıklı örnek alınmasına karşılık gelmektedir. Frekans yanıtının örnek değerleri AFD katsayıları olarak alınmaktadır. Frekans yanıtının örnek değerleri kullanılarak ters AFD işlemi uygulanarak süzgece ait M adet dürtü yanıtı değeri bulunabilmektedir. Bu yaklaşım frekans örneklemesi ile FIR süzgeç tasarımı olarak adlandırılır[21].

1.3.3. Optimizasyon Metodu ile FIR Süzgeç Tasarımı

Doğrusal programlama tekniği ile tasarlanan frekans frekans örneklemeli süzgeçler optimum süzgeçlerdir. Bu yöntemde süzgecin optimum olması maksimum hatanın minimize edilmesi demektir. Yani geçiş bandı içerisindeki frekans örnekleri değiştirilerek süzgecin geçirme ve durdurma bandı içinde görülen hatanın en büyük değeri minimum yapılmaya çalışılır. Optimum süzgeçler matematiksel olarak tanımlanmadan önce değişken parametreler seçilir ve yaklaşıklık kriteri belirlenir. Bu bölümde tüm süzgeç katsayıları değişken parametreler olarak kabul edilerek optimizasyon sonucunda optimum değerleri bulunacaktır. Süzgeç tasarımında sıklıkla kullanılan diğer bir yöntem de Chebyshev yaklaşıklık kavramıdır. Eşit dalgalanma miktarı temeline dayanan bu yöntemde amaç en büyük hatayı minimum yapmaktır. Yani en büyük hatayı minimum yapacak biçimde süzgeç katsayıları belirlenir. Yaklaşık

olarak bulunmaya çalışılan süzgeç fonksiyonu $H(e^{jw})$ ve istenen frekans yanıtı $D(e^{jw})$ olmak üzere hata fonksiyonu:

$$E(e^{jw}) = \left|W(e^{jw})\left[D(e^{jw}) - H(e^{jw})\right]\right| \quad (32)$$

denklemiyle bulunur. $W(e^{jw})$ ağırlık fonksiyonu olarak tanımlanmaktadır. Doğrusal fazlı FIR süzgeç tasarımında frekans örnek seçimindeki farklı iki durum ve süzgeç uzunluğu *N*'in tek veya çift olmasına göre dört tip süzgeç fonksiyonu vardır. Bunlar *N* tek ve çift simetri için, *N* tek ve tek simetri için, *N* çift ve çift simetri için, *N* çift ve tek simetri için olarak tanımlanabilir[57].

Tablo 1.1. FIR süzgeçlerin derecelerine göre sınıflandırılması

Lineer fazlı süzgeç tipi	Süzgeç derecesi	Katsayıların simetrikliği	$w=0$ için $H(w)$	$w=1$ için $H(w)$
Tip 1	Çift	Çift $b_k = b(n+2-k)$ $k = 1,...n+1$	Sınırsız	Sınırsız
Tip 2	Tek		Sınırsız	$H(1)=0$
Tip 3	Çift	Tek $b_k = -b(n+2-k)$ $k = 1,...n+1$	$H(0)=0$	$H(1)=0$
Tip 4	Tek		$H(0)=0$	Sınırsız

Tip 1:Tek sayı uzunluğunda simetrik dürtü yanıtlı FIR süzgeç: Bu durumda süzgecin dürtü yanıtı $h[n] = h[M-n]$, $0 \le n \le M$ şeklinde simetrik olmakta ve süzgecin uzunluğu tek sayı olmaktadır. Süzgeç derecesi M ise çift sayı olmaktadır. Bu, FIR süzgeç türü tüm süzgeç çeşitlerinde kullanılabildiği için en yaygın kullanılan doğrusal fazlı FIR süzgeç türüdür.

Tip 2: Çift sayı uzunluğunda simetrik dürtü yanıtlı FIR süzgeç: Süzgecin bu durumdaki dürtü yanıtı $h[n] = h[M-n]$, $0 \le n \le M$ şeklinde simetrik olmakta ve süzgecin derecesi M ise tek sayı olmaktadır. Bu türdeki süzgeçlerin $\Omega = \pi$ frekansındaki frekans yanıtı her zaman sıfır olduğundan bu tip süzgeçler yüksek geçiren ve bant söndüren süzgeç uygulamaları için kullanılmamaktadır.

Tip 3: Tek sayı uzunluğunda ters simetrik dürtü yanıtlı FIR süzgeç: Bu durumda süzgecin dürtü yanıtı $h[n] = -h[M-n]$, $0 \le n \le M$ şeklinde ters simetrik olmakta ve süzgecin derecesi çift sayı olmaktadır. Bu türdeki süzgeçlerin $\Omega = \pi$ ve $\Omega = 0$ frekanslarındaki frekans yanıtları her zaman sıfır olduğundan bu tip süzgeçler alçak

geçiren, yüksek geçiren ve bant söndüren süzgeç uygulamaları için kullanılmamaktadır. Bu tür süzgeçler daha çok sağladıkları doksan derece faz farkı nedeniyle türev alıcı ve Hilbert dönüştürücü sistemlerde kullanılmaktadır.

Tip 4: Çift sayı uzunluğunda ters simetrik dürtü yanıtlı FIR süzgeç: Bu durumda süzgecin dürtü yanıtı $h[n] = -h[M-n],\ 0 \le n \le M$ şeklinde ters simetrik olmakta ve süzgecin derecesi tek sayı olmaktadır. Bu türdeki süzgeçlerin $\Omega = 0$ frekansındaki frekans yanıtı her zaman sıfır olduğundan tür 4 doğrusal fazlı FIR süzgeçler alçak geçiren ve bant söndüren süzgeç uygulamaları için kullanılmamaktadır. Bu tür süzgeçler daha çok sağladıkları doksan derece faz farkı nedeniyle türev alıcı ve Hilbert dönüştürücü sistemlerde kullanılmaktadır.

Minimizasyon probleminin çözümünde Chebyshev yaklaşıklığının bir özelliği çok faydalıdır. Parks ve McClellan tarafından yeniden düzenlenen bu özellik alternasyon teoremi olarak adlandırılır. Bu teoremi açıklamak için alçak geçiren süzgeç tasarımını düşünelim. Geçirme bandı $0 \le \Omega \le \Omega_p$ ve durdurma bandı $\Omega_s \le \Omega \le \pi$ aralıklarında oluşmaktadır. Yaklaşık süzgeç transfer fonksiyonu $H(e^{jw})$ şöyledir:

$$H(e^{j\Omega}) = P(e^{j\Omega})Q(e^{j\Omega}) \tag{33}$$

Bu denklemde $P(e^{j\Omega})$ uygun ağırlık fonksiyonu ve $Q(e^{j\Omega})$ kosinüs fonksiyonlarının doğrusal kombinasyonudur. Hata fonksiyonu $E(e^{j\Omega})$ en az M+2 alternasyon göstermelidir.

$$E(e^{j\Omega_i}) = -E(e^{j\Omega_{i+1}}) \qquad i = 0,1,2,...M \tag{34}$$

Ω_i frekansları hata fonksiyonu $E(e^{j\Omega})$'nın tepelerine karşı gelmektedir. Bu frekanslarda $H(e^{j\Omega})$ hata toleransı içinde kalarak alternasyon teoremini sağlar. Alternasyon teoreminde belirtilen eşit dalgalı hata davranışı gösteren çeşitli yöntemler literatürde kullanılmıştır. Bu yöntemlerden en başarılısı etkili bilgisayar yazılımına da sahip olan Remez değişim algoritmasıdır. Remez değişim algoritması ve Parks - McClellan algoritmasının detayları 3. Bölümde açıklanmıştır.

1.4. IIR Süzgeç Yapısı

Sonsuz dürtü yanıtlı süzgeçler ile sonlu darbe cevaplı süzgeçler arasındaki en temel fark geri besleme katıdır. IIR süzgeçler geri beslemeli oldukları için darbe cevapları sonsuz uzunluktadır. Geri beslemeli yapının getirdiği önemli bir problem ise kararsızlıktır. Bir IIR süzgeç için tanımlanan fark denklemi eşitlik 33 ile verilmiştir.

$$y(n) = a_0 x(n) + ... + a_m x(n-m) - b_1 y(n-1) - ...b_n y(n-N) \tag{35}$$

Burada a ve b süzgeç katsayılarını temsil etmektedir. x(n) ve y(n) giriş çıkış işaretlerini N>=M ise süzgecin derecesini tanımlamaktadır. IIR süzgeç transfer fonksiyonu:

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} \tag{36}$$

Transfer fonksiyonunda pay polinomunun kökleri süzgecin sıfırları payda polinomunun kökleri ise süzgecin kutupları olarak adlandırılır. Bir IIR süzgecin kararlı olabilmesi için tüm kutuplarının karmaşık düzlemde birim daire içerisinde olması gerekir.

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{\sum_{q=0}^{M} b_q z^{-q}}{\sum_{p=0}^{N} a_p z^{p}} \tag{37}$$

Direkt Formlu IIR Süzgeçler; yukarıdaki denkleminin bulunduğu yerde a_0=1 alınmasıyla elde edilir.

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + ... + b_M z^{-M}}{1 + a_1 z^{-1} + ... + a_N z^{-N}} \tag{38}$$

IIR süzgeç tasarım yöntemleri; değişmez dürtü yanıtı yöntemi, değiştirilmiş değişmez dürtü yanıtı yöntemi, uygunlaştırılmış z dönüşümü yöntemi ve bilineer dönüşüm olarak sayılabilmektedir.

1.4.1. Değişmez Dürtü Yanıtı Yöntemi

Sürekli zaman bir IIR süzgecin ayrık zamanlı eşdeğerinin elde edilmesi ile ayrık zamanlı süzgeç elde edilir. sürekli zamanlı süzgecin dürtü yanıtı ile ayrık zamanlı süzgecin dürtü yanıtı arasındaki dürtü değişmezliği prensibine dayanan bir yöntemdir.

İstenen özelliklere göre bir sürekli zaman IIR süzgeci tasarlanarak sürekli zaman süzgecin s düzlemindeki kutupları bulunabilmektedir. Dürtü değişmezliği doğrultusunda sürekli zaman süzgecin kutup konumları ve kısmi kesirlerin katsayıları kullanılarak ayrık zamanlı süzgecin transfer fonksiyonu elde edilmektedir.

1.4.2. Değiştirilmiş Değişmez Dürtü Yanıtı Yöntemi

Örtüşme hataları nedeni ile değişmez dürtü yanıtı metodu sadece kutupları olan süzgeçlere uygulanabilmektedir. Ancak bu yöntemin değiştirilmiş bir versiyonu sınırlı sayıda iletim sıfırları olan süzgeçlere de uygulanabilmektedir.

1.4.3. Uygunlaştırılmış z Dönüşümü Yöntemi

IIR süzgeç tasarımında diğer bir yaklaşıklık yöntemi uygunlaştırılmış z dönüşüm metodudur. Bu metoda göre analog transfer fonksiyonuna karşılık düşen ayrık zamanlı transfer fonksiyonu oluşturulur. Bu yöntem önceki bölümde açıklanan değiştirilmiş değişmez dürtü yanıtı yöntemi ile oldukça ilgilidir.

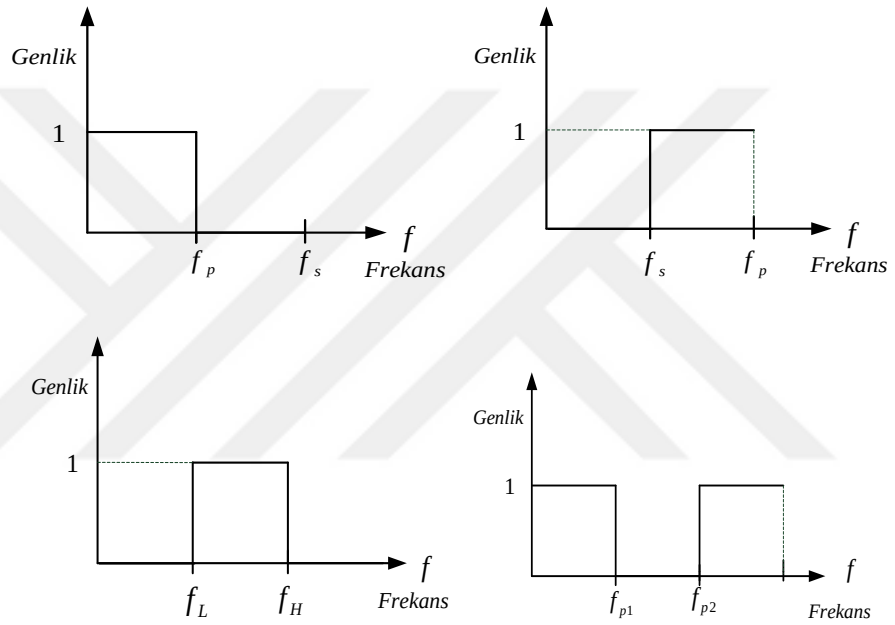
1.4.4. Bilineer Dönüşüm Yöntemi

Bilineer dönüşüm, s düzlemindeki jw ekseninin tamamı z düzleminde birim çemberin bir dolanımına karşılık gelecek şekilde, s parametresi ile z parametresi arasında bir eşleme yapmaktır. Bunun sonucunda frekans uzayında örtüşme olmadan sürekli zaman bir sistemden ayrık zamanlı bir sistemin elde edilmesi sağlanmaktadır.

Süzgeçler süzgeçleme aralığına göre, geçirme bandındaki frekans cevabına göre ve devre elemanlarına göre sınıflandırılabilir. Devre elemanlarına göre aktif ve pasif süzgeçler olarak iki kısımda incelenmektedir. Pasif süzgeçler, devrelerinde sadece pasif elemanlar (direnç, kondansatör, bobin) bulundurmaktadırlar. Bu pasif elemanlar sadece belli frekans değerlerini geçiren diğerlerini sönümlendirecek şekilde bağlanırlar. Aktif süzgeçler yapılarında transistör, op-amp gibi aktif elemanların yanı sıra direnç, kondansatör, bobin gibi pasif elemanlar da bulundurmaktadır. Aktif süzgeçler modern haberleşme sistemlerinde geniş bir şekilde kullanılmaktadır.

Süzgeçler geçirme bandındaki frekans cevaplarına göre Butterworth ve Chebyshev olmak üzere iki kısımda incelenmektedir. Butterworth süzgeçlerin geçirme ve durdurma bandında dalgalanmalar yoktur. Ancak Chebyshev süzgeçler geçirme ve durdurma

bandında dalgalanmalar gösterir. Sayısal süzgeçleri geçirdikleri frekans bandına göre dört gruba ayırmak mümkündür. AGF (Alçak Geçiren Süzgeç), YGF (Yüksek Geçiren Süzgeç), BGF (Bant Geçiren Süzgeç), BDF (Bant Durduran Süzgeç) olarak sınıflandırılabilirler.



Şekil 1.12. Geçirme bandlarına göre alçak, yüksek, band geçiren ve band durduran süzgeçlere ait genlik yanıtları

Literatürde hem sayısal süzgeç tasarımı hem de farklı uygulamalar için farklı pencere fonksiyonu önermeleri yapılmıştır. Geliştirilen pencere fonksiyonları sahip oldukları parametrelere göre sabit ve ayarlanabilir pencereler şeklinde iki gruba ayrılmaktadırlar. Sabit pencere fonksiyonları sahip oldukları tek bir parametre (pencere uzunluğu) ile yalnızca pencere fonksiyonunun analob genişliğini ayarlayabilmektedir. Ayarlanabilir pencereler ise sahip oldukları iki veya daha fazla parametre ile sabit pencerelerde olduğu gibi pencere uzunluğu ile analob genişliğini ayarlayabilmekte, diğer parametreler yardımıyla da diğer pencere spektral parametrelerini ayarlayabilmektedirler. Optimal tasarımlar; ideal süzgeç ile tasarlanan süzgecin arasındaki bazı büyüklüklerdeki sapmaları minimize ederek elde edilir. En yaygın optimal FIR süzgeç tasarımı algoritmaları geçiş genişliği ve süzgeç derecesini

ayarlamaya dayanır. Tasarım problemi temel olarak; ideal süzgeç ile gerçek süzgeç arasındaki maksimum hatayı minimize etmeye dayanır.
Doğrusal faz equiripple süzgeçler; aynı derecedeki doğrusal fazlı süzgeçlerle karşılaştırıldığında ideal süzgeçden çok küçük maksimum sapmaya sahip olduğu için tercih edilmektedir.

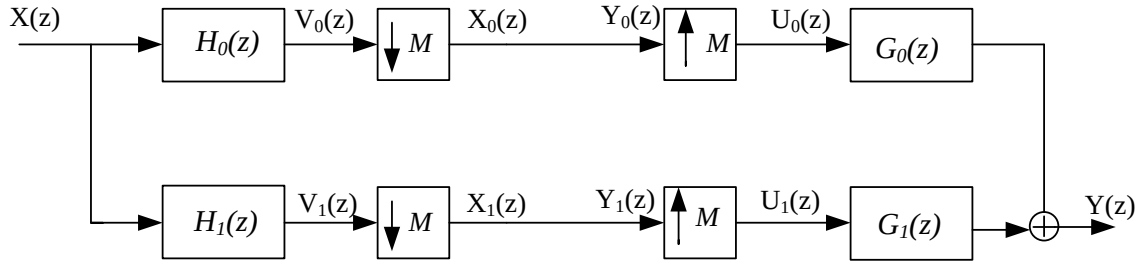
Geçirme/durdurma bandındaki ideal ve gerçek süzgeçler arasındaki hatanın enerjisini minimize etmek istersek equiripple tasarımı uygun olmayabilir. Sonuç olarak işaretin enerjisini gerçek frekans bandı kadar azaltmak istiyorsak least square tasarımı tercih edilir.

2. BÖLÜM

SÜZGEÇ BANKASI TASARIMI

2.1. Giriş

Şekil 1'deki blok yapı iki kanallı sayısal bir süzgeç bankasını göstermektedir. Şekilde görüldüğü gibi iki kanallı süzgeç bankasında $X(z)$ giriş işareti, eşit bant genişliğinde iki alt banda ayrılır. Bantlardan biri yüksek frekansları diğeri alçak frekansları geçirme özelliğine sahiptir. $H_0(z)$ alçak geçiren analiz süzgeç, $H_1(z)$ yüksek geçiren analiz süzgeç olmak üzere Şekil 2.1'de gösterilmiştir. M analiz bankasında alt örnekleme operatörlerini sentez bankasında üst örnekleme operatörlerini temsil etmektedir. Sentez bankasında $G_0(z)$ alçak geçiren sentez süzgecini $G_1(z)$ ise yüksek geçiren sentez süzgecini tanımlamaktadır. QMF bankaları çoklu hızlı sayısal süzgeç bankalarıdır.



Şekil 2.1. Süzgeç Bankası Blok Yapısı

İşaret işlemede sürekli zamanlı bir işareti ayrık zamanlı olarak elde etmek için örnekleme işlemi yapılır. Örnekleme frekansı analog işaretin maksimum frekansının iki katından büyük olduğunda, örneklenmiş işaretin frekansında bir çakışma olmaksızın analog işaretin frekans bileşenleri örnekleme frekansının tamsayı katlarında tekrar etmektedir.

Örnekleme frekansı analog işaretin maksimum frekansının iki katından daha yüksek olduğu durumda tekrarlanan frekans bantları arasında boşluklar oluşmaktadır. Örnekleme frekansı analog işaretin maksimum frekansının tam iki katına eşit olduğunda örneklenmiş işaretin frekans spektrumunda tekrar eden frekans bileşenleri uç uca gelmektedir. Bu durumda çakışma görülmez. Örnekleme frekansı analog işaretin maksimum frekansının iki katından küçük olduğu durumda ise, analog işaret örnekleme frekanslarında tekrarlandığında örneklenmiş işaretin frekans spektrumunda çakışma meydana gelir. Yetersiz örnekleme nedeniyle örneklenmiş işaretin spektrumunda frekans bileşenlerinin çakışması, frekansta örtüşme (aliasing) olarak tanımlanmaktadır[21]. Örtüşmenin olmadığı bozulma fonksiyonun da saf bir gecikmeye sahip olduğu sistemler Perfect Reconstruction olarak adlandırılmaktadır.

Analiz bankası tasarımında alçak ve yüksek geçiren süzgeçlerden geçirilen işaretlere alt örnekleme işlemi uygulanır. Şekil 2.2'de alt örnekleme işleminin blok yapısı verilmektedir.

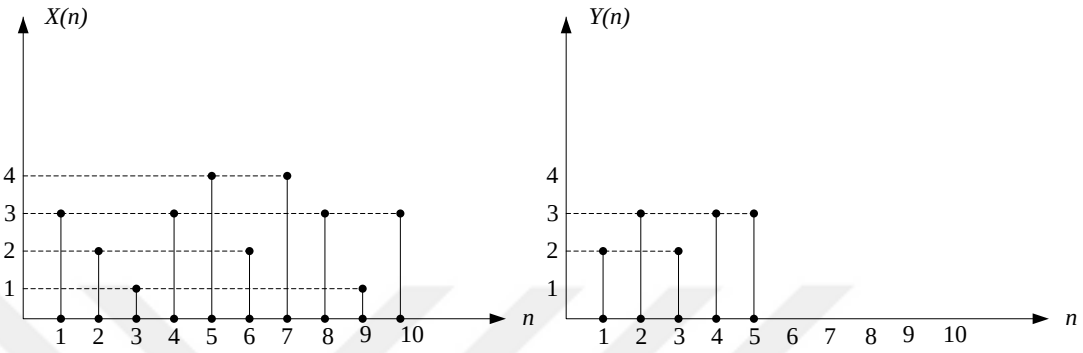


Şekil 2.2. Alt örnekleme operatörü

Eşitlik 39'da verildiği gibi alt örnekleme işleminde; *n* zamanındaki çıkış işareti, *Mn* zamanındaki giriş işaretine karşılık gelmektedir. Bunun bir sonucu olarak *M*'in katlarına eşit olan örnekleri korunur.

$$Y(n) = X(Mn) \tag{39}$$

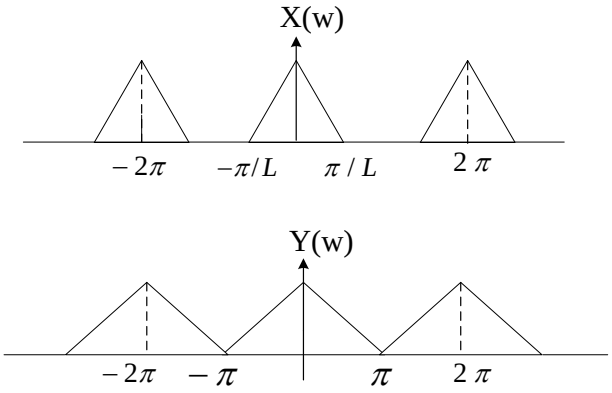
Eşitlik 37 ile verildiği gibi alt örnekleme işlemi zamanla değişen doğrusal bir işlemdir. Alt örnekleme işlemi sistemde, yayılma (zamanda genişleme) ve örtüşme bozulmasına yol açmaktadır.



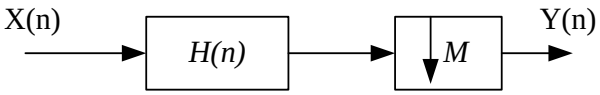
a)Alt Örnekleyici girişi b)Alt Örnekleyici çıkışı

Şekil 2.3. M=2 için Alt Örnekleme İşleminin Bir Örneği

Alt örneklenmiş işaret, giriş işaretinin zamanda sıkıştırılmış şeklidir. Zamanda sıkıştırma frekansta genişlemeye yol açar.

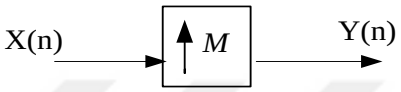


Şekil 2.4. Alt Örnekleme için Frekans Spektrumu Gösterimi



Şekil 2.5. Örnek Seyreltme Diyagramı

Üst örnekleme (ara değerleme) işlemi uygulanan giriş işaretinin örnek sayısının artırılması ve $Y(n) = X(\frac{n}{M})$ ifadesi *M*'nin tamsayı katı olduğunda sağlanırken; *M*'nin tamsayı katı değilse çıkış sıfır olacak şekilde çıkış değerleri elde edilir.



Şekil 2.6. Üst örnekleme operatörü

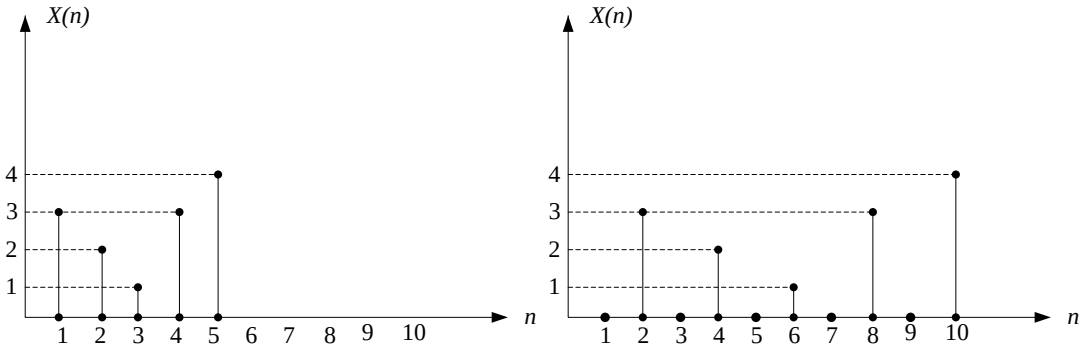
Burada çıkış işareti; giriş işaretinde *M*'nin tamsayı katı olmayan değerler için *M-1* adet sıfır eklenerek elde edilir. Üst örnekleme işlemi sonucunda elde edilen çıkış işaretinin z düzlemindeki gösterimi;

$$Y(z) = X(z^M) \tag{40}$$

Denklem 40'ta verilen şekildedir. Frekans düzleminde bu işlemin karşılığı Denklem 41'deki şekilde elde edilir.

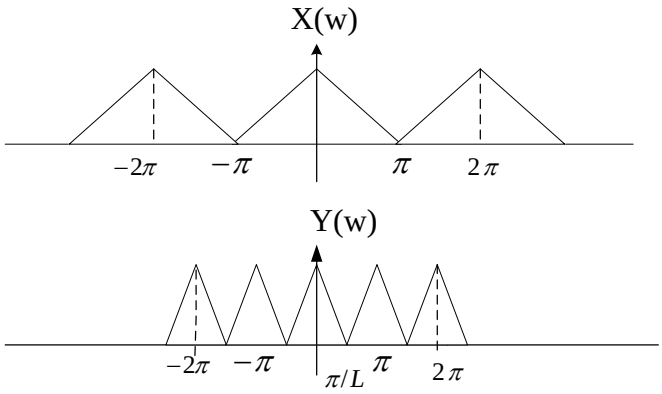
$$Y(e^{jw}) = X(e^{jwM}) \tag{41}$$

Orijinal işaretin frekans spektrumu *X*(w) olmak üzere çıkış işaretinin spektrumu *Y*(w) olarak gösterilir.

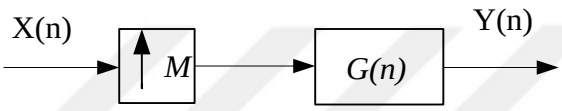


a)Üst Örnekleyici girişi b) Üst Örnekleyici çıkışı

Şekil 2.7. M=2 için Üst Örnekleme İşlemi



Şekil 2.8. Üst Örnekleme için Frekans Spektrumu Gösterimi



Şekil 2.9. Ara Değerleme Diyagramı

Eşitlik 41 ile verildiği gibi üst örnekleme işlemi zamanla değişen doğrusal bir işlemdir. Üst örnekleme işlemi frekans düzleminde, sıkışmaya yol açmaktadır. Ancak QMF bankası lineer zamanla değişmez bir sistemdir.

$$y(n) = cx(n - n_0) \tag{42}$$

Denklem 42'de zaman düzlemindeki çıkış işaretinin girişe bağlı formülü verilmiştir.

$$Y(z) = T(z)X(z) + A(z)X(z) \tag{43}$$

Denklem 43'te yine çıkış işareti, bozulma ve örtüşme fonksiyonlarının etkisiyle verilmektedir. Genellikle $T(z)$ sadece bir gecikme fonksiyonu olmaz. Bozulmaları da ihtiva edebilir. Bu nedenle $T(z)$ fonksiyonuna bozulma ya da tüm transfer fonksiyonu olarak adlandırılmaktadır [55]. $T(z)$ tüm geçiren bir bozulma transfer fonksiyonu olmak üzere $A(z)$ örtüşme transfer fonksiyonunu temsil etmektedir.

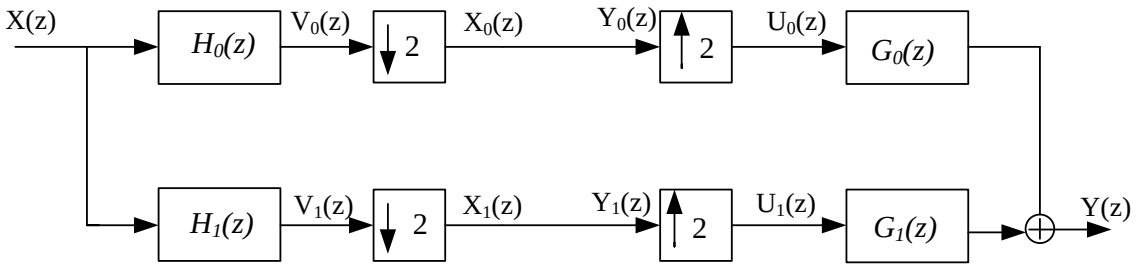
Alt ve üst örnekleme operatörlerinin Şekil 1.12'deki gibi kaskat bağlanması örtüşme (aliasing) ve görüntüleme (imaging) bozulmalarına neden olmaktadır. Sentez bankasında kullanılan alçak ve yüksek geçiren süzgeçlerin amacı görüntüleme bozulmasını elimine etmektir. $G_0(z)$ alçak geçiren bir süzgeç olduğundan alçak geçiren $X_0(z)$ işaretinin üst örneklenmesi sonucu meydana gelen yüksek geçiren imaging işareti bastırır. Aynı şekilde, $G_1(z)$ yüksek geçiren bir süzgeç olduğundan yüksek

geçiren $X_1(z)$ işaretinin üst örneklenmesi sonucu meydana gelen alçak geçiren imaging işareti bastırır. Böylece çıkış işareti giriş işaretinin yaklaşık karşılığı olmaktadır.

Alt ve üst örnekleme işlemi lineer zamanla değişen işlemlerdir, genel bir QMF bankası da lineer zamanla değişen bir sitemdir. Analiz ve sentez süzgeçler örtüşme etkisini yok edecek şekilde seçildiğinde QMF bankası lineer zamnla değişmeyen bir siteme dönüşür.

Bir sistemin genlik yanıtında karşılıklı köklerin etkisi aynıdır. Bu nedenle karşılıklı köklerden biri sistemin kutbu diğeri ise sistemin sıfırı ise bu kökler genlik yanıtında birbirlerinin etkisini dengelemektedir. Bu dengelemeden dolayı sabit bir genlik yanıtı oluşmakta ve neticede sistem tüm frekans bileşenlerine aynı ölçeklemeyi yaptığından bir anlamda tüm frekans bileşenlerini geçirmektedir. Genlik yanıtı sabit olduğu için tüm frekans bileşenlerini geçiren sistemler tüm geçiren süzgeç (all pass filter) olarak adlandırılmaktadır.

Şekil 2.10'da iki kanallı süzgeç bankalarının özel bir durumu olarak bilinen PR QMF (Perfect Recconstruction Quadrature Mirror Filter) bankasının blok yapısı verilmiştir.



Şekil 2.10. QMF Bankası Blok Yapısı

QMF bankası analiz ve sentez olmak üzere iki ana kısımdan meydana gelir. Bir QMF bankasında; PR durumunda ikisi alçak geçiren ikisi yüksek geçiren olmak üzere dört adet süzgece ihtiyaç duyulmaktadır. Bu işlemin ardından alçak ve yüksek geçiren süzgeçler kullanılarak ayrıştırılmış olan iki işarete alt örnekleme işlemi uygulanarak örnek sayısı azaltılır. Sentez işleminde analiz işleminin tam tersi işlemler uygulanır. Öncelikle üst örnekleme yapılarak analiz işleminde orijinal işarete oranla azaltılmış olan örnek sayısı artırılarak ilk işaretin örnek sayısı elde edilmeye çalışılır. Üst örnekleme

işleminin ardından yine eşit band genişliğinde alçak ve yüksek geçiren iki süzgeçten geçirilen işaretler toplanarak çıkış işareti elde edilmektedir.

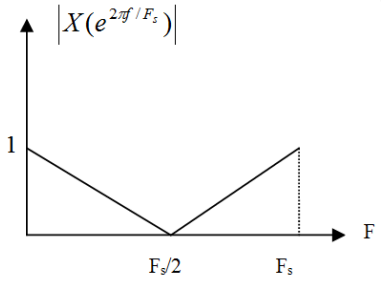
Analiz bankası giriş işaretini alçak ve yüksek geçiren süzgeçlerden geçirerek Şekil 2.10'da gösterildiği gibi V_0 ve V_1 ile tanımlanan iki işarete ayırır. Bu işlemin z dönüşümü Eşitlik 44 ile verilmiştir.

$$V_k(z) = H_k(z)X(z) \qquad k=0,1 \tag{44}$$

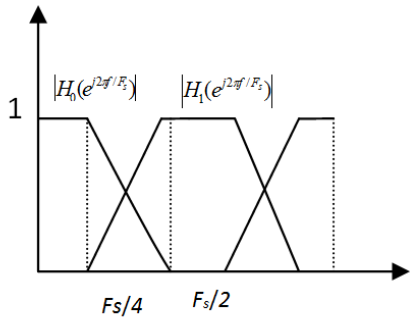
Süzgeçleme işleminden sonra her iki kanaldaki işaretler iki ile alt örneklenir. Sonuçta X_0 ve X_1 işaretleri elde edilmiş olur. Giriş işaretinin örnekleme oranı F_s ise X_0 ve X_1 işaretleri için örnekleme oranı $F_s/2$ olur. Bu bileşenlerin z dönüşümü Denklem 45'te verilmiştir.

$$X_k(z) = \frac{1}{2}[H_k(z^{1/2})X(z^{1/2}) + H_k(-z^{1/2})X(-z^{1/2})] \qquad k=0,1 \tag{45}$$

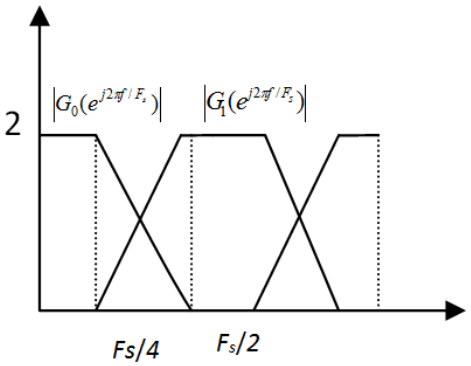
$H_0(z)$ ve $H_1(z)$ aynı geçiş bandı bölgesindedir.



Şekil 2.11. Giriş işaretinin fourier dönüşümünün genliği



Şekil 2.12. Analiz süzgeçlerinin genlik yanıtı



Şekil 2.13. Sentez süzgeçlerinin genlik yanıtı

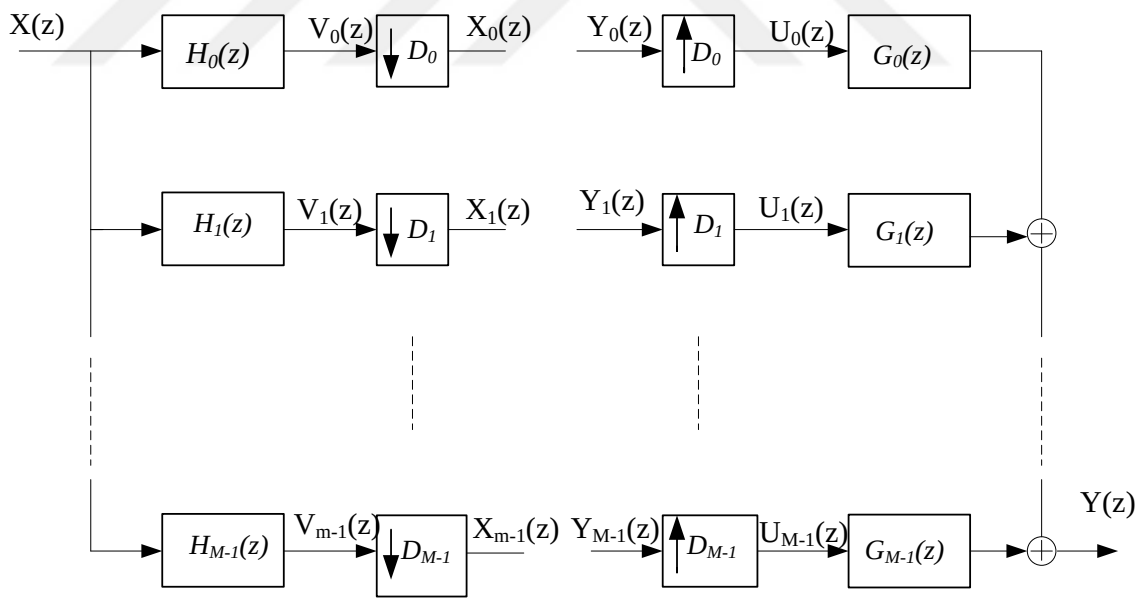
Sentez bankası orijinal işaretin gecikmiş bir versiyonunu Y_0 ve Y_1 işaret bileşenlerini kullanarak üç adımda yaklaşık olarak yeniden elde etmektedir. İlk adımda bu işaretler iki ile üst örneklenir ve U_0 ve U_1 işaretleri elde edilir. X_0 ve X_1 işaretleri Y_0 ve Y_1 işaretlerine eşit kabul edilerek z dönüşümü bulunur.

$$U_k(z) = X_k(z^2) = \frac{1}{2}[V_k(z) + V_k(-z)] \qquad k=0,1 \tag{46}$$

Bu aşamada örnekleme oranı $F_s/2$'den F_s 'ye çıkmıştır. İkinci adımda U_0 ve U_1 işaretleri alçak ve yüksek geçiren süzgeçlerden geçirilir. Üçüncü adımda ise süzgeçlenmiş işaretler toplanıp çıkış işareti elde edilir. Çıkışın *z* dönüşümü Eşitlik 47 ile verilmiştir.

$$Y_k(z) = \frac{1}{2}[G_k(z)V_k(z) + G_k(z)V_k(-z)] \qquad k=0,1 \tag{47}$$

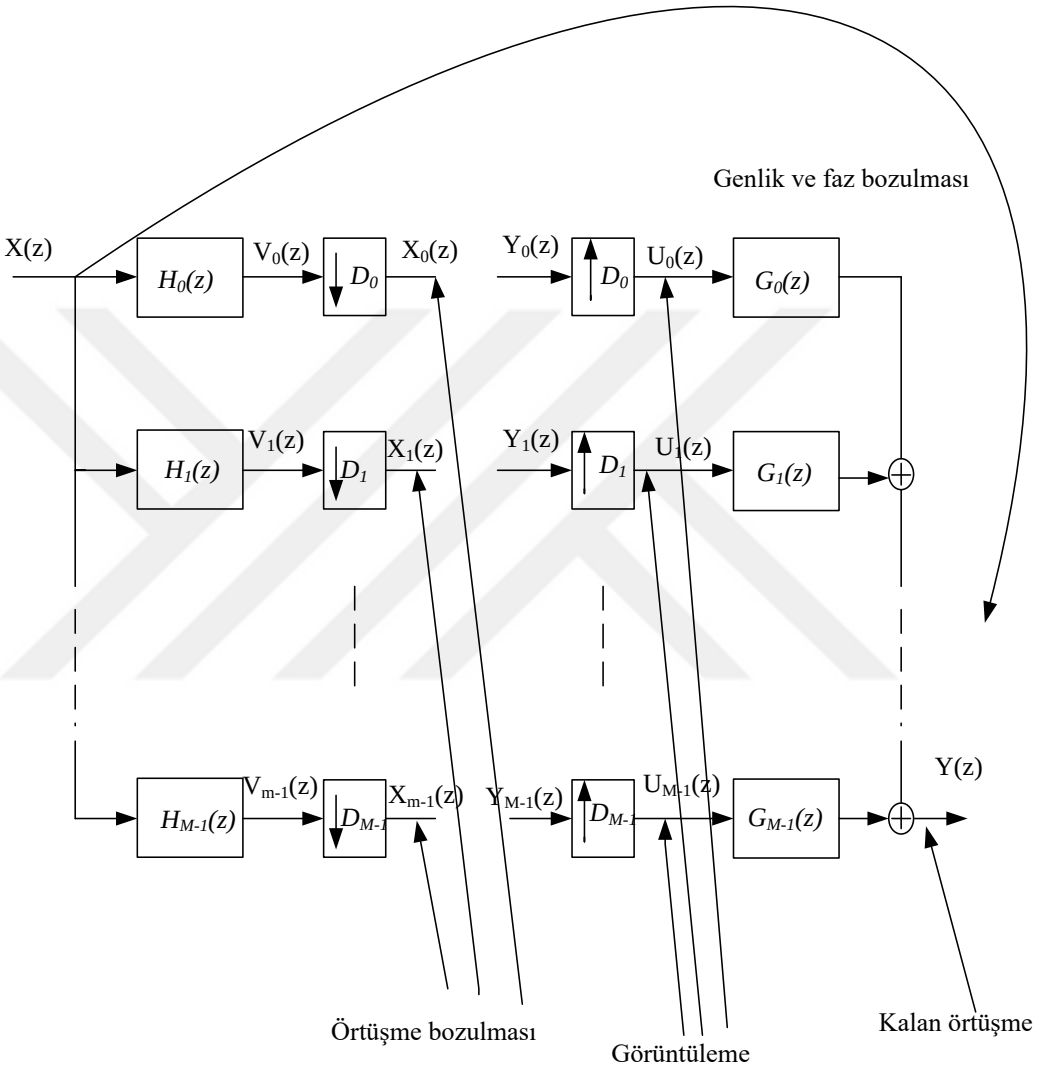
Sentez süzgeçlerinin iki işlevi vardır. Birincisi çıkış işaretinin $X_0(-z)$ ve $X_1(-z)$ terimlerini içermemesi istenir. İkincisi çıkış işaretinin giriş işaretinin gecikmiş bir versiyonu olması istenir. Bu iki işlev yukarıdaki denklemde bazı eşitlikler ile sağlanır. İki kanallı yapıya ek olarak *M* kanallı yapıdaki süzgeç bankaları da çok boyutlu işaret işleme uygulamalarında kullanılmaktadır. *M* kanallı süzgeç bankası yapısı Şekil 2.14'te gösterilmiştir. $X(n)$ giriş işareti olmak üzere çıkışta elde edilen $Y(n)$ işareti; giriş işaretinin zamanda bir miktar ötelenmiş, tasarlanan alçak ve yüksek geçiren süzgeçlere bağlı olarak genliğinde ilk giriş işaretine oranla değişime uğramış halidir. İki kanallı süzgeç bankalarında geçiş band genişliği M kanallı yapıya göre daha fazladır. İki kanallı süzgeç bankalarında süzgeç uzunluğu M kanallı yapıya göre daha kısadır. Dolayısıyla QMF bankasındaki süzgeçlerin katsayıları M kanallı süzgeç bankasından daha azdır. M kanallı QMF bankasının aksine iki kanallı QMF bankaları tam PR durumunu sağlayamazlar ancak iki kanallı lineer fazlı FIR QMF bankaları görüntü ve video işleme gibi uygulamalarda çoğunlukla kullanılırlar.



Şekil 2.14. M Kanallı Süzgeç Bankasının Blok Diyagramı

Şekil 2.15'te sisteme ait bozulmaları ve meydana geldikleri aşamayı gösteren bir blok yer almaktadır. Bir süzgeç bankasında tasarım sırasında meydana gelebilecek üç farklı bozulmadan bahsedebiliriz. Genlik, faz ve örtüşme bozulması şeklinde sayılabilen bu bozulmalar bazen minimuma indirilebilir bazen de tamamen yok edilebilir. Örtüşme bozulması uygun sentez süzgeçler seçilerek yok edilebilir. Faz bozulması lineer fazlı

FIR süzgeçler kullanılarak elimine edilirken genlik bozulması bilgisayar destekli teknikler kullanılarak minimize edilebilir.



Şekil 2.15. M Kanallı Süzgeç Bankasındaki Bozulmaları Gösteren Blok Yapısı

Şekil 2.15'te *M* kanallı Süzgeç bankasında meydana gelecek bozulma fonksiyonları verilmiştir. Şekilde $H(z)$ olarak tanımlanan transfer fonksiyonları analiz süzgeç bankasını oluştururken $G(z)$ ile verilen transfer fonksiyonları sentez bankasını oluşturmaktadır.

Yine analiz bankasındaki *D* ile gösterilen bloklar alt örnekleme operatörünü sentez bankasındakiler de üst örnekleme operatörünü temsil etmektedir. Şekilde analiz bankasında alt örnekleme işleminin ardından sistemde örtüşme bozulmasının meydana geldiği aşama gösterilmiştir. Ayrıca girişle çıkış arasında genlik ve faz bozulmasının meydana gelebileceği de şekilde belirtilmiştir.

$$T(z) = \frac{1}{2}[H_0(z)G_0(z) + H_1(z)G_1(z) \tag{48}$$

$$A(z) = \frac{1}{2}[H_0(-z)G_0(z) + H_1(-z)G_1(z)] \tag{49}$$

PR şartlarında örtüşme fonksiyonu tamamen elimine edilmiş $(A(z) = 0)$ ve $G_1(z) = -H_1(-z)$ ve $G_0(z) = H_0(z)$ eşitlikleri elde edilmiş olur. $X(z)$ orijinal giriş işareti olarak; Denklem 48'de bozulma transfer fonksiyonu verilmiştir. 49 numaralı denklemde ise örtüşme transfer fonksiyonu verilmiştir. Örtüşmenin olmadığı yani $A(z) = 0$ kabul edildiği sistemlerde süzgeç bankasının transfer fonksiyonu Denklem 50'deki gibi elde edilir. $A(z) = 0$ kabul edildiği durumda Denklem 50'de elde edilen eşitlikler kullanılarak denklem 51'deki gibi yeniden elde edilir.

$$Y(z) = T(z)X(z) \tag{50}$$

$$Y(z) = \frac{1}{2}[H_0(z)H_1(-z) - H_1(z)H_0(-z)]X(z) \tag{51}$$

2.1.1. Perfect Reconstruction (PR) Süzgeç Bankaları

PR süzgeç bankalarının özelliği, $y(n) = x[n-K]$ denklemiyle belirtilen giriş çıkış ilişkisini sağlayacak nitelikte olmalıdır. *K* gecikme miktarı olmak üzere çıkış işareti giriş işaretinin gecikmiş bir versiyonu olan süzgeç bankaları Perfect Reconstruction Filter Bank (En iyi yeniden yapılandırılmış süzgeç bankası-PR) olarak adlandırılırlar. PR özelliğini sağlayan iki kanallı süzgeç bankası tasarımı yapmak için $H_0(z)$ ve $H_1(z)$ olarak belirtilen FIR süzgeçlere ait transfer fonksiyonları Eşitlik 52 ve Eşitlik 53 ile gösterilmiştir.

$$H_0(z) = \sum_{n=0}^{N_0} h_0(n) z^{-n} \tag{52}$$

$$H_1(z) = \sum_{n=0}^{N_1} h_1(n) z^{-n} \tag{53}$$

K tek sayı olmak üzere süzgeç bankasının çıkışından elde edilen işaret Eşitlik 54 ile gösterildiği gibi zaman düzleminde elde edilirken sisteme ait transfer fonksiyonu ise Eşitlik 55 ile verilmiştir.

$$y(n) = x[n-K] \tag{54}$$

$$T(z) = z^{-K} \tag{55}$$

$$E(z) = H_0(z)H_1(-z) = \sum_{n=0}^{N_0+N_1} e[n] z^{-n} \tag{56}$$

PR durumu sadece *K* tek sayı olduğunda ve $N_0 + N_1$ iki tek sayının toplamı olduğunda sağlanır[8].

PR durumunda genlik ve faz bozulması yoktur. PR durumunda sistemin transfer fonksiyonunda kullanılan analiz süzgeçlerinin transfer fonksiyonları Denklem 57'de verilmiştir.

$$T(z) = E(z) - E(-z) = z^{-K} \tag{57}$$

PR özelliklerini sağlayacak $K = (N_0 + N_1)/2$ ve $K < (N_0 + N_1)/2$ olmak üzere iki alternatif vardır. İlk durumda $E(z)$ simetrik dürtü yanıtlı doğrusal fazlı yarım bantlı FIR süzgeç için dürtü yanıtı değeri tek merkez noktası $n = K$ da ½'ye eşit olup *n*'nin diğer tek değerlerinde sıfıra eşittir. İkinci durumda Impulse yanıtı değerleri $n = K$ dışındaki *n*'in tek değerleri için sıfırdır. $n = K$ noktasında ½ değerini alır. $K = (N_0 + N_1)/2$ durumunda *K* gecikmesi tolere edilebilir. $K < (N_0 + N_1)/2$ durumunda süzgeç bankasından kaynaklanan gecikme azaltılabilir.

2.1.1.1. FIR Süzgeç Bankası Tasarım Problemi

İki kanallı süzgeç bankaları için $H_0(z)$ ve $H_1(z)$ alçak geçiren ve yüksek geçiren süzgeçler olmak üzere w_p^0 ve w_s^0 frekansları $H_0(z)$ süzgecine ait geçirme ve durdurma bandı uç frekans değerleridir. w_p^1 ve w_s^1 frekansları $H_1(z)$ süzgecine ait geçirme ve durdurma bandı uç frekans değerleri olmak üzere tasarım için kullanılan optimizasyon problemi Denklem 58,59,60,61,62 ile verilen eşitlikler ile tanımlamaktadır.

$$\varepsilon = \max\left(\int_{w_s^0}^{\pi} \left|H_0(e^{jw})\right|^2 dw, \int_0^{w_s^1} \left|H_1(e^{jw})\right|^2 dw \right) \tag{58}$$

$$\max\left|\left|H_0(e^{jw})\right| - 1\right| \le \delta_p \text{ ve } \max\left|\left|H_1(e^{jw})\right| - 1\right| \le \delta_p, \tag{59}$$

$$\max\left|H_0(e^{jw})\right| - 1 \le \delta_p \text{ ve } \max\left|H_1(e^{jw})\right| - 1 \le \delta_p, \tag{60}$$

$$\max\left|T(e^{jw}) - e^{jKw}\right| \le \delta_a \tag{61}$$

$$T(e^{jw}) = H_0(e^{jw})H_1(e^{j(w+\pi)}) - H_0(e^{j(w+\pi)})H_1(e^{jw}) \tag{62}$$

Temel amaç $H_0(z)$ ve $H_1(z)$'nin maksimum durdurma bandı enerjisini belirli şartlar altında minimize etmektir. İlk olarak $H_0(z)$ ve $H_1(z)$'nin genlik yanıtları geçirme bandında $1 \pm \delta_p$ ile sınırlıdır. İkinci olarak geçiş bandında izin verilen genlik yanıtının maksimum değeri $1 + \delta_p$ dir. Üçüncü olarak tüm süzgeç bankasının genlik yanıtı δ_a ile tanımlanan değerden küçük ya da eşit olmalıdır. PR süzgeç bankası için δ_a sıfıra eşittir.

2.1.2. Near Perfect Reconstruction (NPR) QMF Süzgeç Bankaları

QMF bankası işaret işleme uygulamasında kullanılan süzgeç bankalarının ilk çeşididir. QMF bankası için $H_1(z) = H_0(-z)$ eşitliği tanımlanmıştır. Bu durum için sistemin transfer fonksiyonu Eşitlik 63'teki gibi verilmektedir:

$$T(z) = [H_0(z)]^2 - [H_0(-z)]^2 \tag{63}$$

Bu transfer fonksiyonu değerinin yaklaşık olarak z^{-K} olması istenir.

Doğrusal fazlı alt süzgeçlerle tasarlanan NPR QMF bankasında $H_0(z)$ 'nin dürtü yanıtı katsayıları çift simetriktir. Bu durumda doğrusal faz özellikleri sağlanır ve faz bozulması elimine edilmiş olur. Doğrusal fazlı alt süzgeçle tasarım sonucunda süzgeç bankasında yalnızca genlik bozulması gözlenir. QMF bankası tasarımı için önerilen ilk sistematik yaklaşım Johnston (1980-2) tarafından önerilmiştir[2]. Bu teknikte süzgeçlerin durdurma bandı enerjilerinin ağırlıklı toplamı ve $[\left|T(e^{jw})-1\right|^2]$ ifadesinin $[0,\pi/2]$ aralığındaki integrali minimize edilir. Sonuç yeniden yapılandırma hatası eş dalgacıklı değildir. Eş dalgacıklı yeniden yapılandırma hatası ile sonuçlanan iteratif bir teknik Chen ve Lee (1992) tarafından önerilmiştir[3].

Doğrusal olmayan fazdaki alt süzgeçlerle tasarlanan düşük gecikmeli NPR QMF Bankası tasarımında, $H_0(z)$ doğrusal olmayan fazdadır. Bu durum için yeniden yapılandırma hatası Eşitlik 64'te gösterilmiştir.

$$\left|T(e^{jw})-e^{-jKw}\right| = \left|\left[H_0(e^{jw})\right]^2 - \left[H_0(e^{j(w+\pi)})\right]^2 - e^{-jKw}\right| \tag{64}$$

Bu hata fonksiyonu küçültülmek istenir. Doğrusal olmayan faz karakteristiğinden dolayı $H_0(z)$ süzgecinin geçirme bandı performansı kontrol edilmelidir. Küçük genlik bozulmasıyla iyi bir durdurma bandı karakteristiği için $H_0(z)$ 'nin genlik yanıtı küçük toleransla bire yaklaşmalıdır. Doğrusal fazlı QMF bankasına benzer şekilde iteratif yöntemler kullanılır.

2.1.3. Genel Near Perfect Reconstruction (NPR) Süzgeç Bankaları

NPR süzgeç bankaları doğrusal fazlı alt süzgeçlerle ve düşük gecikmeli doğrusal olmayan fazlı alt süzgeçlerle tasarlanan süzgeç bankaları olarak iki kısma ayrılabilir. Doğrusal fazlı alt süzgeçlerle tasarlanan süzgeç bankalarında $H_0(z)$ ve $H_1(z)$ PR süzgeç bankalarıyla aynı özelliktedir. Bu durum için $T(z)$ transfer fonksiyonu z^{-K} gecikmesine sahip olmalıdır. Doğrusal faz alt süzgeçlerle tasarlanan QMF bankası için $T(z)$ transfer fonksiyonun dürtü yanıtı katsayıları çift simetriktir. Böylece yeniden elde etme hatası sadece genlik hatası içerir. Düşük gecikmeli doğrusal olmayan fazlı alt süzgeçlerle tasarlanan süzgeç bankaları için $H_0(z)$ ve $H_1(z)$ süzgeçlerinin dürtü

yanıtları simetrik değildir. Yeniden elde etme hatasında bu durum için hem genlik hem faz bozulması görülür.

3. BÖLÜM

SÜZGEÇ BANKASI TASARIMINDA KULLANILAN YÖNTEMLER

3.1. Giriş

Sayısal süzgeç tasarımında kullanılan algoritmalar türeve dayalı ve sezgisel algoritmalar olarak sınıflandırılabilir. Türeve dayalı algoritmalar LMS ve RLS olarak iki grupta incelenebilir. LMS algoritması Weiner süzgeç teorisini ve en küçük kareler (Least Square) yöntemini temel alır. RLS algoritması Kalman süzgeç teorisini temel alan geri beslemeli en küçük kareler (Recursive Least Square-RLS) yöntemi olarak bilinir. Sezgisel algoritmalar populasyon tabanlı, iteratif tabanlı, stokastik ve deterministik algoritmalar olarak sınıflandırılabilir[Nurhan hoca tez]. Sezgisel algoritmalar, yüksek yakınsama hızı, küresel araştırma yeteneği, düşük parametre hassasiyeti ve uygulama kolaylığı açısından birçok araştırma alanında yaygın bir şekilde kullanılmaktadır.

QMF bankasının minimizasyon problemi konveks olmayan optimizasyon problemidir. Konveks olmayan optimizasyon problemleri birçok lokal minimuma sahip olurlar. Genellikle işlem sırasında bu lokal minimumlara takılması olağan bir durumdur. Eğer geleneksel gradient tabanlı yaklaşımları kullanıyorsak global minimumu bulmamız çok zordur. Konveks olmayan optimizasyon problemleri sınırlı sayıda lokal minimum içeriyorsa, global minimumu bulmak mümkündür. Bu şartlarda evrimsel tabanlı algoritmalar gibi gradient tabanlı olmayan yaklaşımlar kullanılarak global minimum bulunabilir.

3.2. Parks-McCllean Optimizasyon Algoritması

Genellikle geçirme ve durdurma bantlarında farklı bozulmalardaki süzgeçler tasarlamak isteriz. Ayrıca bozulma olabildiğince yayılmışsa daha kısa FIR süzgeçler kullanarak bu sorunu çözebiliriz. Parks-McCllean optimizasyon algoritması, geçirme ve durdurma

bantlarında farklı bozulmalardaki eş dalgacıklı FIR süzgeçleri tasarlayan iteratif bir algoritmadır.

Doğrusal fazlı FIR süzgeç tasarımı için Chebyshev hata yaklaşımı yöntemi kullanılarak minimizasyon yapılabilmektedir. Chebyshev hata minimizasyonu yaklaşımı kullanıcıya özgü kısıtlamalar yaptığı için kullanışlı bir yöntemdir.

Chebyshev hata fonksiyonunu minimize edecek doğrusal fazlı FIR süzgeçler Remez algoritmasını ya da doğrusal programlama tekniğini kullanırlar. Bu iki metot da iteratif sayısal ve genel amaçlı algoritmalardır. Remez algoritması doğrusal programlama yaklaşımı kadar genel değildir. Ancak Remez algoritması çok etkili, optimal çözümlere hızlı yaklaşan, sıklıkla kullanılan bir tekniktir. Yaptığımız tez çalışmasında öncelikle kullanılan yöntem iteratif tabanlı algoritmalardan Parks-McCllean optimizasyon algoritmasıdır. Parks-McCllean FIR süzgeç tasarımı ve programlanması için Remez algoritmasını önermiştir. Alçak geçiren bir süzgece ait ağırlıklı hata fonksiyonu Eşitlik 65 ile tanımlanmıştır.

$$E(e^{jw}) = \left|W(e^{jw})\left[D(e^{jw}) - H(e^{jw})\right]\right| \tag{65}$$

Yaklaşık olarak bulunmaya çalışılan süzgeç fonksiyonu $H(e^{jw})$, istenen frekans yanıtı $D(e^{jw})$ ve ağırlık fonksiyonu $W(e^{jw})$ olarak tanımlanmaktadır. FIR süzgece ait genlik yanıtı Eşitlik 66 ile verilmiştir.

$$D(w) = \sum_{n=0}^{M} a(n)\cos(nw) \tag{66}$$

Chebyshev yaklaşıklık problemi için N süzgeç uzunluğu, $H(e^{jw})$ istenen genlik fonksiyonu, $W(e^{jw})$ negatif olmayan ağırlık fonksiyonu olmak üzere Chebyshev hata fonksiyonu Eşitlik 67 ile tanımlanmaktadır.

$$\left\|E(e^{jw})\right\|_{\infty} = \max\left|W(e^{jw})\left[D(e^{jw}) - H(e^{jw})\right]\right| \tag{67}$$

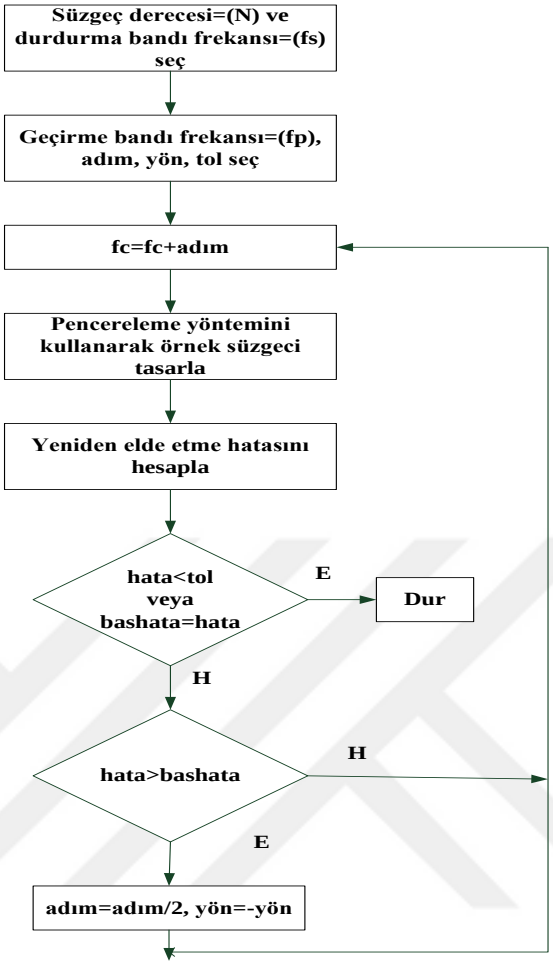
Bu problemin çözümü hatanın maksimum değerini minimize eder. Remez algoritması en iyi Chebyshev sonucunu bulmak için alternasyon teoremini kullanır. Bu teorem en iyi Chebyshev çözümünü vermektedir.

Öncelikle süzgecin derecesi, f_p geçirme ve f_s durdurma bantlarının uç frekans değerleri ile f_c kesim frekansı seçilerek ilk örnek süzgece (prototype süzgeç) ait katsayılar belirlenir. Daha sonra elde edilen ilk örnek süzgecin katsayıları kullanılarak pencere fonksiyonlarından biri uygulanır. Böylece ilk örnek süzgeç dışında yeni bir süzgeç ve o

süzgece ait katsayılar belirlenmiştir. Bu durumda yeniden elde etme hatası olarak tanımlanan hata fonksiyonunun değerlendirilmesi gerekir. Optimizasyon boyunca, Q amaç fonksiyonu adım sayısı arttıkça her yeni süzgeç için yeniden hesaplanarak minimize edilmeye çalışılır. QMF süzgeç bankası tasarımında kullanılan algoritmaya ait akış şeması, Şekil 3.1'de verilmektedir[2].

Şekil 3.1'den görüleceği gibi her iterasyonda *fc* kesim frekansı, amaç fonksiyonunu minimize etmek için adım büyüklüğü ile belirtilen aralıklarla artırılarak yeni süzgeç katsayılarını hesaplamakta ve *Q* yeniden elde etme hatası, başlangıç hatası ile karşılaştırılmaktadır. Eğer elde edilen sonuç başlangıç hatasından büyükse adım büyüklüğü yarıya düşürülmekte ve arama yönü değiştirilmektedir. Böylece her aşamada süzgeç istenilen özellikleri sağlayacak şekilde geliştirilmekte ve sonlandırma şartları sağlanınca işlem sona erdirilmektedir. QMF süzgeç bankasına ait yeniden elde etme hatası, Denklem 68 ile verildiği gibi tanımlanmaktadır.

$$Q = \max\left\{ |H(w)|^2 + \left|H(w-\frac{\pi}{2})\right|^2 - 1 \right\} \qquad 0 < w < \pi/2 \qquad (68)$$



Şekil 3.1. Algoritmaya ait akış diyagramı

Denklem 68 ile verilen *Q*, sisteme ait amaç fonksiyonunu yani optimize edilecek fonksiyonu tanımlamaktadır. Tepe Yeniden Elde Etme Hatası (Peak Reconstruction Error-*PRE*), karşılaştırma kriteri olarak kullanılacak olup, Denklem 69 ile verilmektedir.

$$PRE = \max\left|20\log10\left[\left|H_0{}^2(w) - H_0{}^2(w+\pi)\right|\right]\right| \tag{69}$$

Pencerelerin spektral parametrelerindeki değişime baktığımızda her süzgeç birbirinden farklı spektral özelliklere sahiptir. İstediğimiz özellikleri sağlayacak pencere tasarımı yapmak ve daha iyi pencere spektral karakteristiği sağlamak için birden fazla pencere birbiriyle hibrit bağlanarak birim genlik sağlayacak şekilde yeni bir pencere gerçekleştirilmiş olur. Bu çalışmada hibrit süzgeç bankası tasarımı yapılmış ve uygulama sonuçları değerlendirilmiştir.

4. BÖLÜM

QMF BANKASI TASARIM VE UYGULAMALARI

4.1. Giriş

Bu tez çalışmasında FIR süzgeçler kullanılarak QMF bankası tasarımı gerçekleştirilmiştir. Önceki bölümlerde alt yapısı oluşturulan QMF süzgeç bankasının tasarımı yapılmış ve tasarım sonuçları ayrıntılı bir şekilde incelenmiştir. Tasarımda kullanılan FIR süzgeçlerin elde edilmesinde pencereleme tekniklerinden yararlanılmıştır. Tasarımlarda farklı pencere fonksiyonları kullanılmış ve farklı süzgeç uzunlukları için uygulamalar yapılmıştır. Uygulamalar Matlab ortamında gerçekleştirilmiş ve benzeşim sonuçları tablolara yansıtılmıştır. Uygulamalar Intel Pentium Core 2 Duo T5870 2 GHz işlemciye sahip 2 GB RAM ve Windows 7 özelliklerine sahip bir bilgisayarda Matlab kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Hamming, Hann, Dikdörtgen, Barlet, Blackman, Kaiser ve Chebyshev pencereleri kullanılarak gerçekleştirilen tasarımlarda süzgeçlerin uzunlukları 23, 33, …, 123 olarak seçilmiştir. Farklı süzgeç uzunlukları için QMF tasarımında pencerelerin performansları pre (peak reconstruction error- yeniden elde etme hatası), Q (amaç fonksiyonunun son iterasyondaki değeri), zaman, itarasyon sayısı, Ap (geçirme bandı azalması), As (durdurma bandı zayıflaması) olarak belirtilen parametreler açısından değerlendirilmiştir.

Tasarımlar yapılmadan önce pencerelerin spektral parametreleri incelenmiş elde edilen sonuçlar Tablo 1'de verilmiştir. Optimum bir pencere fonksiyonundan ana lob genişliğinin dar yan lob zayıflamasının küçük olması beklenir. Fakat bu istek bir çelişkidir. Parametrelerden biri iyileştirilirken diğeri daha kötü bir değer alır. Tablodan yan lob zayıflaması bakımından Chebyshev penceresinin daha iyi sonuçlar verdiği

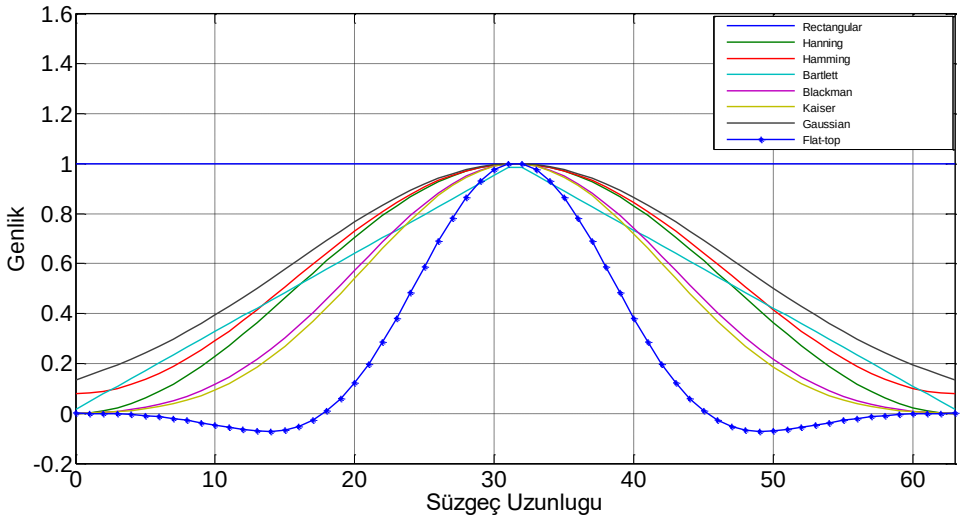
açıkça görülmektedir. Ana lob genişliği değerlendirildiğinde dikdörtgen pencerenin daha uygun sonuç verdiği gözlenmektedir.

Sabit pencerelerde, pencerenin uzunluğu arttıkça, ana lob genişliği azalır, ripple ratio (dalgalanma oranı) sabit kalır. Ayarlanabilir pencerelerde, ayarlanabilir parametrenin değeri arttıkça analob genişliği artar, ripple ratio azalır.

Tablo 4.1. Pencere Fonksiyonlarının Spektral Parametrelerinin Karşılaştırılması

	Azalma Faktörü (%)	Yanlob zayıflaması (dB)	Analob genişliği	As/beta
Dikdörtgen	9.15	-13.3	0.027344	-
Hamming	0.03	-42.4	0.039063	-
Hann	0.05	-31.5	0.046875	-
Barlet	0.28	-26.5	0.039063	-
Blackman	0	-58.2	0.050781	-
Kaiser	0	-44	0.042969	-/6
Chebyshev	0	-80	0.050781	80/-

Tablo 4.1'de yapılan spektral parametrelerinin karşılaştırılması işleminde süzgeçlerin derecesi N=62 ve kesim frekansları 0.35 olarak seçilmiştir.



Şekil 4.1. Zaman düzleminde pencere fonksiyonları

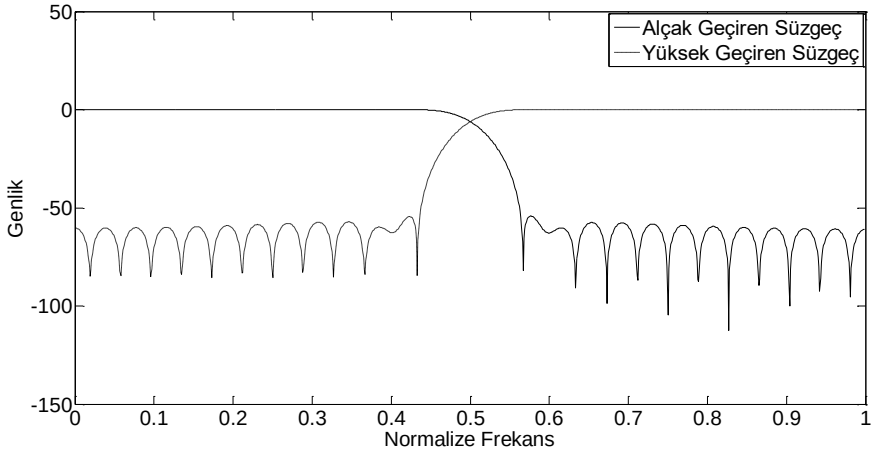
Tablo 4.1'de spektral parametreleri değerlendirilen pencereler kullanılarak tasarlanan süzgeçlere ait genlik yanıtı karakteristiği Şekil 4.1'de gösterilmiştir.

Tüm tasarımlarda durdurma bandı zayıflamasının ilk örnek süzgeç için 50 dB olarak alındığı durum için elde edilen sonuçlar tablolanmıştır. Tablo 4.2'de QMF tasarımında Hamming penceresinin kullanıldığı durum için elde edilen sonuçlar verilmektedir. Hamming penceresi sayısal süzgeç tasarımında yaygın bir şekilde kullanılan bşr penceredir. Hamming penceresi kullanılarak tasarlanan bir süzgeç için minimum durdurma bandı zayıflaması optimum süzgeçlerde 53 dB olarak belirlenmiştir. Hamming penceresinde süzgeç derecesi arttıkça geçiş bandı genişliği daralırken minimum durdurma bandı zayıflaması sabit kalır. Tabloda pre değeri, Q amaç fonksiyonun en iyi değeri, zaman, iterasyon sayısı, geçirme ve durdurma bandı zayıflama değerleri eşit aralıklarla artırılan süzgeç dereceleri için verilmiştir.

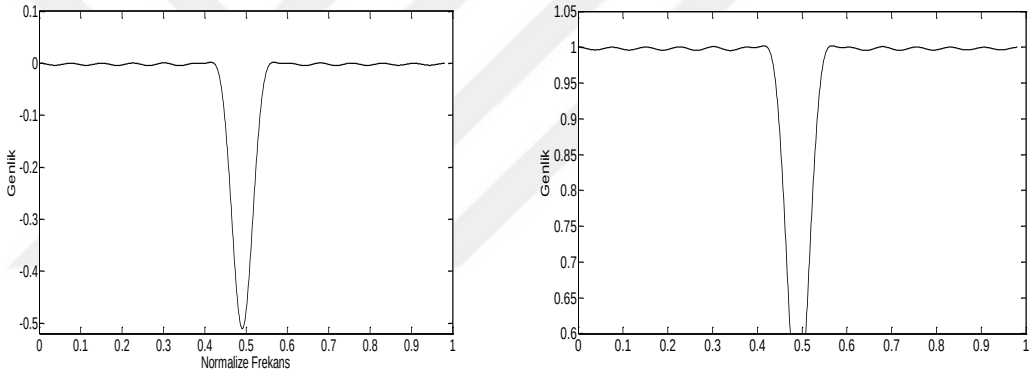
Tablo 4.2. Hamming penceresi ile QMF tasarımında elde edilen sonuçlar

Süzgeç tipi	N	pre	Q	zaman	İterasyon sayısı	Ap	As
Hamming	23	0.0926	0.0107	0.3483	47	0.0466	45.4386
	33	0.0657	0.0076	0.4320	47	0.0297	49.3439
	43	0.0281	0.0032	0.4261	47	0.0141	55.8051
	53	0.0176	0.0020	0.4410	47	0.0044	65.8947
	63	0.0489	0.0057	0.4446	46	0.0245	50.9912
	73	0.0536	0.0062	0.4431	47	0.0227	51.6694
	83	0.0339	0.0039	0.3437	46	0.0170	54.1947
	93	0.0249	0.0029	0.4512	47	0.0086	60.1098
	103	0.0411	0.0047	0.0411	47	0.0206	52.5033
	113	0.0485	0.0056	0.4691	48	0.0206	52.4923
	123	0.0360	0.0042	0.4425	47	0.0180	53.6602

Tablo 4.2'de de en iyi pre ve en iyi Q ile en iyi As değeri süzgeç derecesinin 53 olduğu durumda elde edilmiştir. Bu durum için süzgeç bankasına ait analiz alçak geçiren süzgeçlerin genlik yanıtları Şekil 4.2'de verilmiştir.



Şekil 4.2. Hamming pencereleme yöntemiyle tasarlanan analiz (Alçak ve Yüksek geçiren) süzgeçlere ait genlik yanıtı



Şekil 4.3. Hamming pencereleme yöntemiyle tasarlanan süzgeç bankasına ait tepe yeniden elde etme hatası ve genlik bozulmasının değişimi

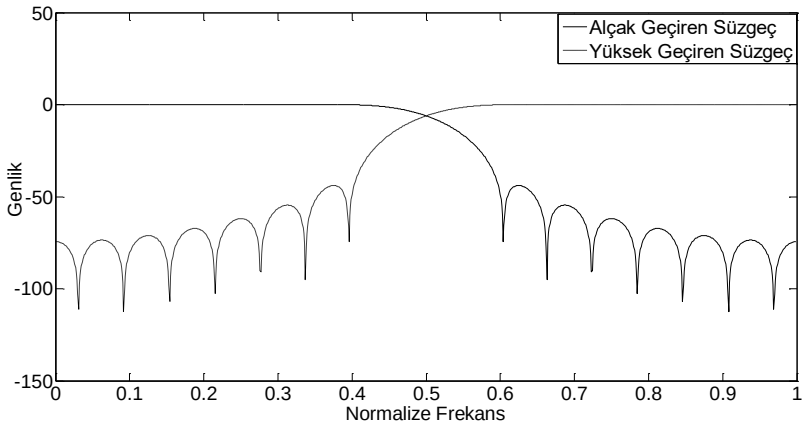
Hamming pencereleme yöntemiyle tasarlanan süzgeç bankasına ait tepe yeniden elde etme hatası ve genlik bozulmasının değişimi Şekil 4.2 ve Şekil 4.3'te verilmiştir.

Tablo 4.3'te QMF bankası tasarımında Hann penceresinin kullanıldığı durum için elde edilen sonuçlar verilmektedir. Hann penceresi için süzgeç derecesinin 33 olduğu durumda yapılan uygulamadan elde edilen sonuçlara göre pre değerinin 0.107, değeri için Q amaç fonksiyonunun en iyi değeri 0.0124 olarak bulunmuştur. Hann penceresi süzgeçlenmiş işaretin frekans yanıtındaki istenmeyen etkileri yok etmede tercih edilen bir penceredir.

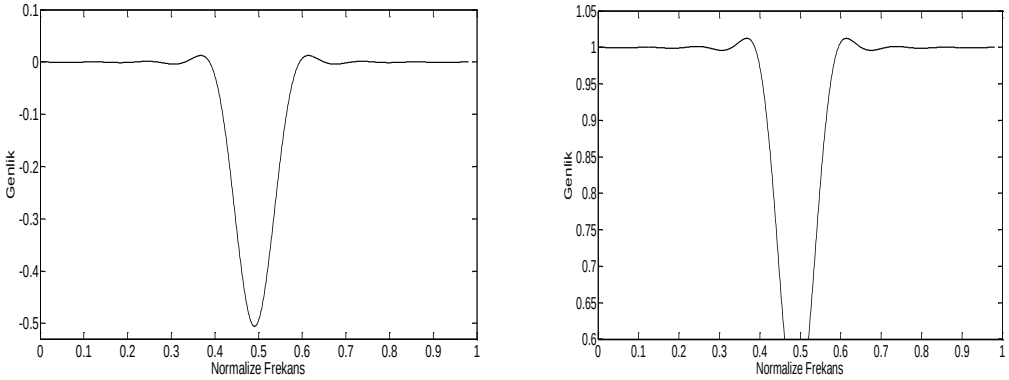
Tablo 4.3. Hann penceresi ile QMF tasarımında elde edilen sonuçlar

Süzgeç tipi	N	pre	Q	zaman	İterasyon sayısı	Ap	As
Hann	23	0.1119	0.0130	0.4050	42	0.0565	43.4665
	33	0.1071	0.0124	0.3835	46	0.0538	44.1948
	43	0.1092	0.0127	0.3559	47	0.0551	43.9883
	53	0.1109	0.0129	0.3628	47	0.0557	43.8845
	63	0.1100	0.0128	0.4219	46	0.0554	43.9303
	73	0.1098	0.0127	0.4440	48	0.0552	43.9644
	83	0.1098	0.0127	0.4641	48	0.0553	43.9512
	93	0.1101	0.0128	0.4564	47	0.0554	43.9367
	103	0.1096	0.0127	0.4520	47	0.0552	43.9672
	113	0.1099	0.0127	0.4735	48	0.0553	43.9478
	123	0.1099	0.0127	0.4623	47	0.0553	43.9485

Hann penceresi için en iyi durdurma bandı zayıflaması 44.1948 dB olarak süzgeç derecesi 33 için elde edilmiştir. Süzgeç derecesi N=33 için Hann penceresi ile yapılan süzgeç bankası tasarımından elde edilen genlik yanıtı, pre ve genlik bozulmasının değişimi Şekil 4.4 ve Şekil 4.5 ile verilmiştir.



Şekil 4.4. Hann pencereleme yöntemiyle tasarlanan analiz (Alçak ve Yüksek geçiren) süzgeçlere ait genlik yanıtı

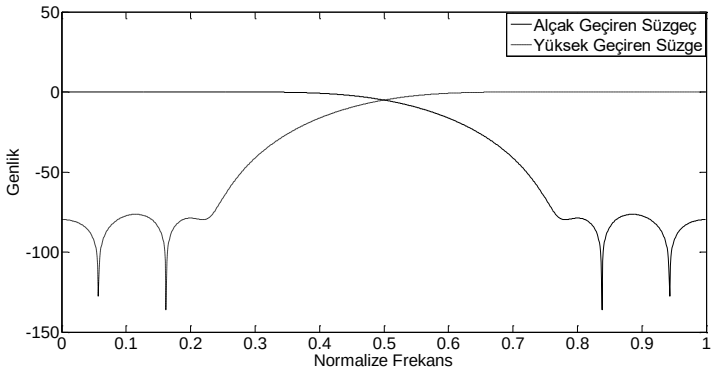


Şekil 4.5. Hann pencereleme yöntemiyle tasarlanan süzgeç bankasına ait tepe yeniden elde etme hatası ve genlik bozulmasının değişimi

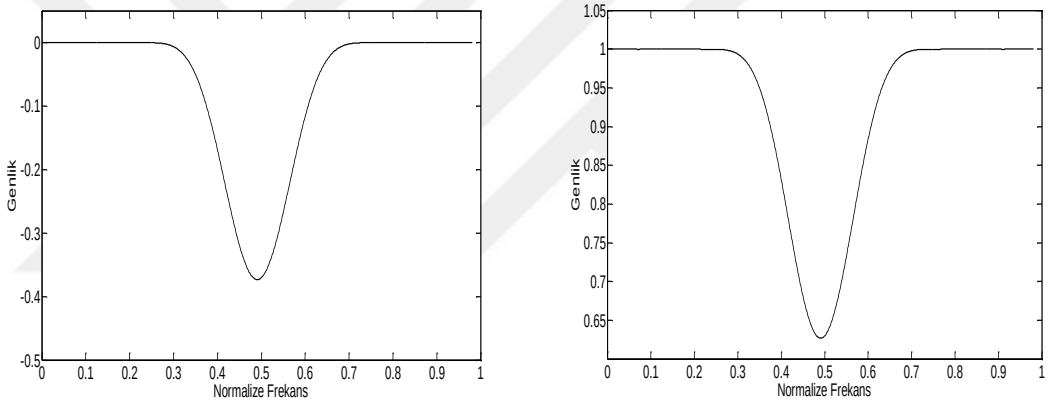
Tablo 4.4'te QMF bankası tasarımında Blackman penceresinin kullanıldığı durum için elde edilen sonuçlar verilmektedir. Tablodan süzgeç derecesinin 23 olduğu durum için pre değeri 0.0017, iterasyon sayısı 13 olarak elde edilmiştir. Blackman penceresi oldukça populer ve yaygın bir penceredir. Azalma miktarının göreceli olarak yüksek olması blackman penceresinin birçok uygulamada çok uygun olduğunu olduğunu göstermektedir. Bu pencere ile tasarlanan süzgeçlerin minimum durdurma bandı zayıflaması 75 dB civarındadır.

Tablo 4.4. Blackman penceresi ile QMF tasarımında elde edilen sonuçlar

Süzgeç tipi	N	pre	Q	zaman	İterasyon sayısı	Ap	As
Blackman	23	0.0017	1.95e-4	0.1260	13	8.53e-4	80.1532
	33	0.0027	3.08e-4	0.8716	97	0.0013	76.2245
	43	0.0151	0.0029	0.6438	68	0.0017	74.0358
	53	0.0027	3.11e-4	1.0129	139	0.0014	76.1514
	63	0.0096	0.0015	0.4558	60	0.0014	75.7095
	73	0.1145	0.0133	0.5479	58	0.0015	75.2998
	83	0.0371	0.0043	0.5217	56	0.0015	75.0958
	93	0.1913	0.0223	0.5032	55	0.0015	75.3089
	103	0.2557	0.0299	0.4626	54	0.0015	75.3914
	113	0.2324	0.0271	0.3803	53	0.0015	75.896
	123	0.1205	0.0140	0.5016	52	0.0015	75.2288



Şekil 4.6. Blackman pencereleme yöntemiyle tasarlanan analiz (Alçak ve Yüksek geçiren) süzgeçlere ait genlik yanıtı



Şekil 4.7. Blackman pencereleme yöntemiyle tasarlanan süzgeç bankasına ait tepe yeniden elde etme hatası ve genlik bozulmasının değişimi

Süzgeç derecesi N=23 için blackman penceresi ile yapılan süzgeç bankası tasarımından elde edilen genlik yanıtı, pre ve genlik bozulmasının değişimi Şekil 4.6 ve Şekil 4.7 ile verilmiştir.

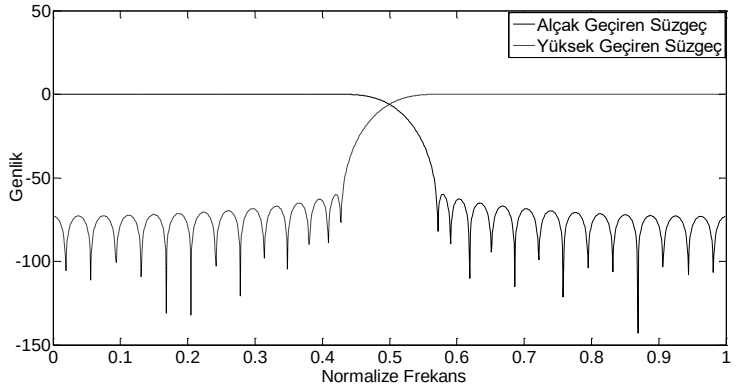
Pencere fonksiyonundan geçiş bölgesi genişliğinin olabildiğince dar, durdurma bandı azlmasının olabildiğince yüksek olmasını bekleriz. Buraya kadar yapılan süzgeç bankası tasarımlarında kullanılan pencereler beklediğimiz anlamda optimum değildir. Kaiser penceresinin bu anlamda optimum olduğunu söyleyebiliriz. Tablo 4.5'te QMF tasarımında Kaiser penceresinin kullanıldığı durum için elde edilen sonuçlar verilmektedir.

Tablo 4.5'te süzgeç derecesinin 53 olduğu uygulamada pre değeri 0.0136, Q amaç fonksiyonunun en iyi değerinin 0.0016, As değerinin 68.3053 olduğu görülmektedir.

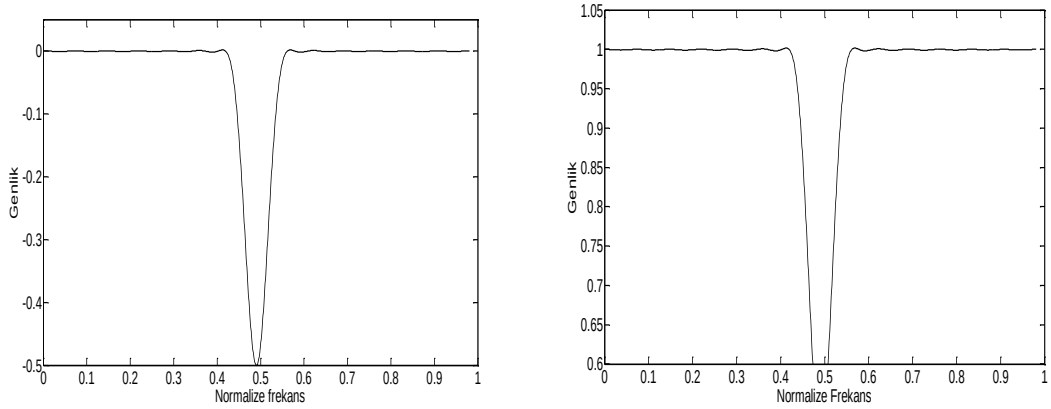
Tablo 4.5. Kaiser penceresi ile QMF tasarımında elde edilen sonuçlar

Süzgeç tipi	N	pre	Q	zaman	İterasyon sayısı	Ap	As
Kaiser As=60	23	0.0163	0.0019	0.4069	41	0.0041	66.6070
	33	0.0225	0.0026	0.4530	45	0.0056	63.8261
	43	0.0178	0.0020	0.5325	44	0.0044	65.8175
	53	0.0136	0.0016	0.5500	45	0.0033	68.3053
	63	0.0199	0.0023	0.4572	44	0.0050	64.8203
	73	0.0204	0.0024	0.5222	43	0.0051	64.6817
	83	0.0166	0.0019	0.4968	41	0.0042	66.3980
	93	0.0151	0.0017	0.5245	41	0.0037	67.3581
	103	0.0194	0.0022	0.5479	45	0.0048	65.0703
	113	0.0194	0.0022	0.5682	44	0.0048	65.0677
	123	0.0167	0.0019	0.5616	44	0.0042	66.3733

Uygulamada kullanılan Kaiser penceresinin parametre değerlerinden As ve beta başlangıçta sırasıyla 60dB ve 5.65326 seçilmiştir.

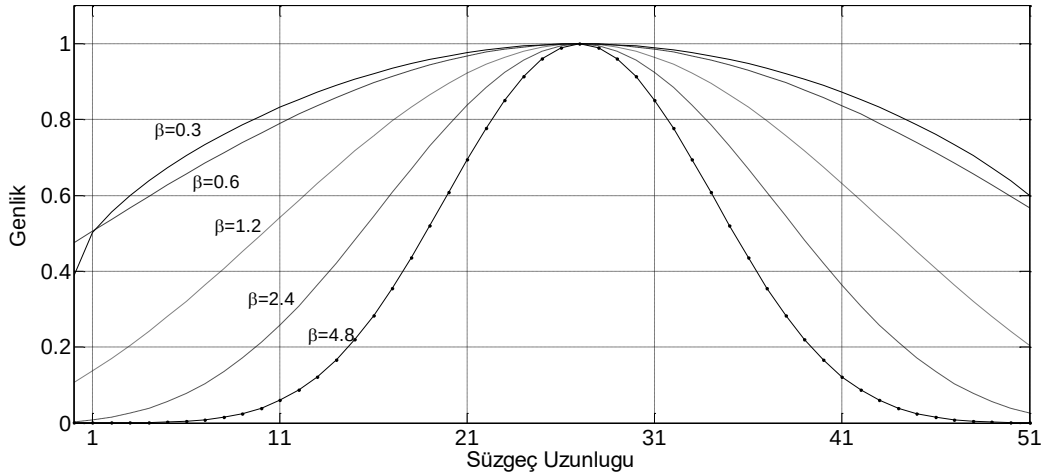


Şekil 4.8. Kaiser pencereleme yöntemiyle tasarlanan analiz (Alçak ve Yüksek geçiren) süzgeçlere ait genlik yanıtı



Şekil 4.9. Kaiser pencereleme yöntemiyle tasarlanan süzgeç bankasına ait tepe yeniden elde etme hatası ve genlik bozulmasının değişimi

Süzgeç derecesi N=53 için kaiser penceresi ile yapılan süzgeç bankası tasarımından elde edilen genlik yanıtı, pre ve genlik bozulmasının değişimi Şekil 4.8 ve Şekil 4.9 ile verilmiştir. Kaiser penceresiyle yapılan tasarımda beta değerinin yani A_s'in değişimiyle analob genişliği de değişim gösterir. A_s arttıkça analob genişliği de artar.

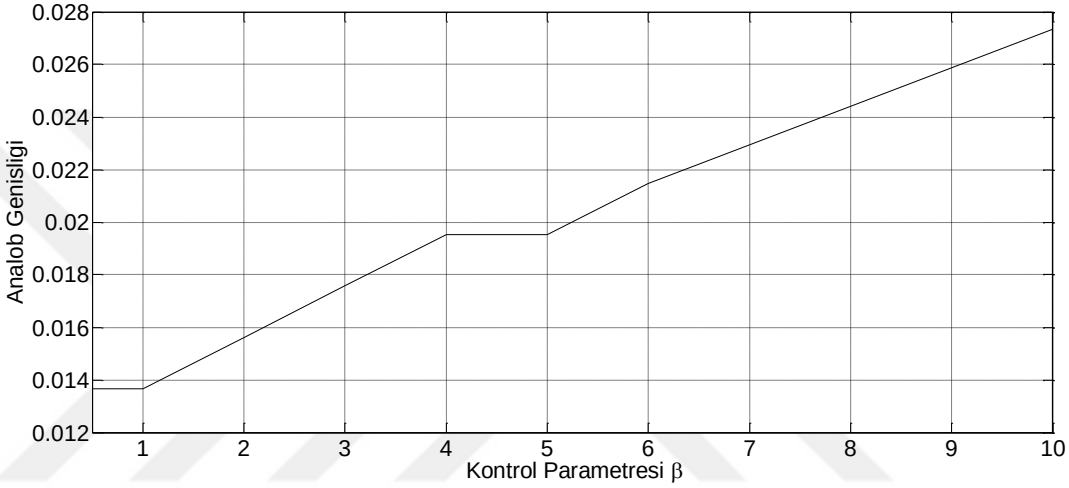


Şekil 4.10. Zaman düzleminde farklı beta değerleri için Kaiser penceresinin spektrumu

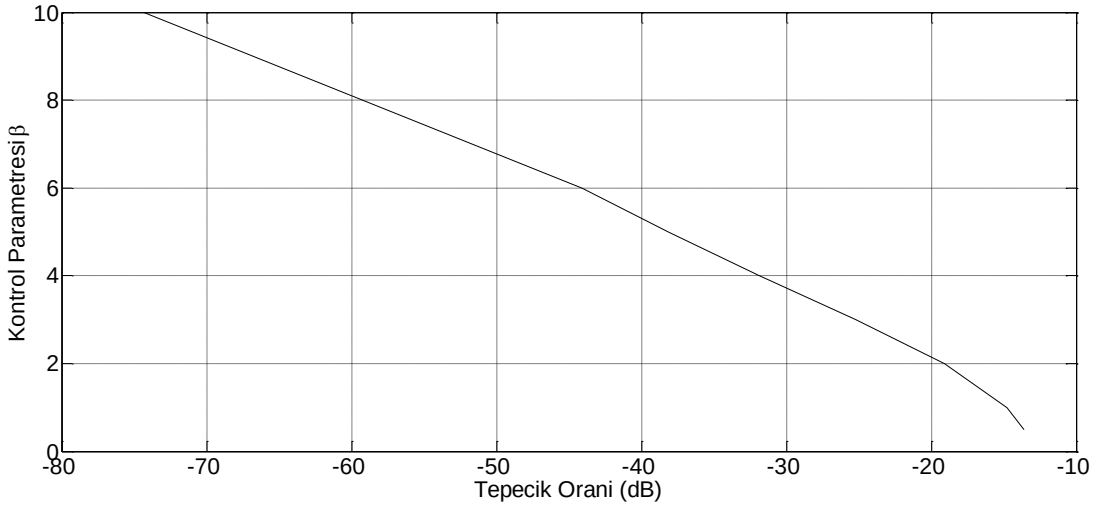
Tablo 4.6. Kaiser penceresinin N=23,53,123 için betaya bağlı yan lob azalma oranı ve yüzde azalma oranı

N	beta	Wm(analob genişliği)	Yan lob azalma oranı	Azalma faktörü (%)
23	0.5	0.07031	-13.6 dB	8.39
	1	0.07812	-14.8 dB	6.34
	2	0.08593	-19 dB	2.17
	3	0.09375	-25.1 dB	0.45
	4	0.10156	-31.8 dB	0.07
	5	0.11719	-38dB	0.01
	6	0.12500	-44dB	0
	10	0.15625	-74.2 dB	0
53	0.5	0.03125	-13.6 dB	8.43
	1	0.03125	-14.7 dB	6.46
	2	0.03515	-18.7 dB	2.39
	3	0.03906	-24.3 dB	0.57
	4	0.04296	-30.7 dB	0.11
	5	0.04687	-37.4 dB	0.02
	6	0.05078	-44 dB	0
	10	0.06640	-74.2 dB	0
123	0.5	0.01367	-13.6 dB	8.39
	1	0.01367	-14.7 dB	6.47
	2	0.01562	-18.5 dB	2.46
	3	0.01757	-24 dB	0.62
	4	0.01953	-30.3 dB	0.12
	5	0.01953	-37 dB	0.02
	6	0.02148	-43.9 dB	0
	10	0.02734	-74.3dB	0

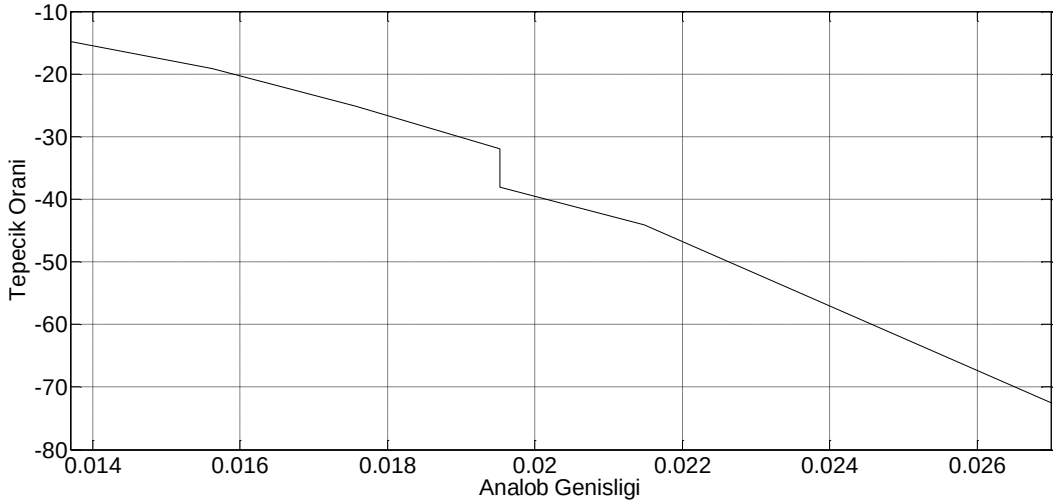
Tablo 4.6'da beta değerinin 6 olduğu durumda azalma faktörünün 0 olduğu ve sonraki betanın artan değerleri için de bu değeri koruduğu görülmektedir. Beta parametresinin yaklaşık olarak 6 değerinden sonra Kaiser penceresini iyileştirmediği açıkça görülmektedir. Süzgeç derecesi arttıkça analob genişliğinin azaldığı ve N=123 süzgeç derecesi için en uygun değerlerin elde edildiği görülmektedir.



Şekil 4.11. N=123 için Analob genişliği ile kontrol Parametre değeri betanın değişimi



Şekil 4.12. N=123 için Tepecik oranı ile kontrol Parametre değeri betanın değişimi



Şekil 4.13. N=123 için Tepecik oranı ile Analob genişliği değerinin değişimi

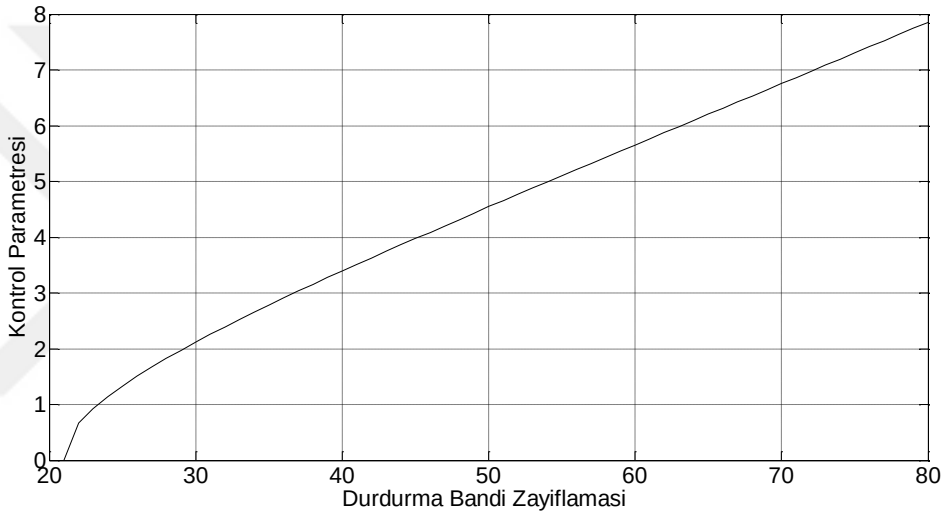
Şekil 4.11'de ana lob genişliği ile kontrol parametre değeri betanın değişim grafiği verilmiştir. Şekil 4.12'de tepecik oranı ile kontrol parametre değeri betanın değişim grafiği verilmiştir. Şekil 4.131'te ana lob genişliği ile tepecik oranının değişim grafiği verilmiştir.

Tablo 4.7. Süzgeç derecesiyle pencere spektral parametrelerinin değişimi

Pencere	A_s	Beta	A_w	Göreceli yan lob azalması (dB)
Kaiser N=33	50	4.55126	0.2033	-34.9
	55	5.10226	0.2034	-38.4
	60	5.65326	0.2034	-41.9
	65	6.20426	0.2035	-45.5
	70	6.75526	0.2383	-49.0
	75	7.30626	0.3967	-52.8
	80	7.85726	0.5000	-56.9
Kaiser N=123	50	4.55126	0.0195	-33.9
	55	5.10226	0.0195	-37.7
	60	5.65326	0.0214	-41.5
	65	6.20426	0.0214	-45.4
	70	6.75526	0.0214	-49.3
	75	7.30626	0.0234	-53.2
	80	7.85726	0.0234	-57.5

Tablo 4.6'da ise beta parametresinin As değerine göre hesaplanmasıyla elde edilen Kaiser pencere spektrum özellikleri verilmiştir.

Tablo 4.7'de Kaiser penceresinin farklı uzunlukları için durdurma bandı azalması değeri değiştirilerek beta, ana lob genişliği ve göreceli yan lob azalması değerleri elde edilmiştir.



Şekil 4.14. Durdurma Bandı Zayıflaması ile beta parametresinin değişimi

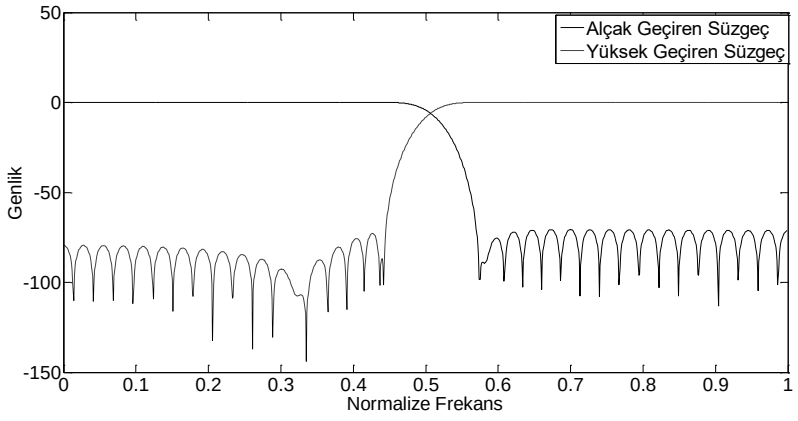
Tablo 4.7'den elde edilen verilere göre durdurma bandı zayıflamasının kontrol parametresi betaya bağlı değişimi Şekil 4.14 ile gösterilmiştir.

Tablo 4.8'de QMF tasarımında Chebyshev penceresinin kullanıldığı durum için elde edilen sonuçlar verilmektedir. Tablo 4.8'de N=83 süzgeç derecesi için pre değerinin 0.0100, Q değerinin 0.0012, Ap değerinin 1.43e-5, As değerinin 115.6164 olduğu görülmektedir.

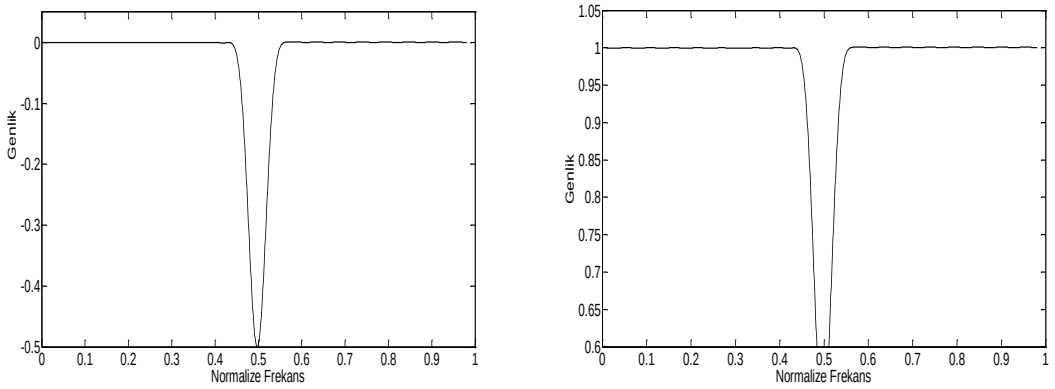
Tablo 4.8. Chebyshev penceresi ile QMF tasarımında elde edilen sonuçlar

Süzgeç tipi	N	pre	Q	zaman	İterasyon sayısı	Ap	As
Chebyshev	23	0.0079	9.04e-4	1.6067	142	2.11e-4	92.2625
	33	0.0086	9.857e-4	0.4806	44	0.0021	72.1684
	43	0.0089	0.0010	0.4368	48	0.0022	71.8467
	53	0.0101	0.0012	0.4809	46	0.0018	73.8536
	63	0.0104	0.0012	0.4860	45	0.0018	73.5463
	73	0.0099	0.0011	0.4133	47	2.54e-4	90.6566
	83	0.0100	0.0012	0.4074	47	1.43e-5	115.6164
	93	0.0090	0.0010	0.5384	58	0.0022	71.7591
	103	0.0103	0.0012	0.5217	48	0.0018	73.6926
	113	0.0102	0.0012	0.5110	48	0.0018	73.8729
	123	0.0102	0.4943	1.0107	51	0.0018	73.0009

Yapılan süzgeç bankası tasarımı uygulamasında Chebyshev penceresi için As değeri 60 olarak seçilmiştir.



Şekil 4.15. Chebyshev pencereleme yöntemiyle tasarlanan analiz (Alçak ve Yüksek geçiren) süzgeçlere ait genlik yanıtı



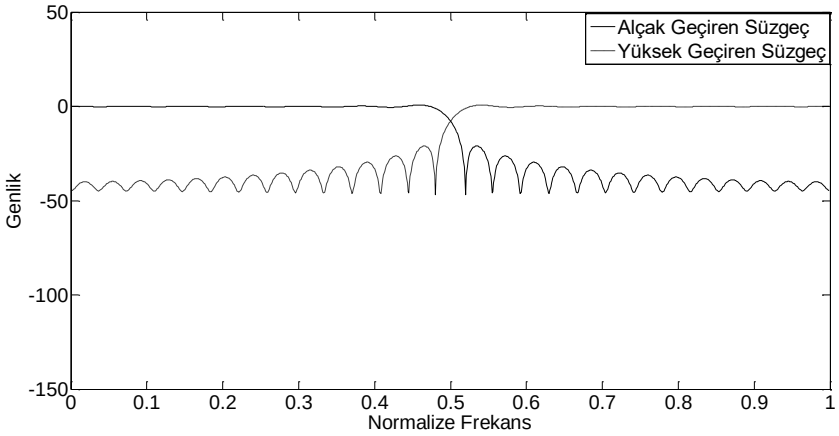
Şekil 4.16. Chebyshev pencereleme yöntemiyle tasarlanan süzgeç bankasına ait tepe yeniden elde etme hatası ve genlik bozulmasının değişimi

Süzgeç derecesinin N=83 olduğu chebyshev penceresi için genlik yanıtı, pre ve genlik bozulmasının değişimi Şekil 4.15 ve Şekil 4.16 ile verilmiştir.

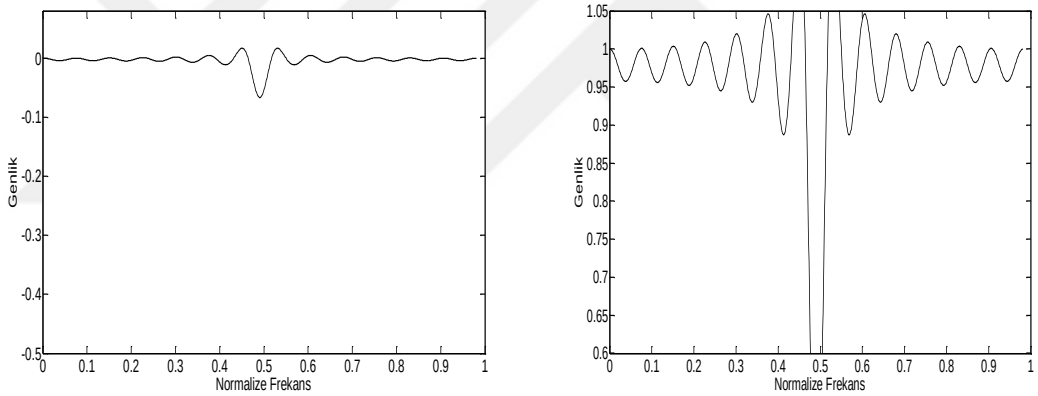
Tablo 4.9'da QMF bankası tasarımında cosh penceresinin kullanıldığı durum için elde edilen sonuçlar verilmektedir. Tablodan prenin 0.0126, Qnun 0.1678, iterasyon için geçen sürenin 0.3861sn olduğu durumda süzgeç derecesinin 53 olduğu görülmektedir.

Tablo 4.9. Cosh penceresi ile QMF tasarımında elde edilen sonuçlar

Süzgeç tipi	N	pre	Q	zaman	İterasyon sayısı	Ap	As
Cosh	23	0.0094	0.0011	0.4710	48	0.0824	46.1601
	33	0.0160	0.0019	0.3223	48	0.0821	46.2374
	43	0.0161	0.0019	0.3423	48	0.0821	46.2377
	53	0.0131	0.0015	0.3813	48	0.0822	46.2026
	63	0.0139	0.0016	0.4427	48	0.0822	46.2127
	73	0.0153	0.0018	0.4180	45	0.0821	46.2285
	83	0.0149	0.0017	0.3466	48	0.0821	46.2237
	93	0.0139	0.0016	0.4437	48	0.0822	46.2120
	103	0.0142	0.0016	0.4760	48	0.0821	46.2154
	113	0.0149	0.0017	0.4450	48	0.0821	46.2238
	123	0.0147	0.0017	0.3786	48	0.0821	46.2213



Şekil 4.17. Cosh pencereleme yöntemiyle tasarlanan analiz (Alçak ve Yüksek geçiren) süzgeçlere ait genlik yanıtı



Şekil 4.18. Cosh pencereleme yöntemiyle tasarlanan süzgeç bankasına ait tepe yeniden elde etme hatası ve genlik bozulmasının değişimi

Süzgeç derecesinin N=53 olduğu durumda cosh penceresi için genlik yanıtı, pre ve genlik bozulmasının değişimi Şekil 4.17 ve 4.18 ile verilmiştir.

4.2. Hibrit Pencere Fonksiyonları ile Yapılan Tasarımlar

Önerilen hibrit pencere fonksiyonunun sabit pencere uzunluğu ve ana lob genişliğinde tek başına kullanılan pencerelere göre daha iyi tepecik oranı sağladığı görülmüştür. Sabit pencere uzunluğu ve ana lob genişliğinde tek başına kullanılan pencerelere göre daha iyi minimum durdurma bandı zayıflaması sağlayacağı görülmüştür. Yani önerilen pencere ile daha iyi süzgeç performansı sergilenebileceği görülmüştür.

Tez çalışmasının bu bölümünde, QMF tasarımı için önerilen hibrit pencere fonksiyonlarının başarımı test edilmiştir. Hibrit pencereler için öncelikle hangi pencereler kullanılacaksa o pencerelerin zaman düzlemindeki genlik yanıtları, zamanda bir miktar geciktirilir ve birim genlik sağlayacak şekilde yeni eşitlikler oluşturulur. Hibrit süzgeçler için uzunluklar diğer uygulamalarda olduğu gibi 23'ten 123'e kadar olan süzgeç dereceleri seçilmiştir. Başlangıçtaki ilk örnek süzgeç tasarımında kullanılan süzgeçler için durdurma bandı zayıflaması 60 dB olarak seçilmiştir.

4.2.1 Kaiser ve Hamming pencerelerinin kaskat Bağlanması

Kaiser-Hamming: Kaiser pencere fonksiyonu Eşitlik 70 ve 71 ile Hamming pencere fonksiyonu Eşitlik 72 ile verilmiştir. Kaiser ve hamming pencerelerinin hibrit bağlanmasıyla elde edilen Kaiser-Hamming pencere fonksiyonu Eşitlik 73'teki gibi elde edilir.

$$w(n) = \frac{I_0(\beta\sqrt{1-(2n/(N-1))^2})}{I_0(\beta)} \qquad 0 \le n \le N \qquad (70)$$

$$I_0(x) = 1 + \sum_{r=1}^{\infty}\left[\frac{(x/2)^r}{r!}\right]^2 \qquad (71)$$

$$w(n) = 0.54 - 0.46\cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right) \qquad 0 \le n \le N \qquad (72)$$

Eşitlik 70, 71 ve 72 ile verilen denklemler kullanılarak elde edilen hibrit pencere fonksiyonu Eşitlik 73 ile verilmiştir.

$$w(n) = 0.5 * \left[\frac{I_0(a_{kh}\sqrt{1-(2n/(N-1))^2})}{I_0(a_{kh})} + 0.54 - 0.46\cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right) \right] \quad (73)$$

Eşitlik 70, 71 ve 72 ile verilen denklemler kullanılarak elde edilen Kaiser–Hamming süzgecinin pencere fonksiyonu denklem 73 ile tanımlanmaktadır. Bessel fonksiyonu olarak tanımlanan Eşitlik 71'de β ile tanımlanan Kaiser penceresine ait kontrol parametresi yerine a_{kh} ile belirtilen Kaiser-Hamming penceresine ait yeni bir kontrol parametresi kullanılmıştır. Pencere parametreleri N, a_{kh} iken pencere spektral parametreleri analob genişliği ve tepecik oranıdır. Bu parametreler arasındaki ilişkileri bulmak yapacağımız uygulamalar için gerekli pencerenin bulunması açısından önemlidir.

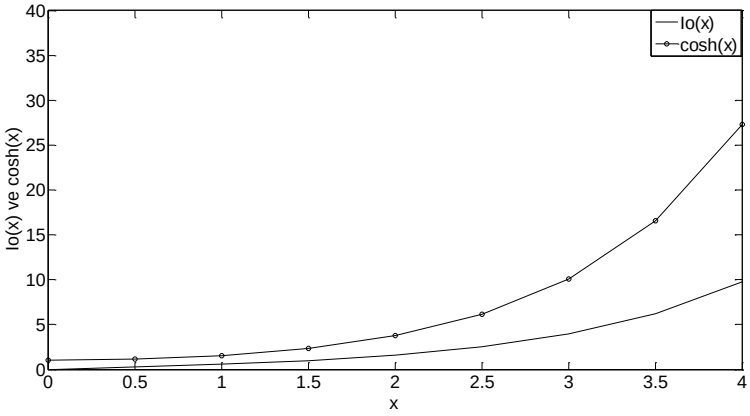
Kaiser penceresi basitliği, fonksiyonunda iteratif bir ilişki bulunmaması, sahip olduğu iki bağımsız parametrenin pencereye sağladığı esneklik gibi avantajları sayesinde yinelemesiz sayısal süzgeç tasarımında çok kullanılan bir penceredir.

Hamming penceresi ise tek bağımsız parametre olarak süzgeç derecesi değişkenine bağımlı bir pencere olup sinyal işleme uygulamalarında sıklıkla kullanılmaktadır. Bu çalışmada Kaiser ve Hamming pencereleri birleştirilerek yeni bir pencere olan Kaiser – Hamming hibrit penceresi oluşturulmuş ve yinelemesiz sayısal süzgeç tasarımındaki performansı farklı süzgeç dereceleri için incelenmiştir.

4.2.2 Cosh ve Hamming pencerelerinin kaskat Bağlanması

Cosh ve hamming pencerelerinin hibrit bağlanmasıyla elde edilen süzgece ait pencere fonksiyonu Eşitlik 74 ile elde edilir.

$$\cosh(x) = \frac{e^x + e^{-x}}{2} \quad (74)$$

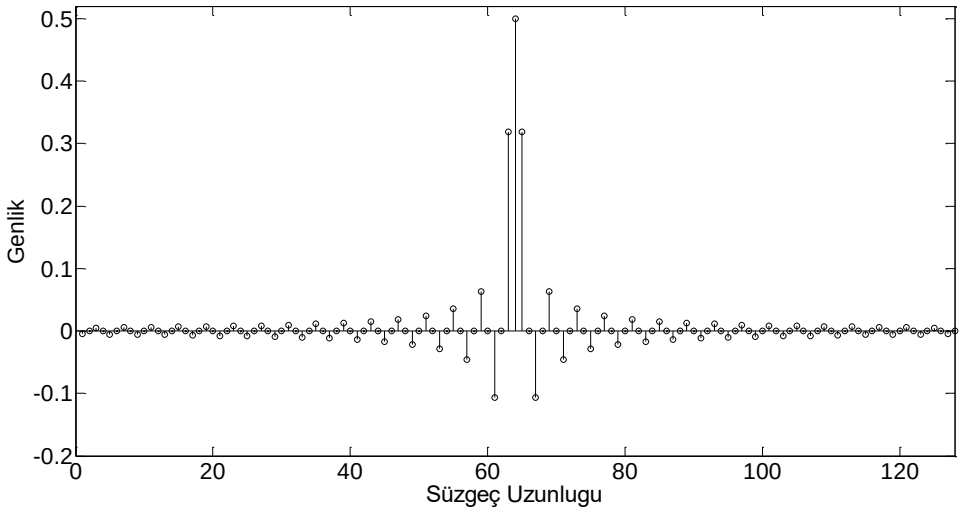


Şekil 4.19. Io(x) ve cosh(x) fonksiyonlarının zaman düzleminde karşılaştırılması

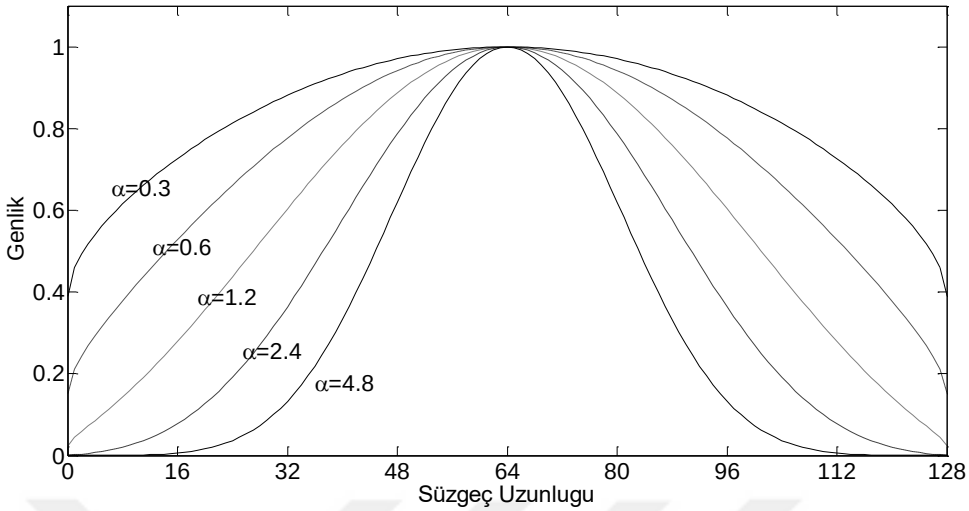
Cosh pencere fonksiyonu denklem 75 ile tanımlanmaktadır. Eşitlik 75'te a_c cosh penceresi için kullanılan bir kontrol parametresidir.

$$w(n) = \frac{\cosh(a_c\sqrt{1-(2n/(N-1))^2})}{\cosh(a_c)} \qquad 0 \le n \le N \qquad (75)$$

Şekil 4.21'de verilen grafikte derecesi 128 olan bir süzgeç için süzgece ait dürtü yanıtı verilmiştir.

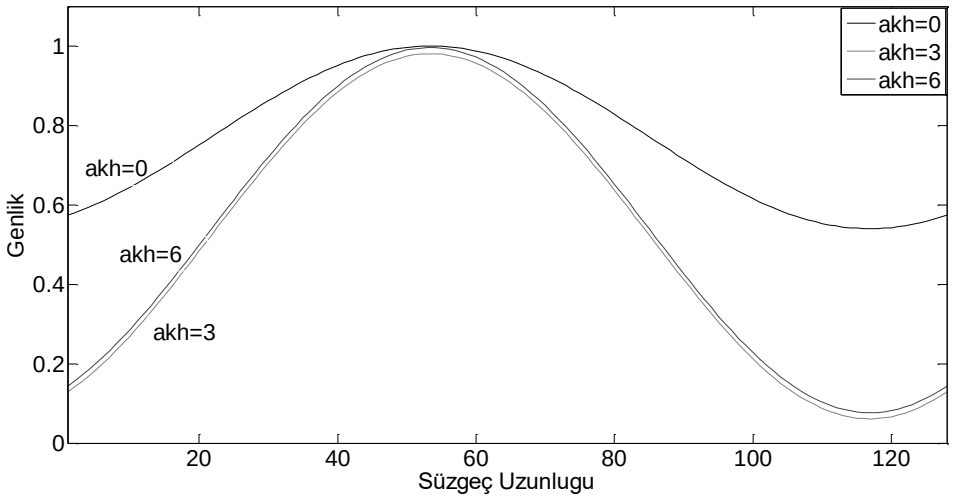


Şekil 4.20. N=128 olan bir süzgeç için dürtü yanıtı



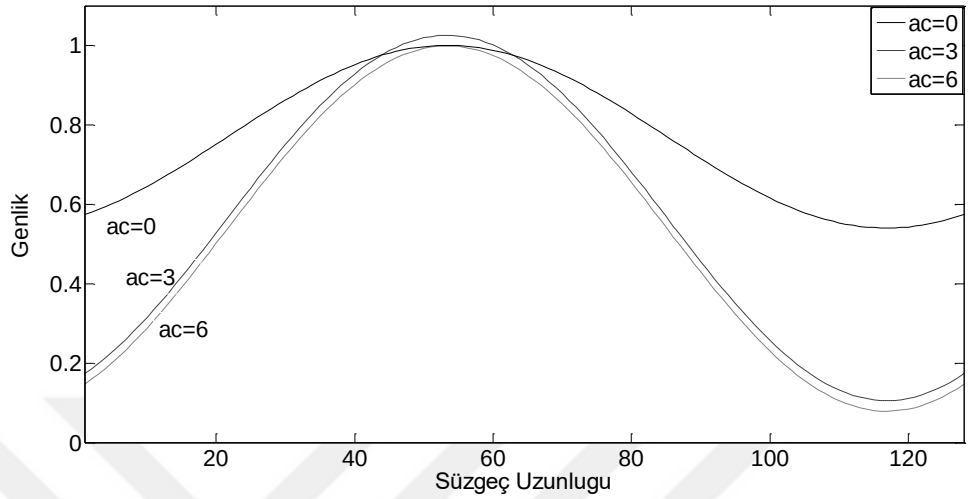
Şekil 4.21. Farklı a_c değerleri için Cosh penceresinin spektrumu

Şekil 4.21'de Cosh penceresinin kontrol parametresi olan a_c değişkeninin değişimiyle pencerenin spektrumunun değişimi izlenmiştir.



Şekil 4.22. N=123 için Kaiser-Hamming penceresinin a_{kh} parametrisine bağlı genlik karakteristiği

Kaiser-Hamming hibrit penceresi için a_{kh} parametresinin zaman bölgesinde genlik karekteristiğine etkisi Şekil 4.22'de gösterilmiştir.



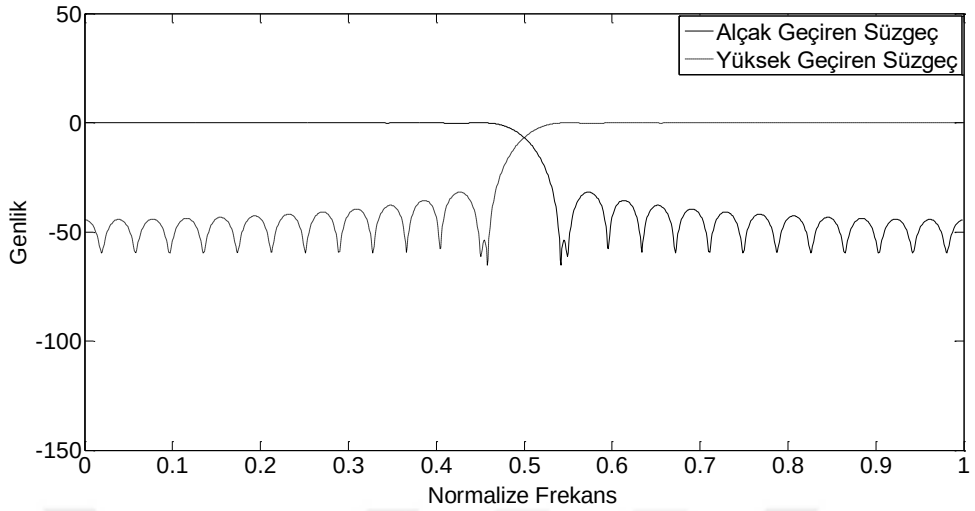
Şekil 4.23. N=123 için Cosh-Hamming penceresinin a_c parametrisine bağlı zaman bölgesi genlik karakteristiği

Şekil 4.23'te a_c kontrol parametresinin 0, 3 ve 6 değerleri için Cosh-Hamming hibrit penceresinin genlik karakteritiğine etkisi gösterilmiştir.

Tablo 4.10'da QMF tasarımında Kaiser ve Hamming pencerelerinin hibrit olarak bağlandığı Kaiser-Hamming penceresi için elde edilen sonuçlar verilmektedir. Yapılan uygulamada durdurma bandı zayıflaması A_s değerinin 50 dB, 60 dB, 70 dB, 80 dB olması durumunda farklı süzgeç dereceleri için süzgeç bankasının performansı incelenmiştir. Tablo 4.10 değerlendirildiğinde, A_s =70 dB değerindeki durdurma bandı zayıflaması için pre değeri 0.0019, Q değeri 0.0225, son tasarlanan süzgeç bankasındaki süzgeçlere ait durdurma bandı zayıflaması A_s 73.4548 dB olarak elde edilmiştir.

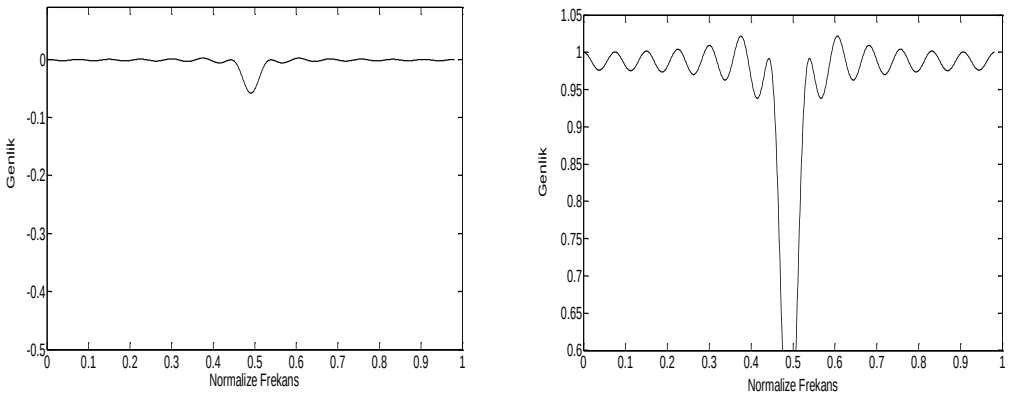
Tablo 4.10. Kaiser-Hamming penceresi ile QMF bankası tasarımında elde edilen sonuçlar

Süzgeç tipi	A_s	N	pre	Q	zaman	İterasyon sayısı	A_p	A_s
Kaiser-Hamming	As=50	33	0.0055	0.0657	0.3909	48	0.5704	64.9414
		43	0.0032	0.0374	0.3872	48	0.6815	66.3502
		53	0.0029	0.0346	0.3688	48	0.6925	69.7813
		63	0.0042	0.0500	0.3974	47	0.6314	67.4594
		123	0.0038	0.0447	0.4365	48	0.6515	66.4894
Kaiser-Hamming	As=60	33	0.0180	0.2309	0.4745	45	0.0970	65.1865
		43	0.0137	0.1713	0.4548	44	0.07141	69.4503
		53	0.0139	0.1713	0.5273	44	0.07220	73.5188
		63	0.0166	0.2107	0.5683	45	0.08828	70.6786
		123	0.0027	0.0321	0.4097	48	0.07012	69,1801
Kaiser-Hamming	As=70	33	0.0043	0.0512	0.3919	48	0.6268	65.2171
		43	0.0021	0.0243	0.3778	48	0.7327	69.4837
		53	0.0019	0.0225	0.3896	48	0.7399	73.4548
		63	0.0031	0.0367	0.4358	48	0.6837	70.6493
		123	0.0028	0.0322	0.3455	48	0.7010	69.1759
Kaiser-Hamming	As=80	33	0.0183	0.2353	0.3732	48	0.0995	65.1917
		43	0.0140	0.1750	0.4710	48	0.0734	69.4484
		53	0.0135	0.1678	0.4747	48	0.0706	73.3494
		63	0.0159	0.2015	0.4624	45	0.0855	70.5774
		123	0.0028	0.0324	0.4185	48	0.0700	69.1257

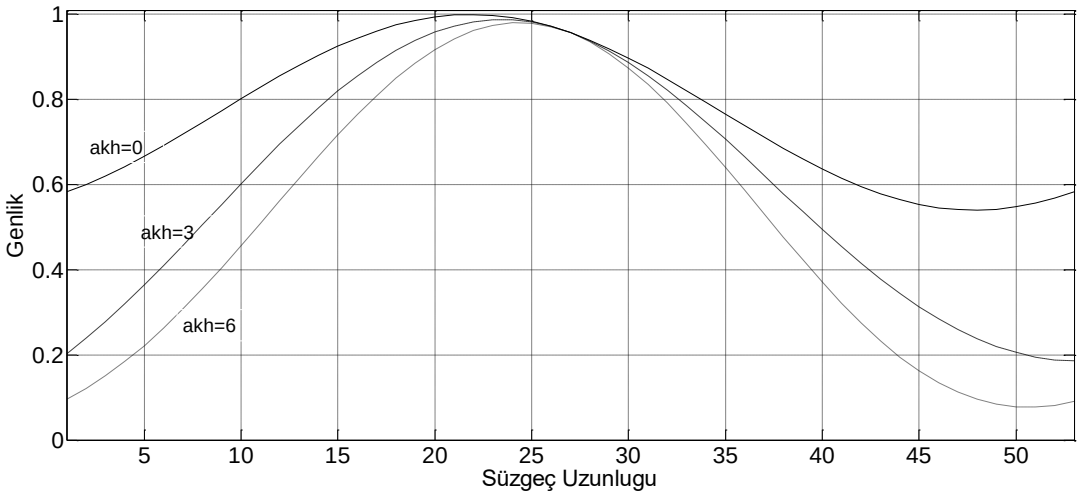


Şekil 4.24. Kaiser-Hamming pencereleme yöntemiyle tasarlanan analiz (Alçak ve Yüksek geçiren) süzgeçlere ait genlik yanıtı

Hibrit pencere fonksiyonu Kaiser-Hamming penceresi tasarımında A_s =70 dB ve süzgeç derecesi 53 için elde edilen analiz alçak ve yüksek geçiren süzgeçlerin genlik yanıtları Şekil 4.25'te verilmiştir. Şekil 4.25'te genlik yanıtları verilen süzgeç bankasının tepe yeniden elde etme hatası ve genlikte meydana gelen bozulmanın değişimi Şekil 4.26'da verilmiştir.

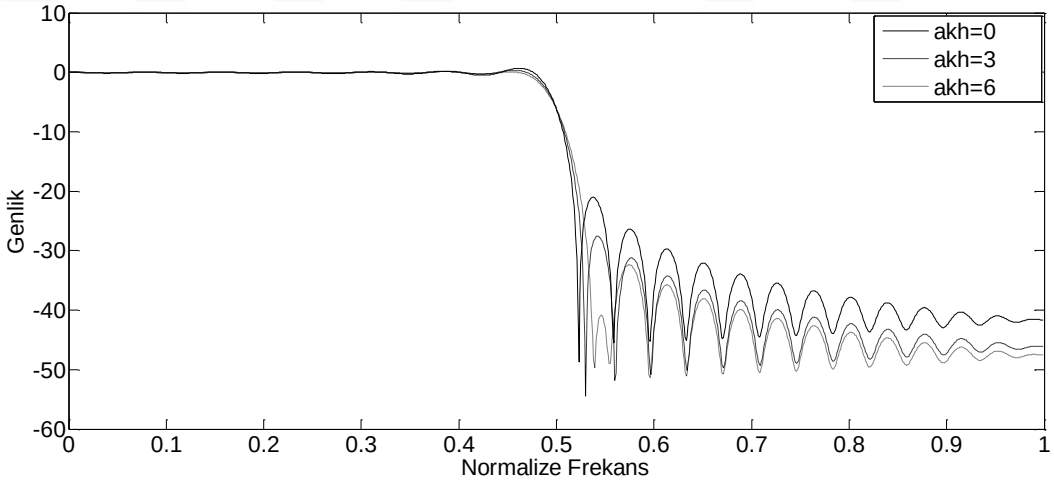


Şekil 4.25. Kaiser-Hamming pencereleme yöntemiyle tasarlanan süzgeç bankasına ait tepe yeniden elde etme hatası ve genlik bozulmasının değişimi N=53 Kaiser-Hamming



Şekil 4.26. Kaiser-Hamming pencersinin a_{kh} değerine bağlı genlik yanıtı (N=53)

Tasarlanan Kaiser-Hamming pencersinin a_{kh} kontrol parametresinin değerine bağlı olarak genliğinde meydana gelen değişim Şekil 4.26'da verilmiştir. Aynı a_{kh} değerleri kullanılarak elde edilen süzgeçlerin genlik spektrumları Şekil 4.27'de gösterilmiştir.

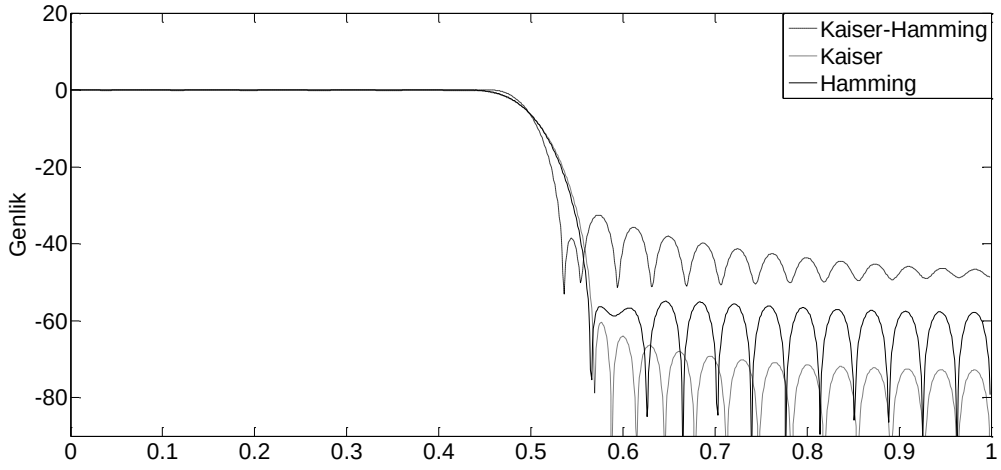


Şekil 4.27. N=53 olan Kaiser-Hamming penceresinin a_{kh} parametresinin farklı değerleri için genlik spektrumu

Tablo 4.11. N=53 için Kaiser-Hamming penceresinin Kaiser ve Hamming pencereleriyle karşılaştırılması

Pencere	N	Geçiş Genişliği	*a*	R	Analob Genişliği
Hamming	53	0.2033	-	-42.3	0.0468
Kaiser	53	0.2033	5.6533	-41.7	0.0507
Kaiser-Hamming	53	0.2033	4.5513	-43.1	0.0510

N=53 pencere uzunluğu ve geçiş genişliği değerinin 0.2033 olması durumunda Kaiser, Hamming ve Kaiser-Hamming pencerelerinin spektrum özellikleri Tablo 4.11'de karşılaştırılmakta olup süzgeçlere ait genlik spektrumları Şekil 4.28 ile verilmiştir. Tablo 4.11'de N süzgeç derecesini *a* kontrol parametresini, R ripple ratio (dalgalanma oranı) temsil ederken önerilen hibrit pencere için R oranı en iyi değerine ulaşmıştır. Ana lob genişliği bakımından Hamming hibrit penceresi en iyi sonucu vermiştir. Şekil 4.28 incelendiğinde minimum durdurma bandı azalması açısından Kaiser-Hamming hibrit penceresi en uygun sonucu vermiştir.



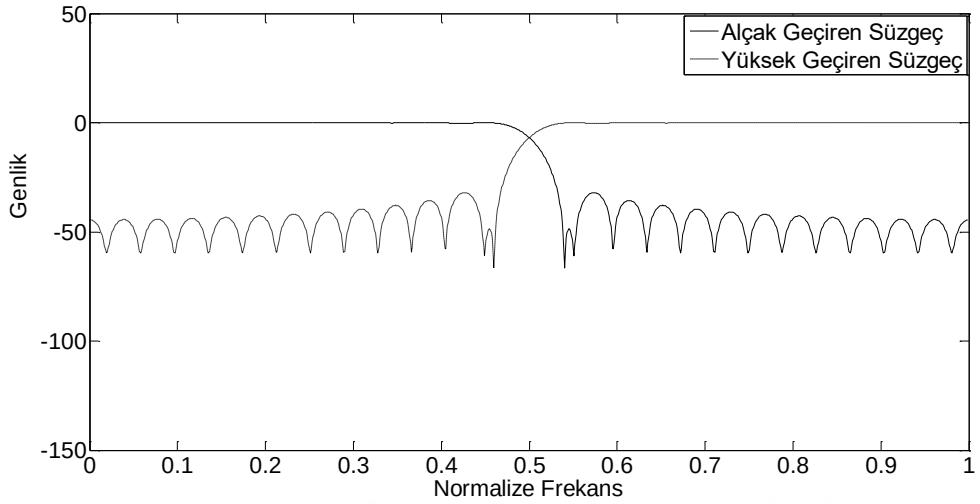
Şekil 4.28. N=53 için Kaiser-Hamming penceresinin Kaiser ve Hamming pencereleriyle karşılaştırılması

Tablo 4.10’da QMF tasarımında Kaiser ve Hamming pencerelerinin kaskat olarak bağlandığı durum için elde edilen sonuçlar verilmektedir. Kaiser ve Hamming hibrit pencerelesi kaiser ve hamming pencerelerine göre daha iyi durdurma bandı zayıflaması gösterirken süzgeç performansı düşmüştür. As değerlerine bakıldığında N=33 için hamming penceresinde 49.3439 dB olarak elde edilmiş, Kaiser penceresi için 63.8261 dB olarak elde edilirken Kaiser Hamming hibrit penceresi için aynı süzgeç derecesinde 64.9414 dB bulunmuştur. Ayrıca N=53 için hamming penceresinde 65.8947 dB olarak elde edilmiş, Kaiser penceresi için 68.3053 dB olarak elde edilirken Kaiser Hamming hibrit penceresi için aynı süzgeç derecesinde başlangıçta ilk örnek süzgeç elde etmek için kullanılan durdurma bandı zayıflamasına göre değişim göstermiştir. Bu değer 50 dB iken iterasyonlar bittiğinde 69.7813 dB bulunurken; ilk örnek süzgeç durdurma bandı azalması 60 dB için 73.5188 dB zayıflama, 70 dB ilk örnek süzgeç durdurma bandı azalması için 73.4548 dB zayıflama, 80 db için 73.3494 dB zayıflama bulunmuştur. Bu sonuçlara göre Kaiser-Hamming hibrit penceresinin tekil pencerelerden daha iyi durdurma bandı zayıflaması sağladığı görülmektedir. Ancak süzgeç performansı, amaç fonksiyonunun minimum değeri olan Q incelendiğinde Kaiser-Hamming hibrit penceresinde süzgeç derecesi 33 olduğunda 0.0657 olarak elde edilirken Kaiser penceresi ile yapılan tasarım sonucu aynı değer 0.0026, Hamming penceresi için ise 0.0076 olarak elde edilmiştir. Elde edilen sonuçlardan Kaiser-Hamming hibrit penceresi ile yapılan tasarımlarda süzgeç performansının düştüğü görülmüştür.

Tablo 4.12. Cosh-Hamming pencereleri ile QMF tasarımında elde edilen sonuçlar

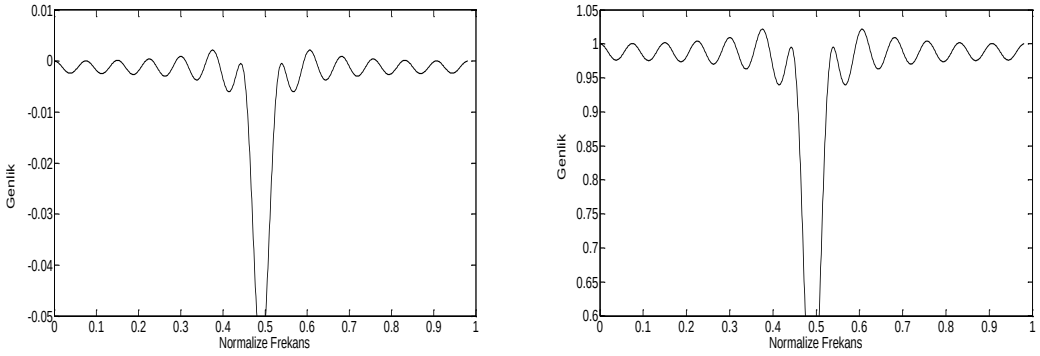
Süzgeç tipi	N	pre	Q	zaman	İterasyon sayısı	Ap	As
Cosh+hamming akh=6	33	0.0047	0.0556	0.3843	47	0.6096	52.4254
	43	0.0029	0.0339	0.4369	44	0.6951	49.7022
	53	0.0018	0.0214	0.4047	45	0.7442	48.2793
	63	0.0025	0.0296	0.3272	43	0.7120	49.2030
	123	0.0030	0.0350	0.3213	44	0.6903	49.8470
Cosh+hamming akh=3	33	0.0078	0.0941	0.4035	45	0.4614	58.1705
	43	0.0062	0.0742	0.4215	46	0.5395	54.9531
	53	0.0048	0.0568	0.3222	46	0.6077	52.4930
	63	0.0057	0.0674	0.3039	44	0.5660	53.9637
	123	0.0061	0.0728	0.3869	42	0.5424	54.8410
Cosh+hamming akh=0	33	0.0190	0.2447	0.2952	43	0.1049	88.4418
	43	0.0158	0.1997	0.4037	44	0.0701	96.3198
	53	0.0133	0.1663	0.3539	45	0.2003	75.1589
	63	0.0149	0.1875	0.4140	46	0.1162	86.1552
	123	0.0155	0.1957	0.4274	45	0.0751	94.9154

Tablo 4.12'de QMF tasarımında Cosh ve Hamming pencerelerinin kaskat olarak bağlandığı durum için elde edilen sonuçlar verilmektedir. Cosh ve Hamming hibrit penceresi cosh ve hamming pencerelerine göre daha iyi durdurma bandı zayıflaması gösterirken Q amaç fonksiyonunun değeri daha kötü değerler almış, pre açısından süzgeç performansı geliştirilmiştir. Süzgeç derecesinin N=53 olduğu durumda Cosh penceresi için pre değeri 0.0131 iken, durdurma bandı zayıflaması 46.2026 dB olarak elde edilmiştir. Cosh-Hamming penceresi için a_c parametresi 6 olduğunda aynı süzgeç derecesinde pre değeri 0.0018 olarak elde edilmiştir ve durdurma bandı zayıflaması ise 48.2793 dB olarak bulunmuştur. Cosh-Hamming penceresi için a_c parametresi 3 olduğunda ise pre değeri 0.0048 ve durdurma bandı zayıflaması 52.4930 dB olarak elde edilmiştir. Elde edilen sonuçlara göre Kaiser-Hamming hibrit penceresiyle yapılan tasarımında da olduğu gibi Cosh penceresine göre amaç fonksiyonunun değeri yükselmiş, durdurma bandı zayıflaması yükselmiştir.



Şekil 4.29. Cosh-Hamming pencereleme yöntemiyle tasarlanan analiz (Alçak ve Yüksek geçiren) süzgeçlere ait genlik yanıtı

Cosh-Hamming hibrit penceresi için N=53 süzgeç derecesinde tasarlanan analiz alçak ve yüksek geçiren süzgeçlerin genlik yanıtları Şekil 4.29'da görülmektedir. Süzgeç derecesinin 53 olması durumunda Cosh-Hamming hibrit penceresinin tepe yeniden elde etme hatası ve genlik bozulmasındaki değişimi Şekil 4.30'daki grafklerle verilmiştir.

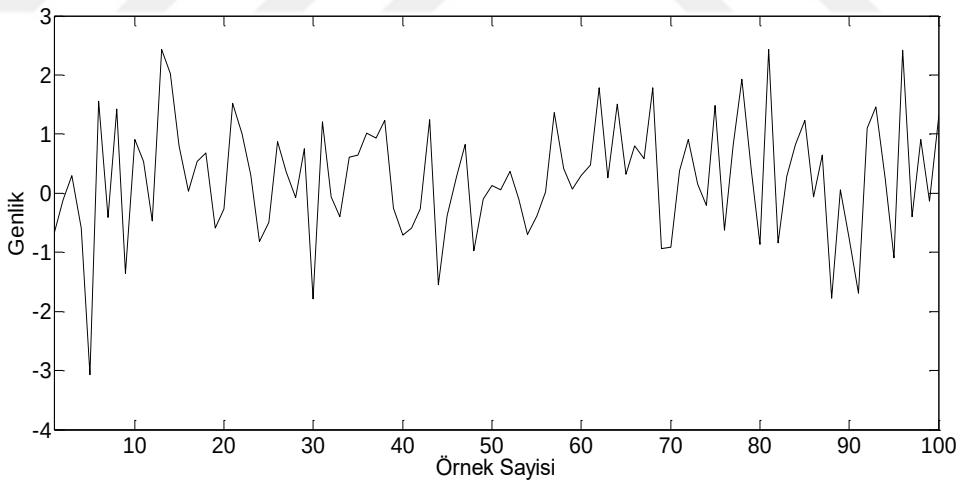


Şekil 4.29. Cosh-Hamming pencereleme yöntemiyle tasarlanan süzgeç bankasına ait tepe yeniden elde etme hatası ve genlik bozulmasının değişimi

Kaiser penceresi cosh penceresinden daha iyi ripple ratio (dalgalanma oranı) sağlar. Normalize genişlik arttıkça ripple ratio arasındaki fark da artar. Cosh penceresi kaiser penceresinden daha iyi yan loblarda roll off ratio sağlar. Normalize genişlik arttıkça yan lob roll off ratio arasındaki fark da artar. En yüksek yan lob genişliği ripple ratio oranını verir. Ripple ratio oranı; kaiser, cosh, hamming, hann, chebyshev gibi tekil pencerelerde ilk yan lobda gözlenirken; hibrit pencerelerde üçüncü yan lobda gözlenmektedir. Cosh-hamming hibrit penceresi en küçük ripple ratio oranını sağlar.

4.3. Tasarlanan Süzgeç Bankasının Random Giriş İşaretine Verdiği Çıkış

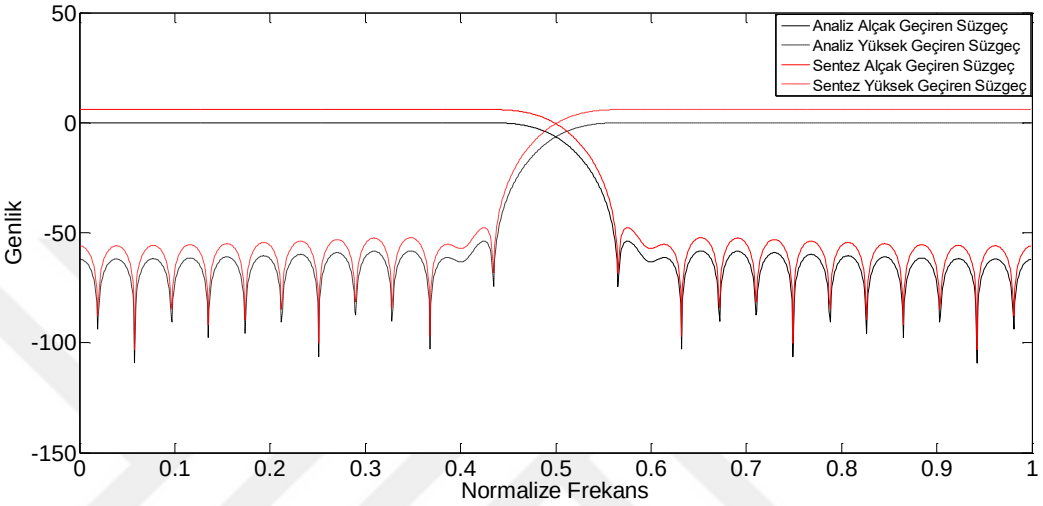
Bu bölümde önceki bölümde tasarlanan süzgeç bankaları kullanılarak süzgeç bankasının girişine uygulanan random (rasgele üretilen) giriş işaretine karşılık süzgeç bankasının verdiği çıkış işareti izlenmiştir. Süzgeç bankası tasarımı için Kaiser-Hamming hibrit penceresi kullanılarak uygulamalar yapılmıştır.



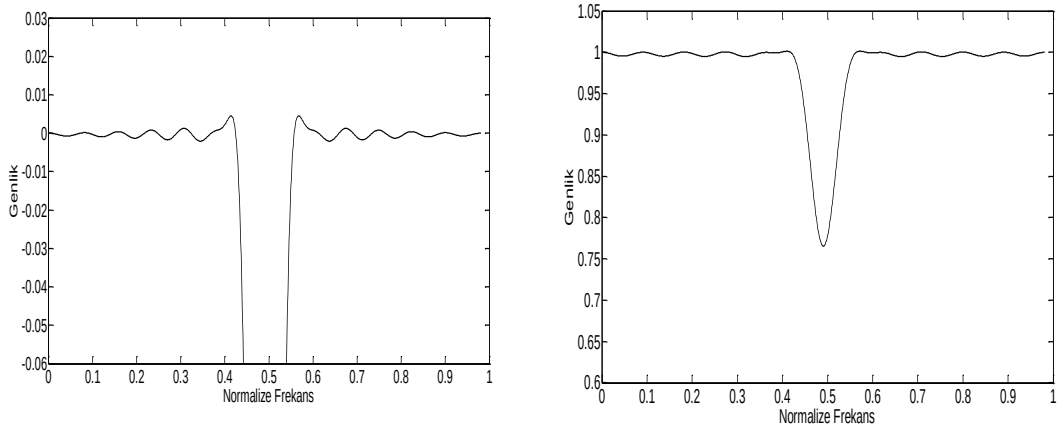
Şekil 4.30. Süzgeç bankasının girişine uygulanan rastgele işaret

Şekil 4.31'de Süzgeç Bankasının girişine uygulanan 100 örnek değere sahip ve genliği -3 ,+3 aralığında değişen rasgele işaret gösterilmiştir.

SÜZGEÇ BANKASININ HAMMİNG PENCERSİYLE TASARLANMASI DURUMUNDA RANDOM GİRİŞ İŞARETİNE VERDİĞİ YANIT:



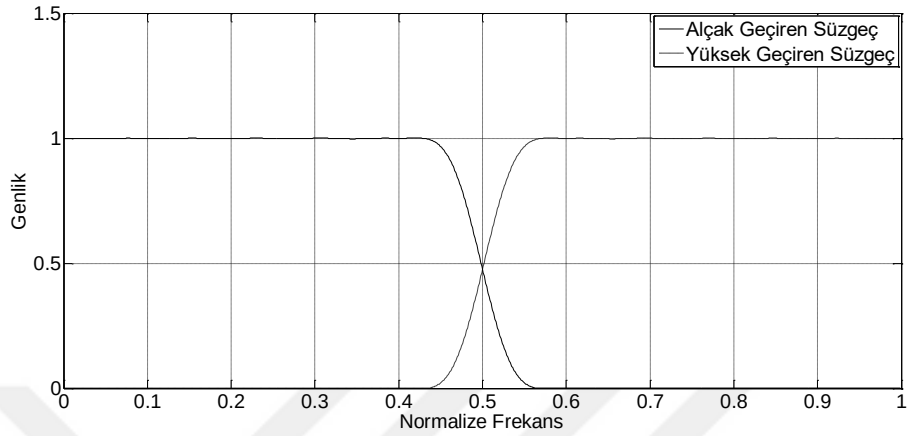
Şekil 4.31. Hamming Penceresiyle Tasarlanan Analiz ve Sentez Süzgeçlerin Genlik Yanıtları



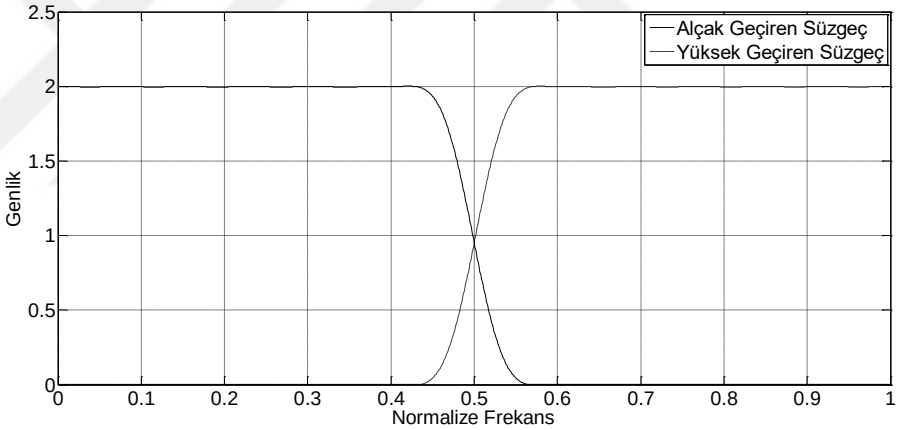
Şekil 4.32. Analiz süzgecin pre hatası ve genlik bozulmasının değişimi

Hamming penceresi kullanılarak N=52 için yapılan süzgeç bankası tasarımında elde edilen analiz ve sentez süzgeçlerine ait genlik yanıtları Şekil 4.33'te verilmiştir. Aynı

süzgeç derecesi için analiz süzgecin pre hatası ve genlik bozulmasının değişimi Şekil 4.34'te görülmektedir.

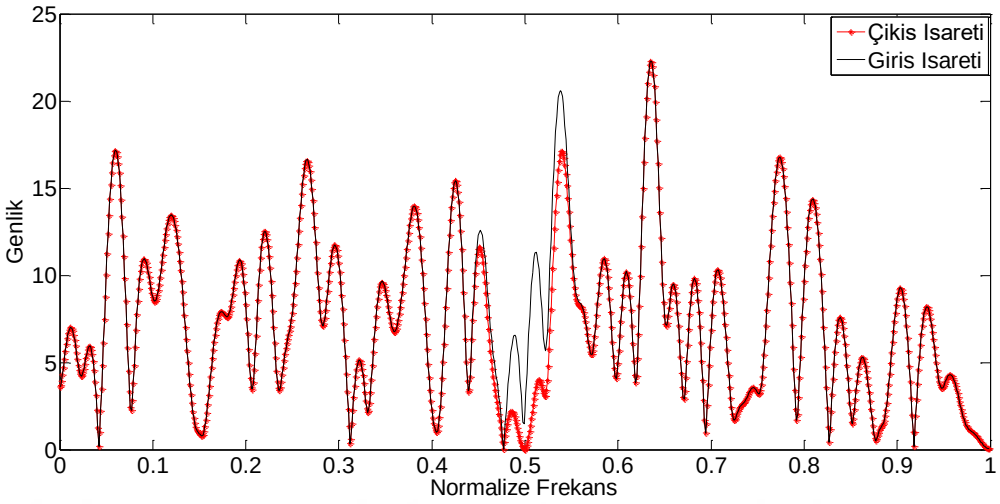


Şekil 4.33. Hamming Penceresiyle Tasarlanan Analiz Süzgeçlerin Frekans Yanıtı



Şekil 4.34. Hamming Penceresiyle Tasarlanan Sentez Süzgeçlerin Frekans Yanıtı

Şekil 4.35'te Hamming penceresiyle tasarlanan süzgeç bankasının analiz bankasını oluşturan alçak ve yüksek geçiren süzgeçlerin frekans yanıtları gösterilmiştir. Hamming pencereleme metoduyla tasarlanan süzgeç bankasının sentez bankasını oluşturan alçak ve yüksek geçiren süzgeçlerin frekans yanıtları Şekil 4.36'da verlmiştir. Hamming penceresiyle tasarlanan süzgeç bankasının giriş ve çıkış işaretlerinin frekans yanıtı Şekil 4.37'de verilmiştir.



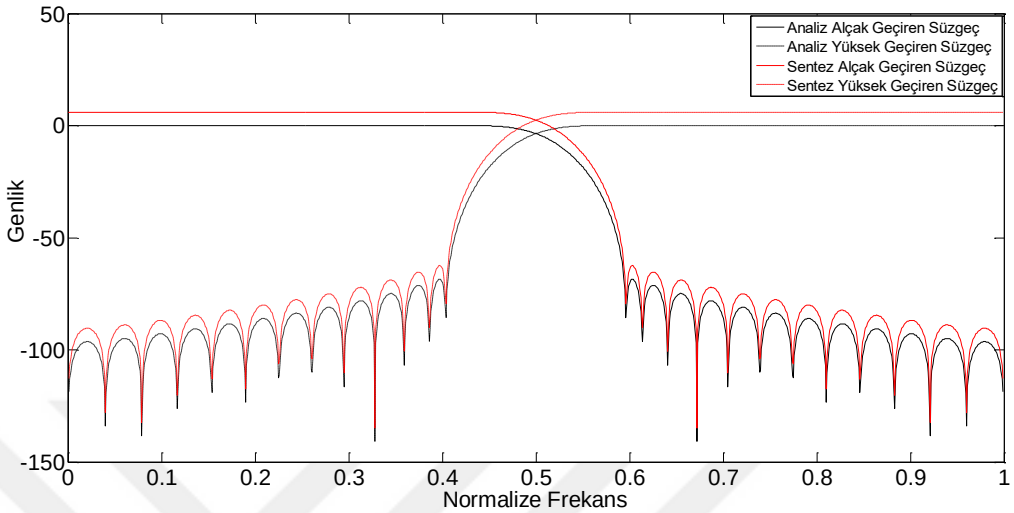
Şekil 4.35. Hamming Penceresiyle Tasarlanan Süzgeç Bankasının Giriş ve Çıkış İşaretlerinin Frekans Yanıtı

Tablo 4.13. Hamming penceresi kullanılarak elde edilen sonuçlar

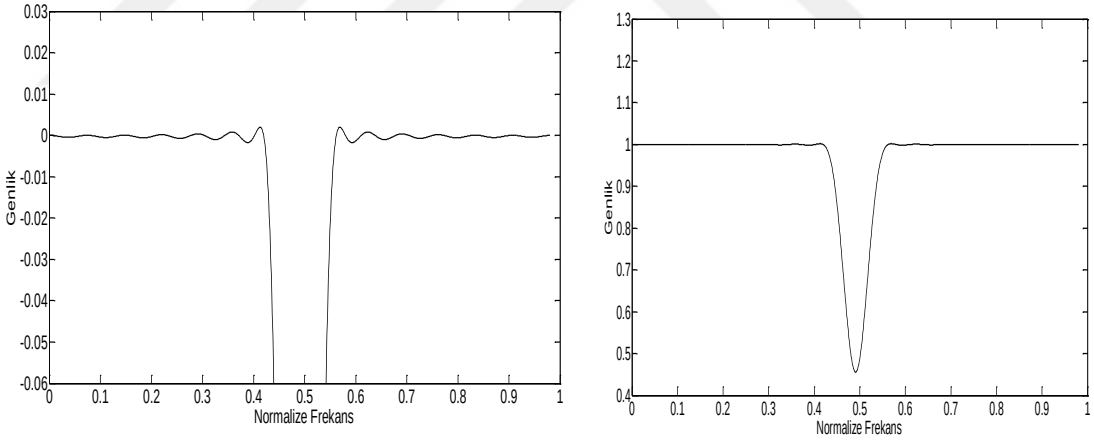
	N=32	N=42	N=52	N=62	N=122
pre	0.0568	0.0242	0.0126	0.0502	0.0322
Q	0.0066	0.0028	0.0015	0.0058	0.0037
Zaman	0.4064	0.3952	0.3968	0.3620	0.3619
İt.say	47	48	48	47	47
Ap	0.0568	0.0241	0.0126	0.0502	0.0322
As	49.7050	57.1411	62.7843	50.7822	54.6465
Mse	0.0374	0.1620	0.0927	0.0824	0.1120
Snr	0.6240	0.5603	0.5845	0.5897	0.5763
psnr	62.4035	56.0367	58.4586	58.9713	57.6374

Hamming penceresi kullanılarak tasarlanan süzgeç bankasının girişine uygulanan rasgele giriş işareti için elde edilen sonuçlar Tablo 4.13 ile verilmiştir.

SÜZGEÇ BANKASININ KAİSER PENCERSİYLE TASARLANMASI DURUMUNDA RANDOM GİRİŞ İŞARETİNE VERDİĞİ YANIT:

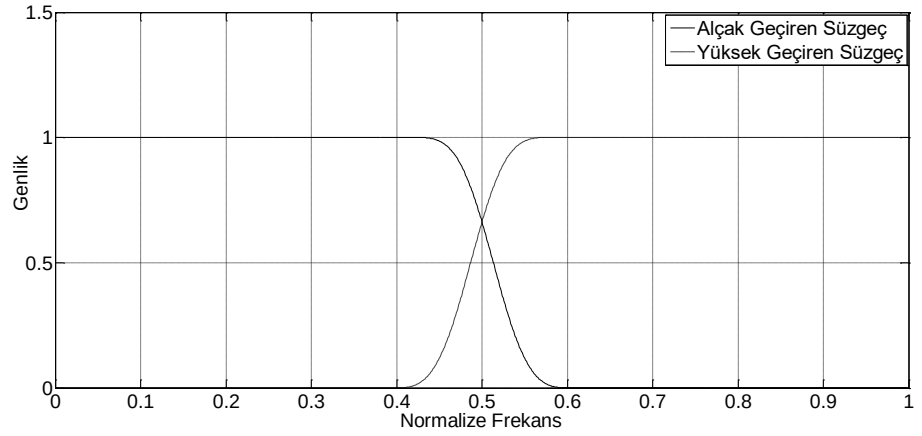


Şekil 4.36. Kaiser Penceresiyle Tasarlanan Analiz ve Sentez Süzgeçlerin Genlik Yanıtları

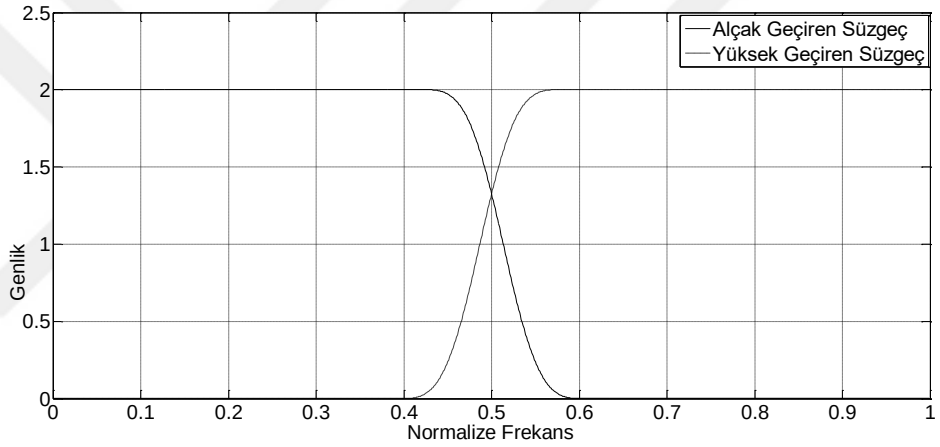


Şekil 4.37. Analiz süzgecin pre hatası ve genlik bozulmasının değişimi

Kaiser penceresi kullanılarak N=52 için yapılan süzgeç bankası tasarımında elde edilen analiz ve sentez süzgeçlerine ait genlik yanıtları Şekil 4.38'de verilmiştir. Aynı süzgeç derecesi için analiz süzgecin pre hatası ve genlik bozulmasının değişimi Şekil 4.39'da görülmektedir.

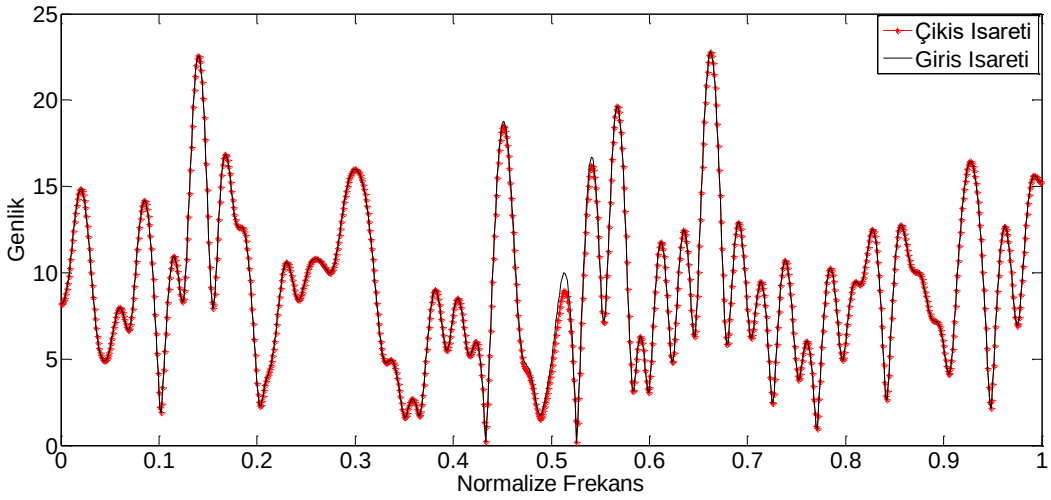


Şekil 4.38. Kaiser Penceresiyle Tasarlanan Analiz Süzgeçlerin Frekans Yanıtı



Şekil 4.39. Kaiser Penceresiyle Tasarlanan Sentez Süzgeçlerin Frekans Yanıtı

Şekil 4.40'da Kaiser penceresiyle tasarlanan süzgeç bankasının analiz bankasını oluşturan alçak ve yüksek geçiren süzgeçlerin frekans yanıtları gösterilmiştir. Kaiser pencereleme metoduyla tasarlanan süzgeç bankasının sentez bankasını oluşturan alçak ve yüksek geçiren süzgeçlerin frekans yanıtları Şekil 4.41'de verlmiştir. Kaiser penceresiyle tasarlanan süzgeç bankasının giriş ve çıkış işaretlerinin frekans yanıtı Şekil 4.42'de verilmiştir.



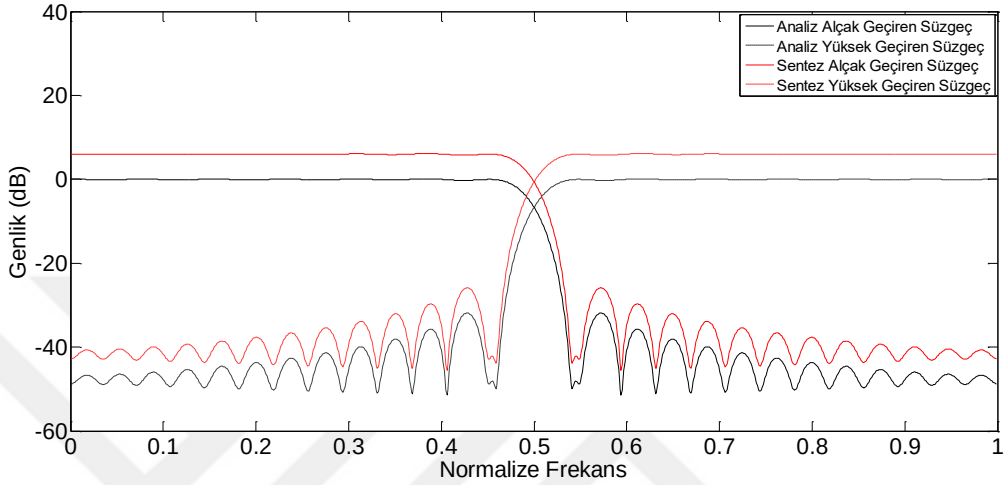
Şekil 4.40. Kaiser Penceresiyle Tasarlanan Süzgeç Bankasının Giriş ve Çıkış İşaretlerinin Frekans Yanıtı

Tablo 4.14. Kaiser penceresi kullanılarak elde edilen sonuçlar

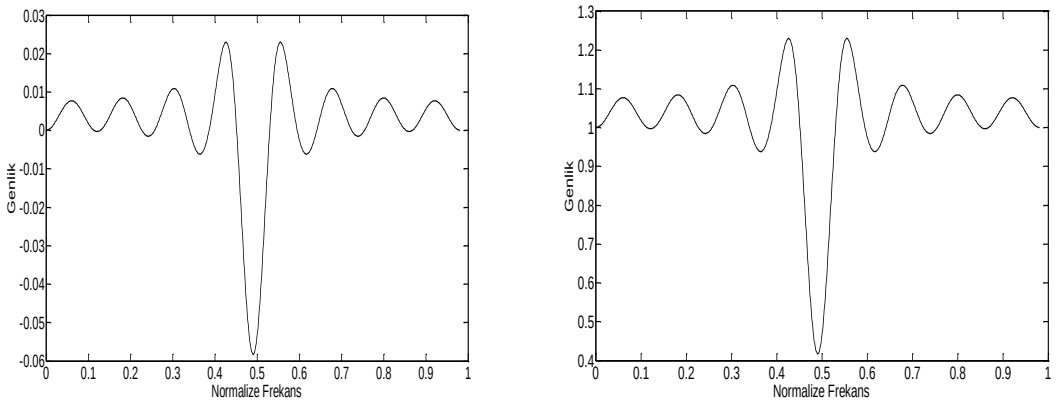
	N=32	N=42	N=52	N=62	N=122
pre	0.0129	0.0093	0.0094	0.0195	0.6228
Q	0.0015	0.0011	0.0011	0.0023	0.0743
Zaman	0.4151	0.4488	0.3976	0.3661	0.4089
İt.say	51	52	44	46	49
Ap	0.0049	0.0047	0.0071	0.0052	0.0064
As	70.9422	71.3094	67.8097	70.4559	68.6852
Mse	6.03e-5	0.2064	0.0042	0.0001	3.49e-5
Snr	0.9032	0.5498	0.7193	0.8686	0.9270
psnr	90.3220	54.9828	71.9358	86.8688	92.7012

Tablo 4.14'te Kaiser penceresiyle tasarlanan süzgeç bankasının random giriş işaretinde elde dilen sonuçlar gösterilmiştir.

SÜZGEÇ BANKASININ KAİSER-HAMMİNG PENCERSİYLE TASARLANMASI DURUMUNDA RANDOM GİRİŞ İŞARETİNE VERDİĞİ YANIT:

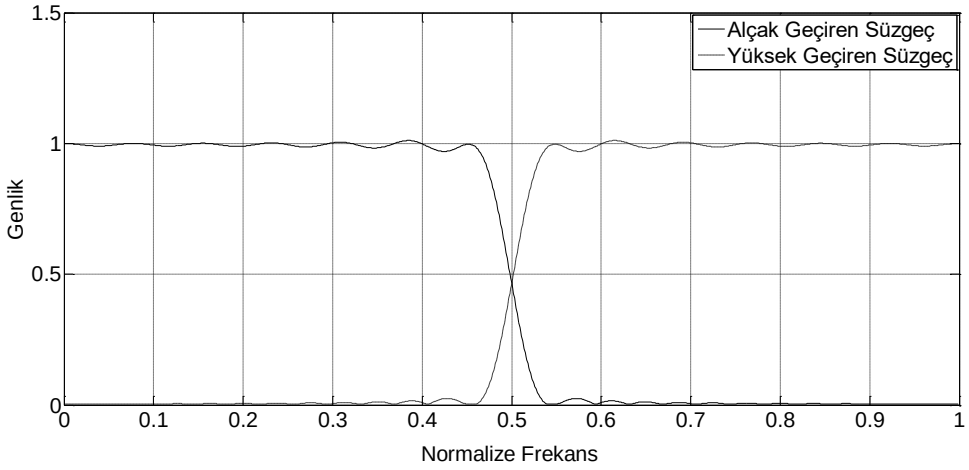


Şekil 4.41. Kaiser-Hamming penceresiyle Analiz ve Sentez süzgeçlere ait alçak ve yüksek geçiren süzgeçlerin genlik yanıtları

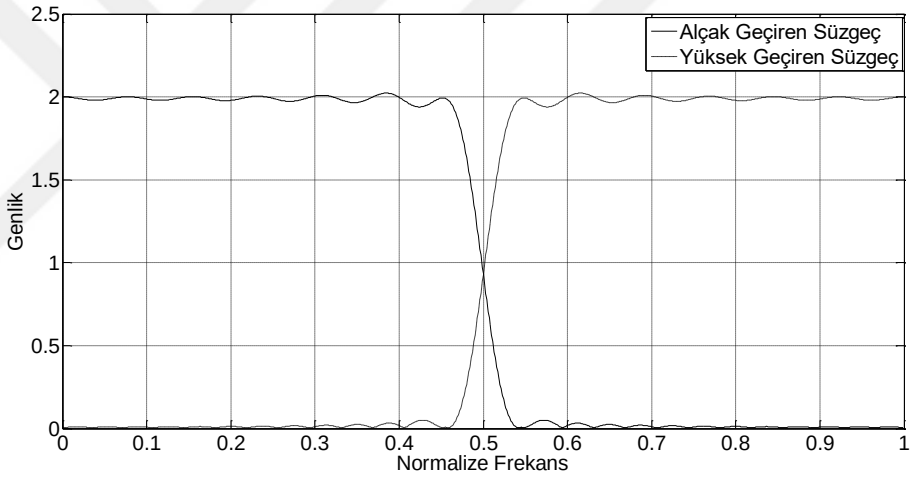


Şekil 4.42. Analiz süzgecin pre hatası ve genlik bozulmasının değişimi

Kaiser-Hamming penceresi kullanılarak N=52 için yapılan süzgeç bankası tasarımında elde edilen analiz ve sentez süzgeçlerine ait genlik yanıtları Şekil 4.43'te verilmiştir. Aynı süzgeç derecesi için analiz süzgecin pre hatası ve genlik bozulmasının değişimi Şekil 4.44'te görülmektedir.

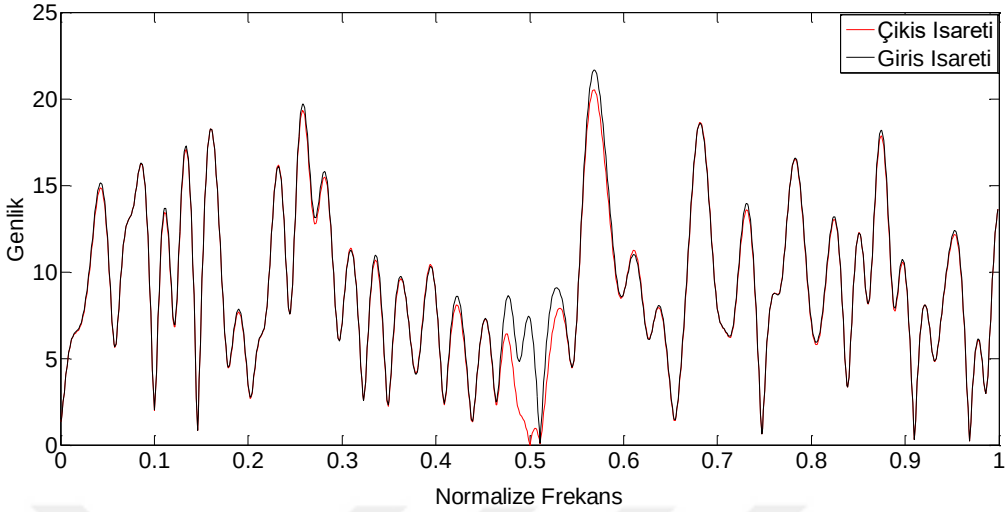


Şekil 4.43. Analiz süzgecin frekans yanıtı kaiser-hamming



Şekil 4.44. Sentez süzgecin frekans yanıtı kaiser-hamming

Şekil 4.45'te Kaiser-Hamming penceresiyle tasarlanan süzgeç bankasının analiz bankasını oluşturan alçak ve yüksek geçiren süzgeçlerin frekans yanıtları gösterilmiştir. Kaiser-Hamming pencereleme metoduyla tasarlanan süzgeç bankasının sentez bankasını oluşturan alçak ve yüksek geçiren süzgeçlerin frekans yanıtları Şekil 4.46'da verlmiştir. Kaiser-Hamming penceresiyle tasarlanan süzgeç bankasının giriş ve çıkış işaretlerinin frekans yanıtı Şekil 4.47'de verilmiştir.



Şekil 4.45. Kaiser-Hamming penceresiyle tasarlanan Süzgeç bankasının giriş ve çıkış işaretinin frekans yanıtı

Tablo 4.15. Kaiser-Hamming penceresi ile tasarlanan süzgeç bankasının girişine uygulanan rastgele işaret için süzgecin yanıtı

	N=32	N=42	N=52	N=62	N=122
pre	0.0473	0.0288	0.0186	0.0258	0.0298
Q	0.0560	0.0337	0.0216	0.0302	0.0346
Zaman	0.3260	0.2380	0.2963	0.2966	0.2873
İt.say	47	48	48	46	47
Ap	0.1201	0.0722	0.0462	0.0648	0.0750
As	71.2262	75.6216	79.4869	76.5625	75.2911
Mse	0.0042	0.0026	0.0019	0.0131	0.0008
Snr	0.7193	0.7403	0.7525	0.6696	0.7290
psnr	71.9379	74.0341	75.2553	66.9605	72.9024

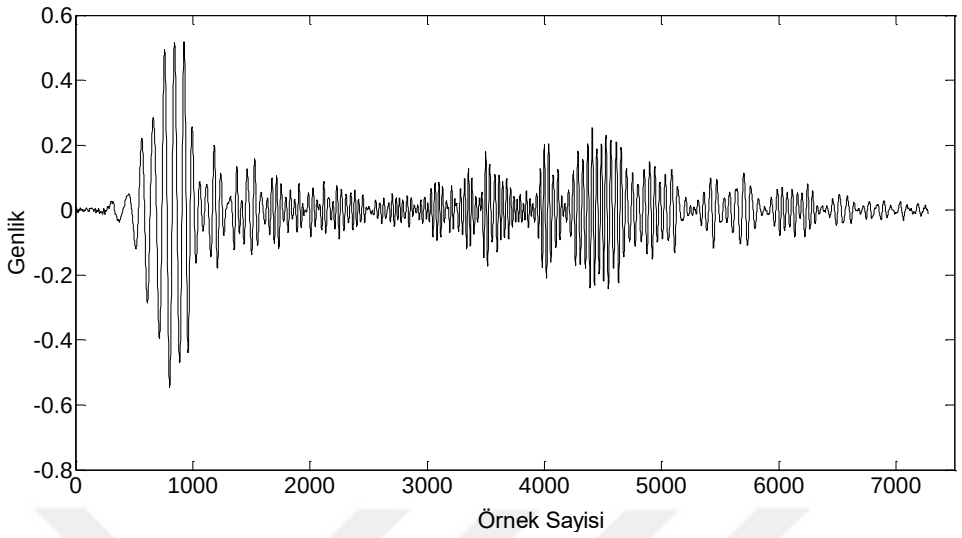
Tablo 4.13, 4.14, 4.15'te rastgele üretilen bir giriş işareti için yapılan süzgeç bankası uygulamasından elde edilen sonuçlar verilmiştir. Süzgeç bankası tasarımı için önce Hamming penceresi kullanılmış elde edilen süzgeç bankası rastgele üretilen bir giriş işaretine uygulanarak sonuçlar Tablo 4.13'te verilmiştir. Daha sonra aynı işlemler

Kaiser penceresi için de tekrarlanmış sonuçlar Tablo 4.14'de verilmiştir. Son olarak da Kaiser-Hamming penceresi kullanılarak aynı değerlendirmeler Tablo 4.15'te yapılmıştır. Kaiser penceresinin kullanıldığı durum için en iyi sonuçlar N=52 süzgeç derecesi için yapılmıştır. Bu durumda pre değeri 0.0094 iken As değeri 71.9358 dB olarak elde edilmiştir. Hamming penceresi kullanıldığında yine en iyi sonuçlar N=52 için elde edilmiştir. Süzgeç derecesi 52 olduğunda Hamming penceresiyle pre değeri 0.0126, As durdurma bandı zayıflaması değeri 58.4586 dB olarak bulunmuştur. Kaiser-Hamming penceresi için en iyi sonuçlar N=52 için, pre değeri 0.0186 ve As değeri 75.2553 dB olarak elde edilmiştir. Bu sonuçlara göre önerilen hibrit pencerenin uygulamalarda daha iyi A_s durdurma bandı zayıflaması değeri sağladığı görülmektedir. Hibrit pencereler kullanıldığında Q, amaç fonksiyonunun en iyi değeri artmış, pre bakımından incelendiğinde pre değerinin arttığı açıkça görülmektedir.

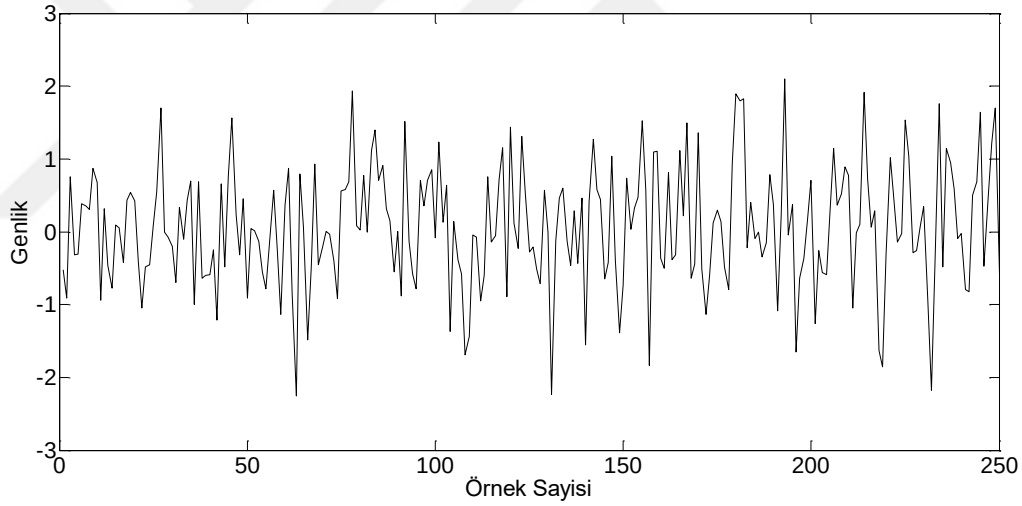
4.4. Tasarlanan Süzgeç Bankasının Mitral Kapak Doppler Giriş İşaretine Verdiği Çıkış

Bu bölümde daha önce tasarlanan süzgeç bankaları kullanılarak, süzgeç bankasının Mitral kapak Doppler giriş işaretine karşılık verdiği çıkış işareti izlenmiştir. Giriş işareti olarak Erciyes Üniversitesi Eğitim ve Araştırma Hastanesi Kardiyoloji servisinden alınan Mitral Kapak Doppler işareti uygulanmıştır. Doppler ekokardiyografi işaretler GE Vivid 7 cihazı ile elde edilmiştir. Sistem donanımı; sayısal Doppler ultrason ünitesi, Lineer ultrason probu, giriş-çıkış kartı ve kişisel bilgisayardan oluşmaktadır. Kayıt sırasında sabit prop uygulama açısı ve cihaz ayarları kullanılır. Ultrason cihazı ses çıkışı için kullanılan örnekleme frekansı 44100Hz dir.

Kaiser-hamming hibrit penceresi kullanılarak yapılan uygulamada girişe uygulanan işaret [57] numaralı referansta kullanılmıştır.



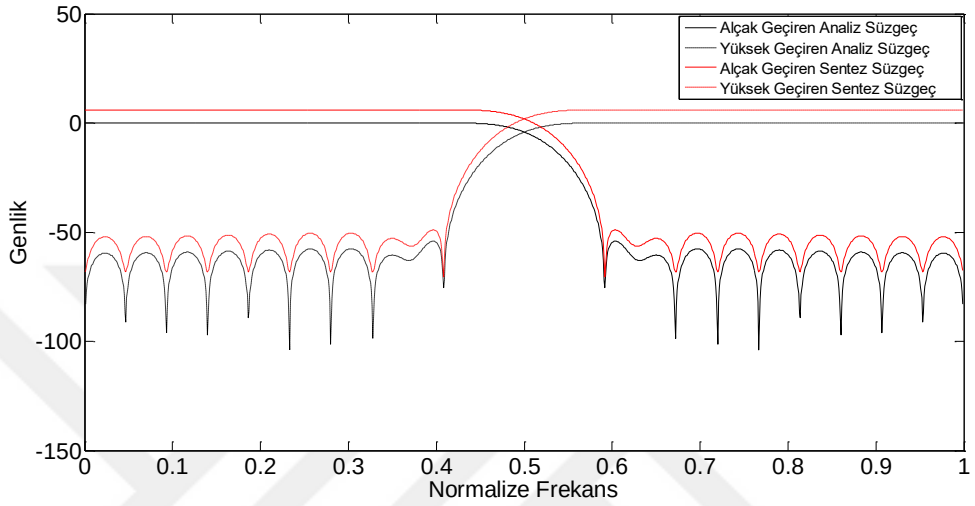
Şekil 4.46. Süzgeç Bankasının Girişine uygulanan Mitral kapak Doppler işareti



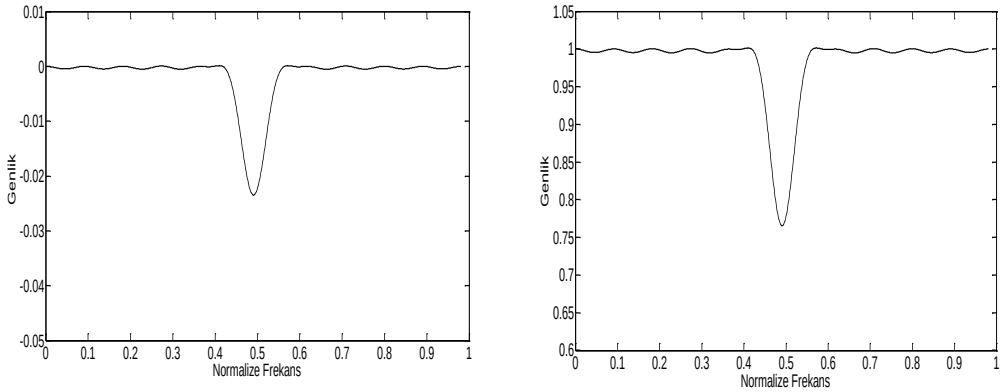
Şekil 4.47. Mitral kapak Doppler işaretinin 250 örneklik kısmı

Orijinal işaret çok uzun olduğu için hesaplama kolaylığı ve optimizasyon için geçen zaman açısından 250 örneklik kısmı kullanılmıştır.

SÜZGEÇ BANKASININ HAMMİNG PENCERSİYLE TASARLANMASI DURUMUNDA MİTRAL K.D. GİRİŞ İŞARETİNE VERDİĞİ YANIT:

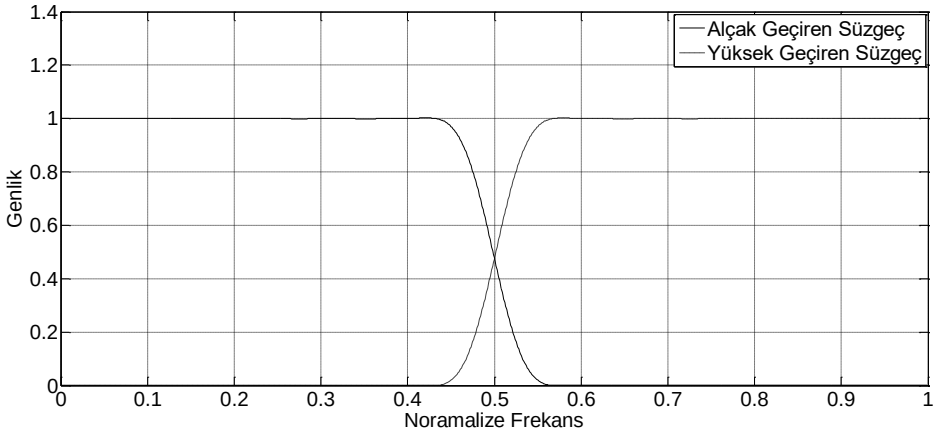


Şekil 4.48. Hamming Penceresiyle Tasarlanan Süzgeç Bankasının Analiz ve Sentez Süzgeçlerine ait Genlik Yanıtları

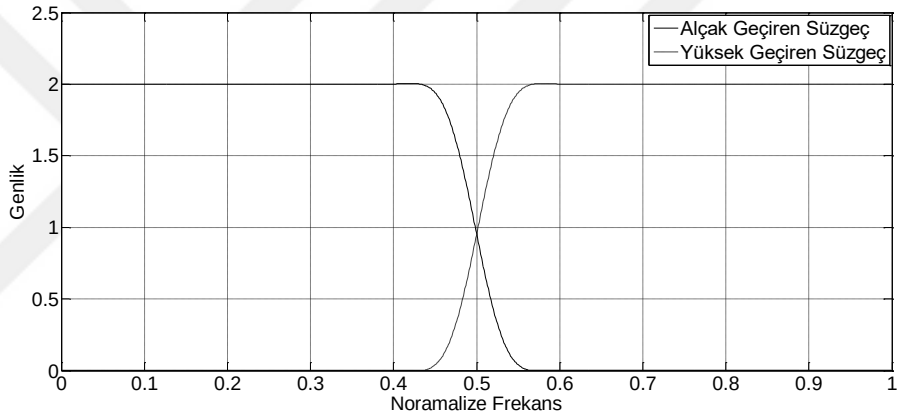


Şekil 4.49. Hamming Penceresiyle Tasarlanan Süzgeç Bankasının Analiz süzgecin pre hatası ve genlik bozulmasının değişimi

Şekil 4.50'de Hamming penceresiyle tasarlanan süzgeç bankasının analiz ve sentez süzgeçlerine ait genlik yanıtları verilmiştir. Hamming penceresiyle tasarlanan süzgeç bankasının analiz süzgecin pre hatası ve genlik bozulmasının değişimi Şekil 4.51'de gösterilmiştir.

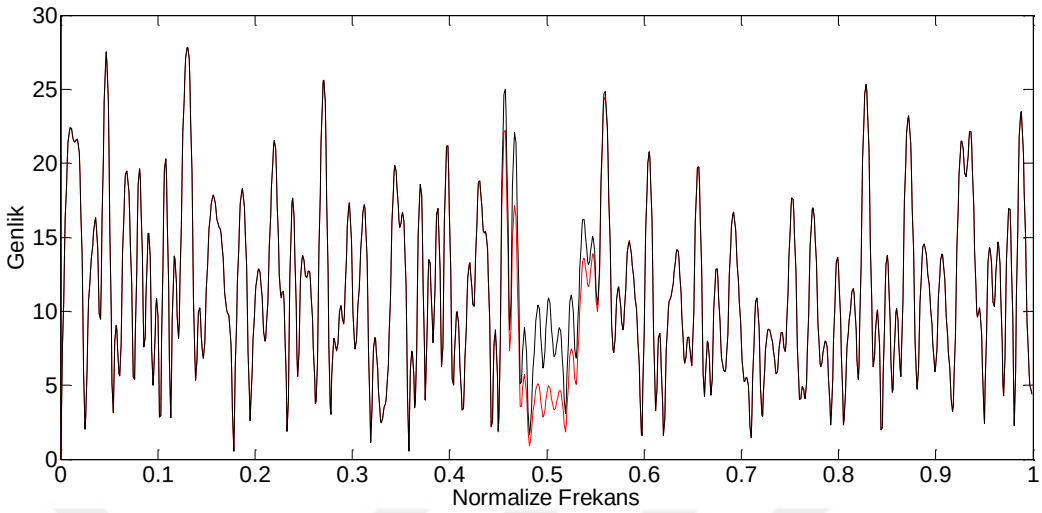


Şekil 4.50. Analiz Süzgeç Frekans Yanıtı



Şekil 4.51. Sentez Süzgeç Frekans Yanıtı

Analiz ve sentez süzgeçlerin frekans yanıtları sırasıyla Şekil 4.52 ve Şekil 4.53'te verilmiştir. Hamming penceresiyle tasarlanan süzgeç bankasının süzgeç bankasının giriş ve çıkış işaretinin frekans yanıtı Şekil 4.54'te aynı düzlemde gösterilmiştir. Şekil 4.54 incelendiğinde çıkış işareti giriş işaretini izlemektedir. Geçiş bandı olarak bilinen süzgecin geçirme ve durdurma bandının arasında bir miktar bozulma olduğu görülmektedir.



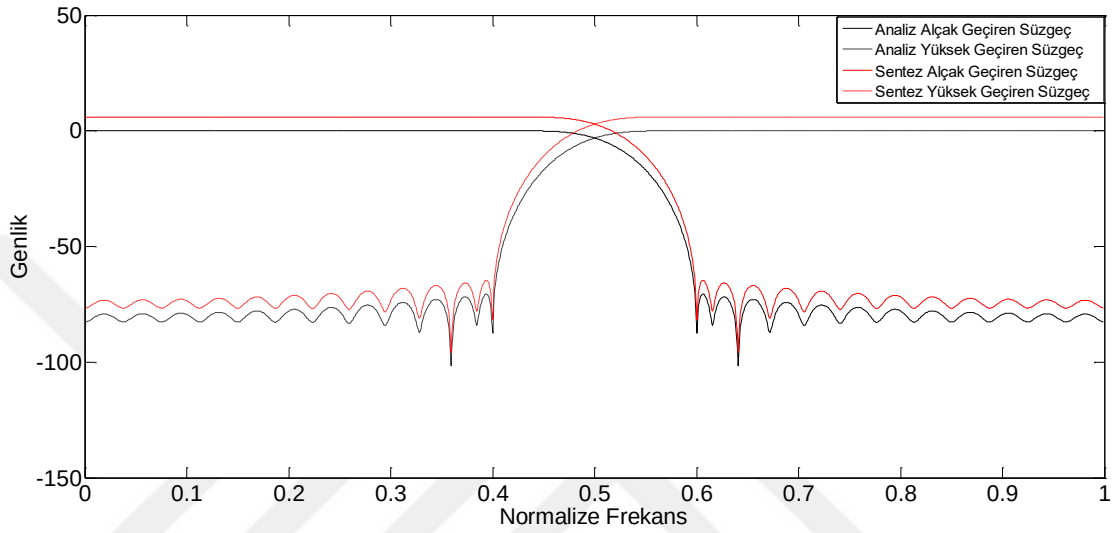
Şekil 4.52. Hamming Penceresiyle Tasarlanan Süzgeç Bankasının Süzgeç Bankasının Giriş ve Çıkış İşaretinin Frekans Yanıtı

Hamming penceresiyle tasarlanan süzgeç bankasının girişine Mitral Kapak Doppler giriş işareti uygulanması halinde süzgeç bankasından elde edilen sonuçlar Tablo 4.16'da verilmiştir. N=43 süzgeç derecesi için pre değeri 0.0088, Q değeri 0.0010, As değeri 65.8915 dB olarak Tablo 4.16'daki en iyi sonuçlar elde edilmiştir. Süzgeç derecesinin 53 olduğu durumda snr 0.7305 ve psnr 73.0597 dB değerleri Tablo 4.16'daki en iyi sonuçları vermiştir.

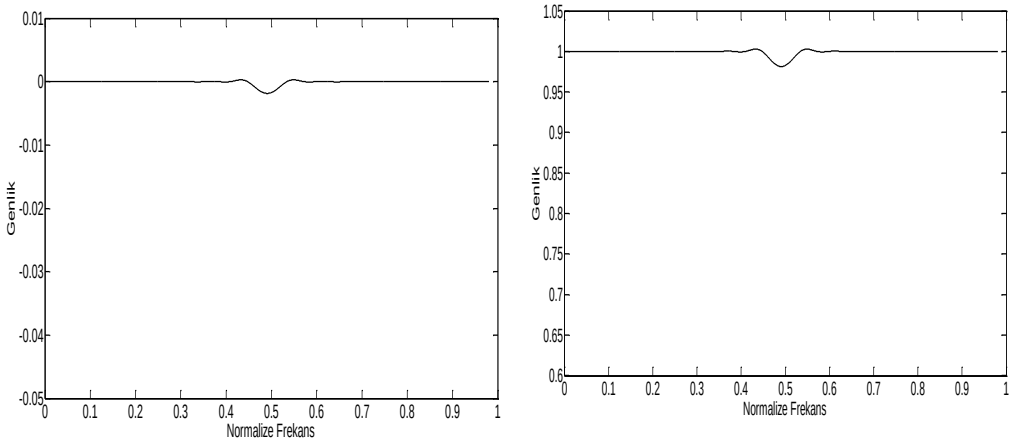
Tablo 4.16. Hamming penceresi ile elde edilen sonuçlar

	N=33	N=43	N=53	N=63	N=123
pre	0.0496	0.0088	0.0389	0.0480	0.0220
Q	0.0057	0.0010	0.0045	0.0055	0.0025
Zaman	0.3679	0.4329	0.3695	0.3674	0.3925
İt.say	46	56	47	47	48
Ap	0.0497	0.0088	0.0390	0.0481	00.0220
As	50.8710	65.8915	52.9824	51.1571	57.9431
Mse	0.0289	0.0147	0.0032	0.0092	0.0047
Snr	0.6352	0.6644	0.7305	0.6851	0.7138
psnr	63.5284	66.4438	73.0597	68.5116	71.3859

SÜZGEÇ BANKASININ KAİSER PENCERSİYLE TASARLANMASI DURUMUNDA MİTRAL K.D. GİRİŞ İŞARETİNE VERDİĞİ YANIT:

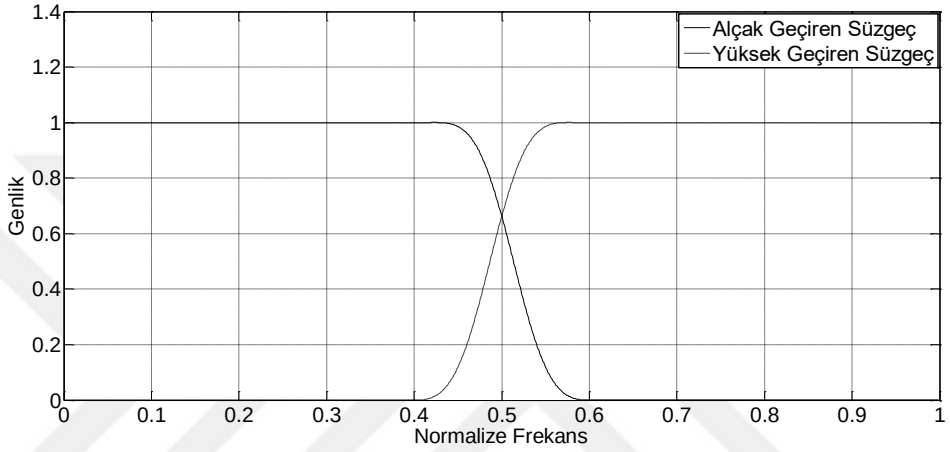


Şekil 4.53. Kaiser Penceresiyle Tasarlanan Süzgeç Bankasının Analiz ve Sentez Süzgeçlerine ait Genlik Yanıtları

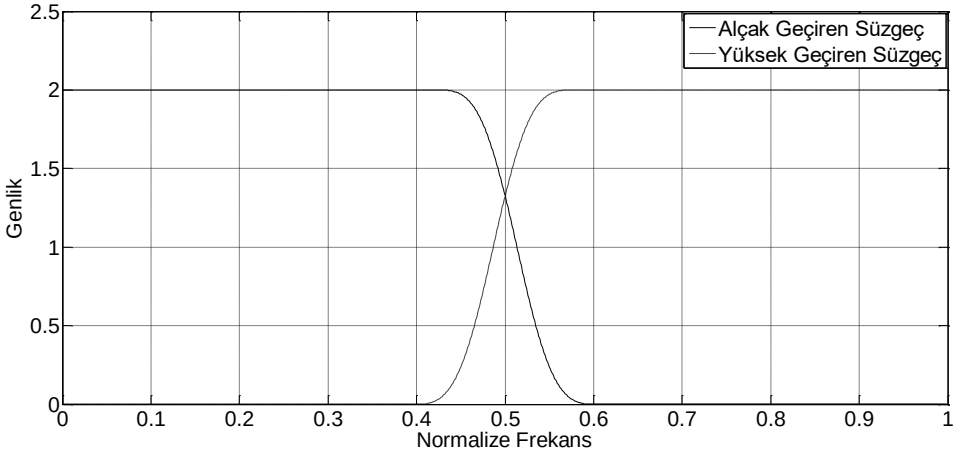


Şekil 4.54. Kaiser Penceresiyle Tasarlanan Süzgeç Bankasının Analiz süzgecin pre hatası ve genlik bozulmasının değişimi

Süzgeç derecesinin 33 olması halinde Kaiser penceresiyle tasarlanan süzgeç bankasının analiz ve sentez süzgeçlerine ait genlik yanıtları Şekil 4.55'te, analiz süzgecin pre hatası ve genlik bozulmasının değişimi Şekil 4.56'da verilmiştir.



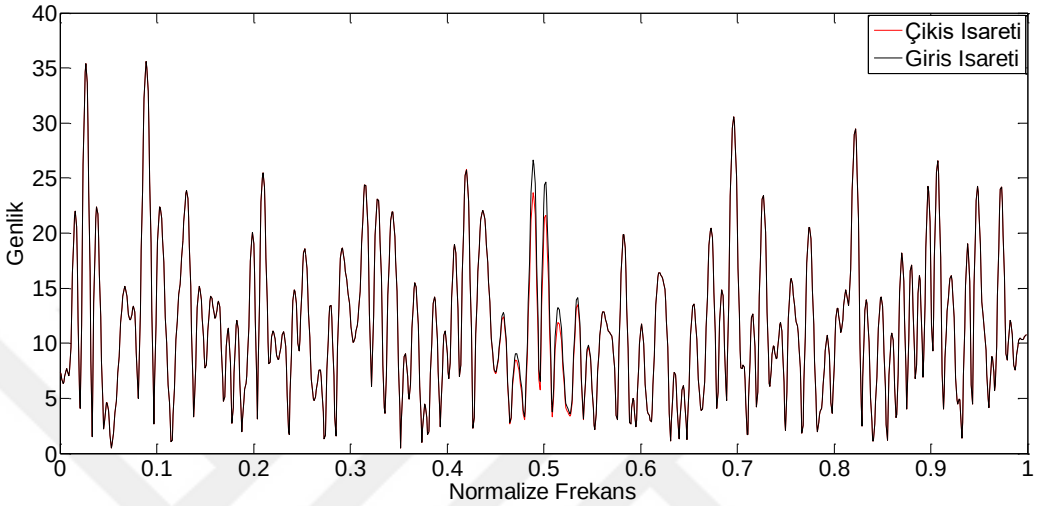
Şekil 4.55. Analiz süzgecin frekans yanıtı



Şekil 4.56. Sentez süzgecin frekans yanıtı

Analiz ve sentez süzgeçlerin frekans yanıtları sırasıyla Şekil 4.57 ve Şekil 4.58'de görülmektedir. Kaiser penceresiyle tasarlanan süzgeç bankasının giriş ve çıkış işaretinin

frekans yanıtı Şekil 4.59'da verilmiştir. Şekil 4.59 incelendiğinde, çıkış işaretinin geçiş bölgesinde bir miktar bozulmayla birlikte giriş işaretini izlediği gözlenmektedir.



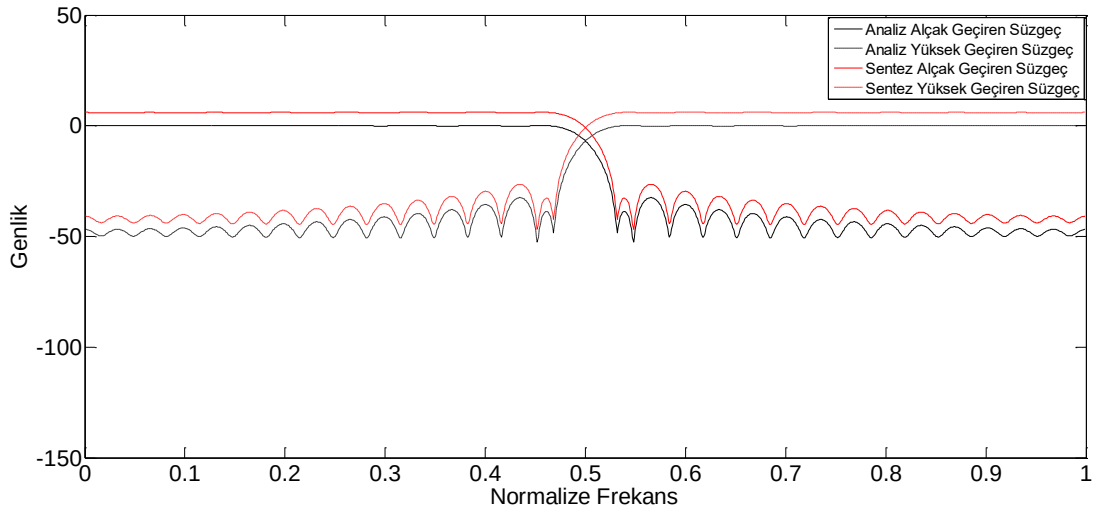
Şekil 4.57. Kaiser Penceresiyle Tasarlanan Süzgeç Bankasının Giriş ve Çıkış İşaretinin Frekans Yanıtı

Kaiser penceresiyle tasarlanan süzgeç bankası tasarımında farklı süzgeç dereceleri için elde edilen sonuçlar Tablo 4.17'de verilmiştir. Süzgeç derecesinin 33 olması durumunda pre değeri 0.0078, Q değeri 0.0009 olarak bulunmuştur. N=43 için tablodaki en iyi As değeri 70.9282 dB, en iyi Ap değeri 0.0049 dB olarak elde edilmiştir. Tablo 4.17'deki en iyi psnr ve snr değerleri 94.9344 ve 0.9493 olarak N=63 süzgeç derecesi için elde edilmiştir.

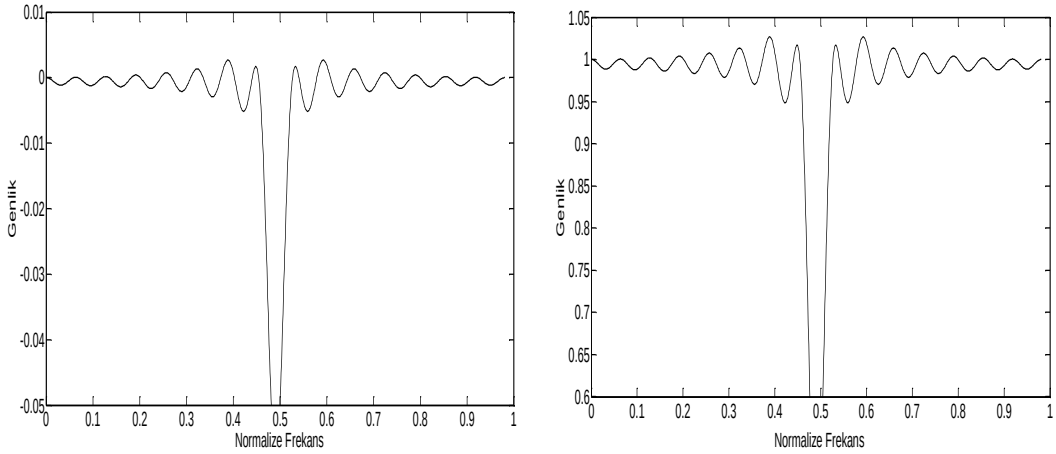
Tablo 4.17. Kaiser penceresi ile elde edilen sonuçlar

	N=33	N=43	N=53	N=63	N=123
pre	0.0078	0.0108	0.0094	0.0195	0.5430
Q	0.0009	0.0012	0.0011	0.0023	0.0645
Zaman	0.3513	0.3615	0.3640	0.3860	0.3988
İt.say	43	43	44	46	49
Ap	0.0078	0.0049	0.0071	0.0052	0.0058
As	66.9298	70.9282	67.8094	70.4559	69.5077
Mse	0.0106	0.0005	0.0014	2.087e-5	2.577e-5
Snr	0.6786	0.8095	0.7676	0.9493	0.9401
psnr	67.8649	80.9554	76.7609	94.9344	94.0189

SÜZGEÇ BANKASININ KAİSER-HAMMİNG PENCERSİYLE TASARLANMASI DURUMUNDA MİTRAL K.D. GİRİŞ İŞARETİNE VERDİĞİ YANIT:

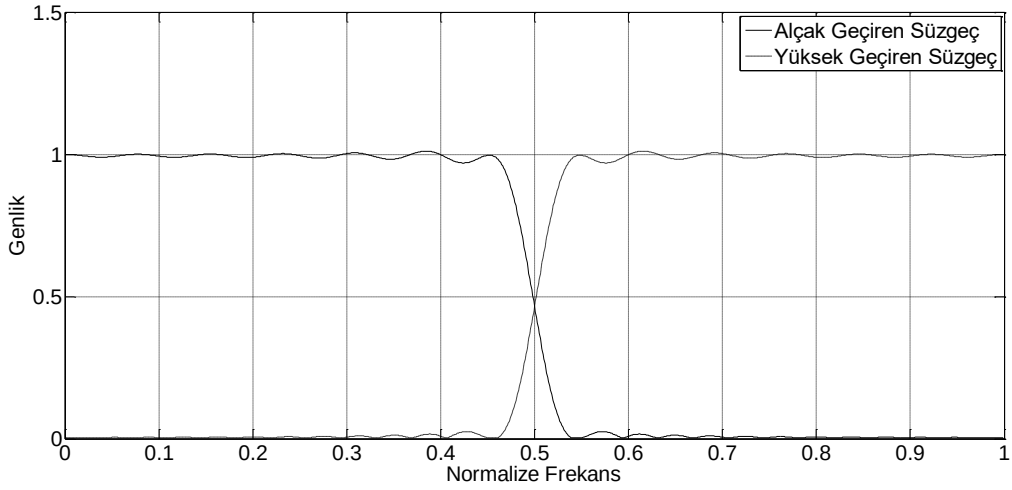


Şekil 4.58. Kaiser-Hamming Penceresiyle Tasarlanan Süzgeç Bankasının Analiz ve Sentez Süzgeçlerine ait Genlik Yanıtları

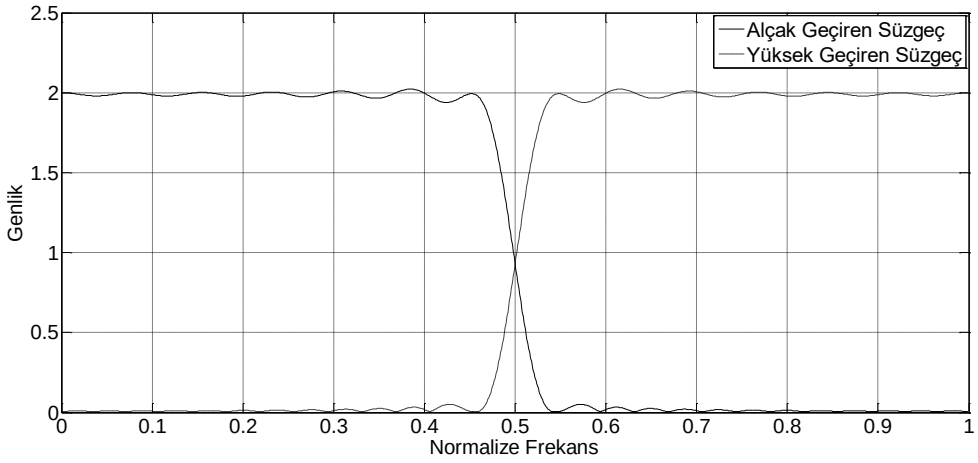


Şekil 4.59. Kaiser-Hamming Penceresiyle Tasarlanan Süzgeç Bankasının Analiz süzgecin pre hatası ve genlik bozulmasının değişimi

Süzgeç derecesinin 53 olması halinde Kaiser-Hamming penceresiyle tasarlanan süzgeç bankasının analiz ve sentez süzgeçlerine ait genlik yanıtları Şekil 4.60'da, analiz süzgecin pre hatası ve genlik bozulmasının değişimi Şekil 4.61'de verilmiştir.

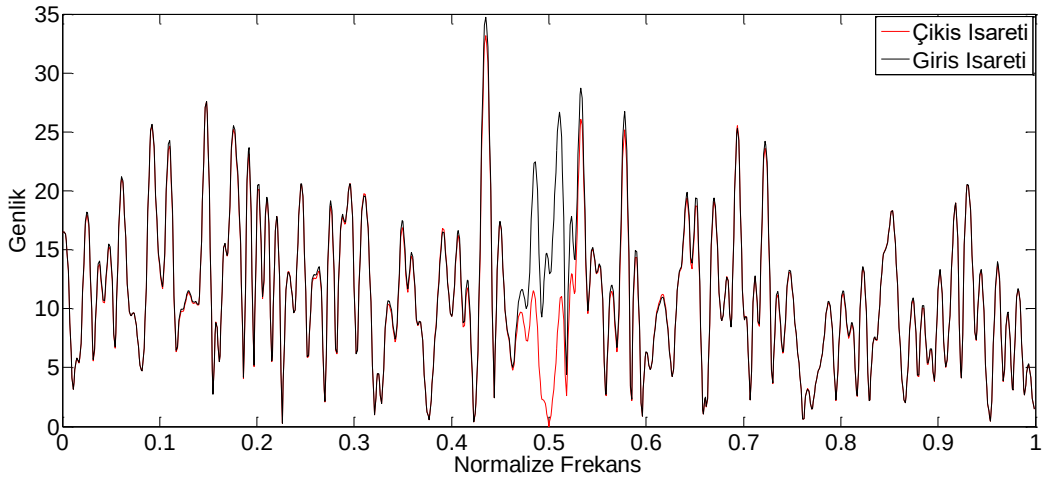


Şekil 4.60. Analiz Süzgeçlerin Frekans Yanıtı



Şekil 4.61. Sentez Süzgeçlerin Frekans Yanıtı

Analiz ve sentez süzgeçlerin frekans yanıtları sırasıyla Şekil 4.62 ve Şekil 4.63'te görülmektedir. Kaiser-Hamming penceresiyle tasarlanan süzgeç bankasının giriş ve çıkış işaretinin frekans yanıtı Şekil 4.64'te verilmiştir. Şekil 4.64 incelendiğinde, çıkış işaretinin geçiş bölgesinde bir miktar bozulmayla birlikte giriş işaretini izlediği gözlenmektedir.



Şekil 4.62. Kaiser-Hamming Penceresiyle Tasarlanan Süzgeç Bankasının Giriş, Çıkış ve Hata İşareti

Kaiser-Hamming penceresiyle tasarlanan süzgeç bankası tasarımında farklı süzgeç dereceleri için süzgeç bankasına giriş işareti olarak Mitral Kapak Doppler işareti uygulanması halinde elde edilen sonuçlar Tablo 4.18'de verilmiştir. Süzgeç derecesinin 53 olması durumunda pre değeri 0.0199, Q değeri 0.0232 olarak bulunmuştur. N=53 için tablodaki en iyi As değeri 78.8661 dB, en iyi Ap değeri 0.0496 dB olarak elde edilmiştir. Tablo 4.18'deki en iyi psnr ve snr değerleri 67.0600 ve 0.6706 olarak N=53 süzgeç derecesi için elde edilmiştir.

Tablo 4.18. Kaiser-Hamming penceresi ile elde edilen sonuçlar

	N=33	N=43	N=53	N=63	N=123
pre	0.0421	0.0200	0.0199	0.0329	0.0262
Q	0.0497	0.0233	0.0232	0.0385	0.0306
Zaman	0.1189	0.3001	0.2892	0.2899	0.2732
İt.say	45	47	47	47	45
Ap	0.1066	0.0499	0.0496	0.0828	0.0659
As	72.2500	78.8163	78.8661	74.4382	76.4139
Mse	0.0799	0.1278	0.0128	0.0836	0.1829
Snr	0.5910	0.5706	0.6706	0.5890	0.5550
psnr	59.1070	57.0651	67.0600	58.9066	55.5083

5. BÖLÜM

SİMULİNK UYGULAMASI İLE SÜZGEÇ BANKASI TASARIMI

5.1. Giriş

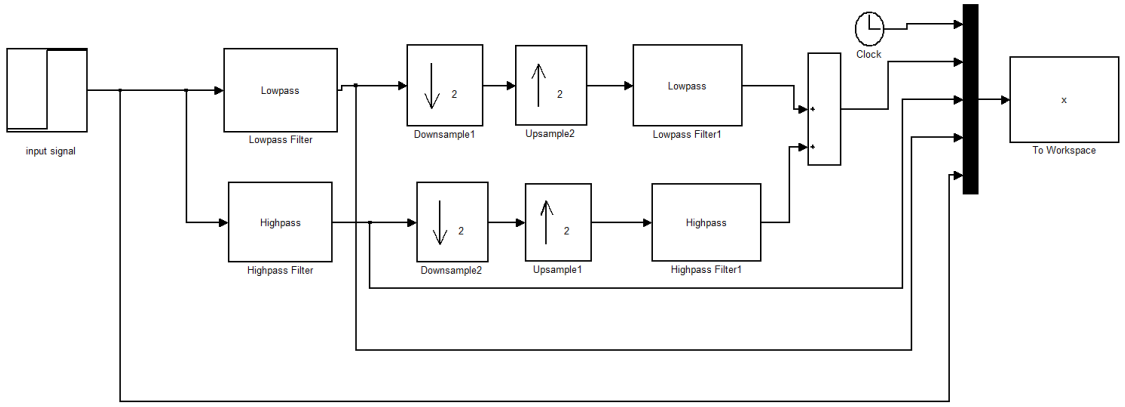
Simulink bize karmaşık sistemleri tasarlama ve similasyon yapma olanağı vermektedir. Mühendislik sistemlerinde simulasyonun önemi gün geçtikçe artmaktadır. Sistemlerin tasarımında büyük oranda bilgisayar similasyonlarından faydalanmakta, mümkün olduğunda tasarımın test aşamaları da bilgisayarlar yardımıyla yapılmaktadır.Bu da prototiplere olan ihtiyacı azaltarak maliyetlerin büyük oranda düşmesini sağlamaktadır. Günümüzde mühendislik alanında en çok kullanılan programlardan birisi Matlab'dir. Simulink, Matlab ile birlikte bütünleşik olarak çalışan bir similasyon ortamıdır. Simulink sürekli zamanlı ve ayrık zamanlı sistemleri veya her ikisini de içeren hibrit sistemleri desteklemektedir. İçinde birçok altsistemi blok olarak barındırdığından sürükle-bırak yöntemiyle birçok sistem birkaç dakikada kurularak simule edebilir, değişik durumlardaki sistemin cevabı test edilebilir. Bunun için Simulink bizlere zengin bir blok kütüphanesi sunmaktadır. Simulink model tabanlı tasarımlar için kullanılan çok boyutlu simulasyon ve blok diyagram ortamıdır. Bu simülasyon ortamı, otomatik kod üretimi, üretilen kodların sürekli testi ve gömülü sistem yapılarını desteklemektedir. Simulink dinamik sistemlerin modellenmesi ve simülasyonu için bir grafik editörü, özelleştirilebilir blok kütüphaneleri ve çözümleyici sağlar. Bu simulasyon ortamı daha fazla fonksiyonlu bir yapı sağlamak üzere Matlab m-file ortamı ile entegre olarak bağlıdır. Bu yapı Matlab m-file ile oluşturulan fonksiyonların Simulink ortamına aktarılabilmesini sağlarken Simulink ortamında elde edilen grafiklerin Matlab m-file ortamında görülmesini sağlamaktadır. Simulink kütüphanesindeki fonksiyonel yapılar sayesinde içyapıları bilinen alt sistemler oluşturulabilir, sistemin dinamik davranışı modellenerek simulasyonlar ile sitem açıklanabilir. Kolay bir şekilde çalışma dosyalarını ve bunları oluşturan bileşenleri yönetebilir, Simulink ortamına gömülü olan modeli gerçek zamanlı olarak gerçekleştirmek üzere donanımsal bağlantı sağlayabilir.

5.2. Simulink ile Süzgeç Bankası Tasarımı

Bu bölümde önceki bölümlerde anlatılan bu tezin de temel konusu olan Süzgeç Bankası tasarımı Simulink ortamında gerçekleştirilmiştir. İkinci bölümde Şekil 2.1'de verilen yapı temel alınarak tasarımlar gerçekleştirilmiştir. İlk olarak tasarlanan süzgeç bankasının kare dalga giriş işareti için verdiği çıkış işareti izlenmiştir. Daha sonra sinisoidal bir giriş için süzgeç bankasının yanıtı değerlendirilmiştir.

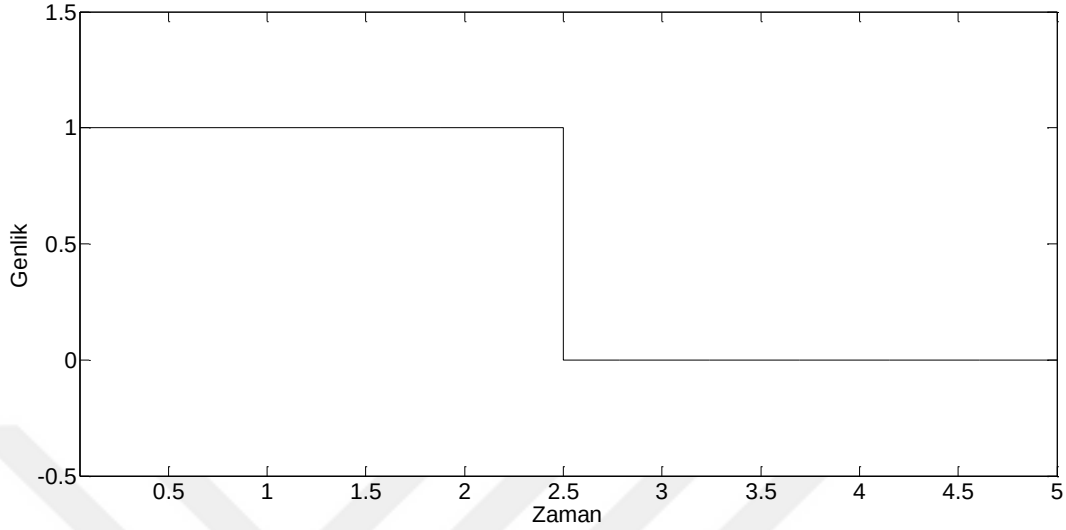
5.2.1. Simulinkte Süzgeç Bankasının Kare Dalga Girişe Verdiği Yanıt

Şekil 5.1'de kare dalga giriş işareti için sistemin simulink modeli gösterilmiştir. Modelde input signal olarak verilen blok yapı kare dalga işaretini temsil etmektedir. Kare dalga giriş işareti alçak ve yüksek geçiren süzgeçlerden geçirilmiş, süzgeçlenen işaretler alt örneklenmiştir. Tasarladığımız model iki kanallı QMF bankası olduğu için alt örnekleme oranı iki olarak seçilmiştir. Alt örneklenen yani örnek sayısı artırılan işaretler daha sonra üst örneklenir. Üst örnekleme operatörü iki kanallı yapıdan dolayı iki olarak seçilmiştir. Üst örneklenerek örnek sayısı azaltılan (giriş işaretinin örnek sayısına ulaşan) işaretler alçak ve yüksek geçiren süzgeçlerden geçirilerek elde edilen süzgeçlenmiş işaretler toplanır. Toplamdan elde edilen işaret süzgeç bankasının çıkış işaretidir.



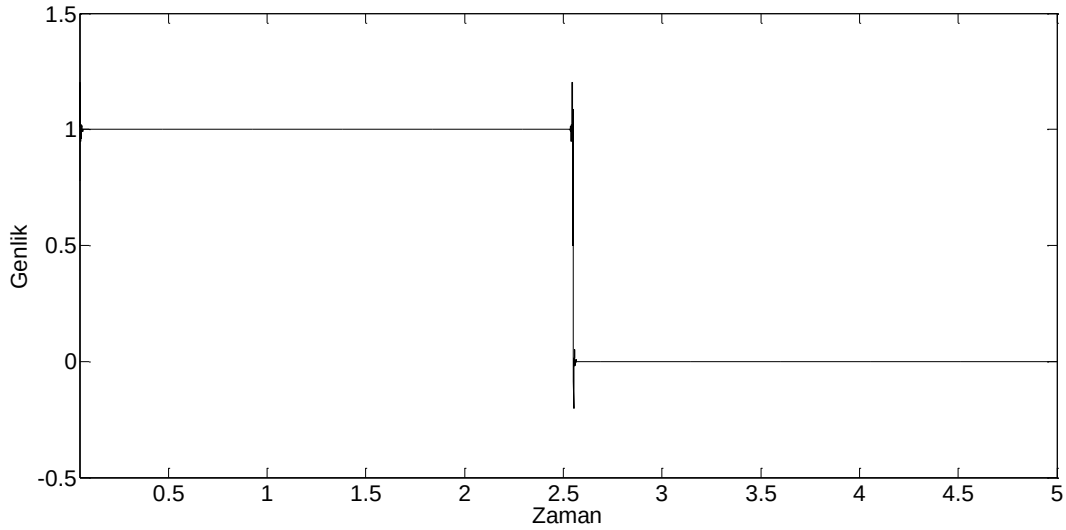
Şekil 5.1. Kare Dalga Giriş İşareti için FIR QMF Bankası Simulink Tasarımı

Şekil 5.1'deki blok yapıda *to Workspace* bloğu istediğimiz işaretleri Matlab Workspace'te ayrı ayrı grafikler halinde elde etmemize yardım eder.



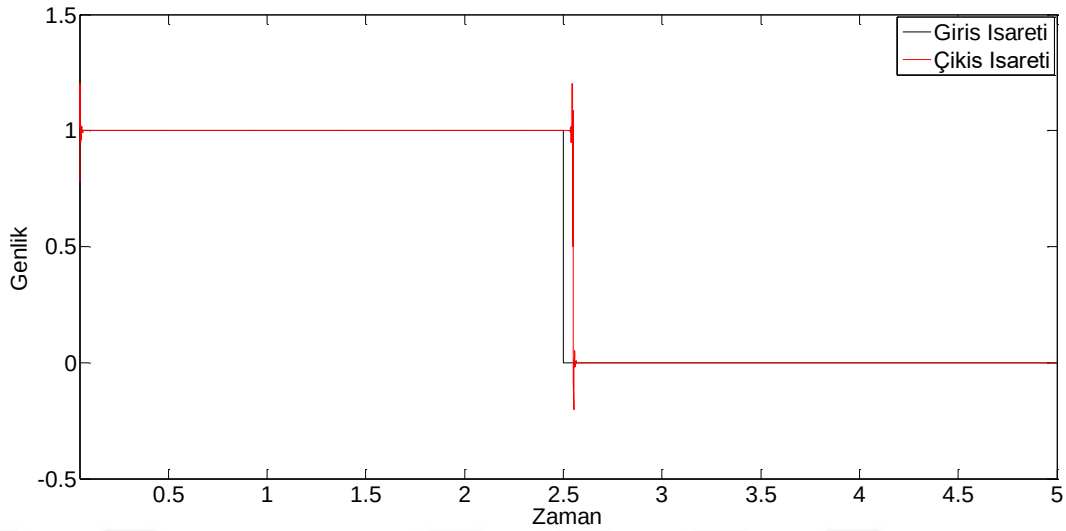
Şekil 5.2. Süzgeç Bankasının Girişine Uygulanan İşaret

Süzgeç bankasının girişine uygulanan kare dalga giriş işareti Şekil 5.2'de verilmiştir. Kare dalga işaretinin genliği 1 birim olup simulasyon süresi 5 saniye olarak verilmiştir.



Şekil 5.3. Süzgeç Bankasının Çıkış İşareti

Kare dalga giriş işareti için süzgeç bankasının çıkışından elde edilen işaret yine bir kare dalga olup Şekil 5.3'te gösterilmştir. Çıkış işaretinin giriş işaretiyle aynı genlikte olduğu ancak zaman düzleminde bir miktar gecikmeyle elde edildiği görülmektedir.

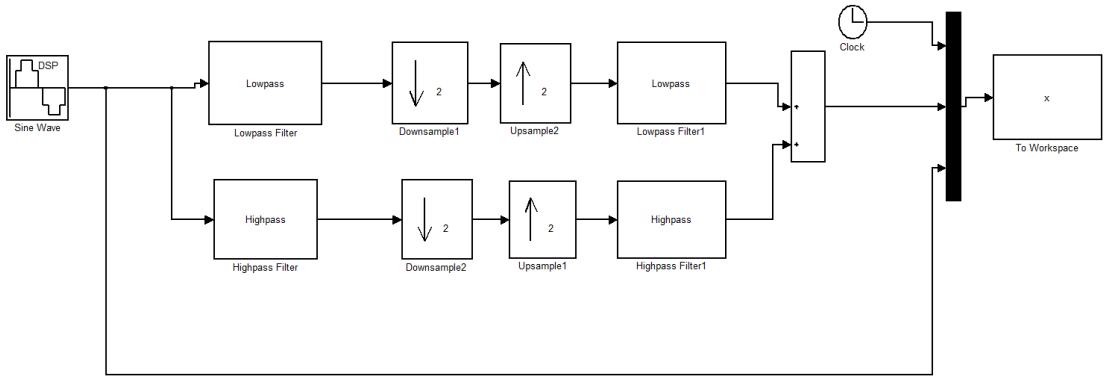


Şekil 5.4. Süzgeç Bankasının Girişine Uygulanan İşaret ve Çıkış işareti

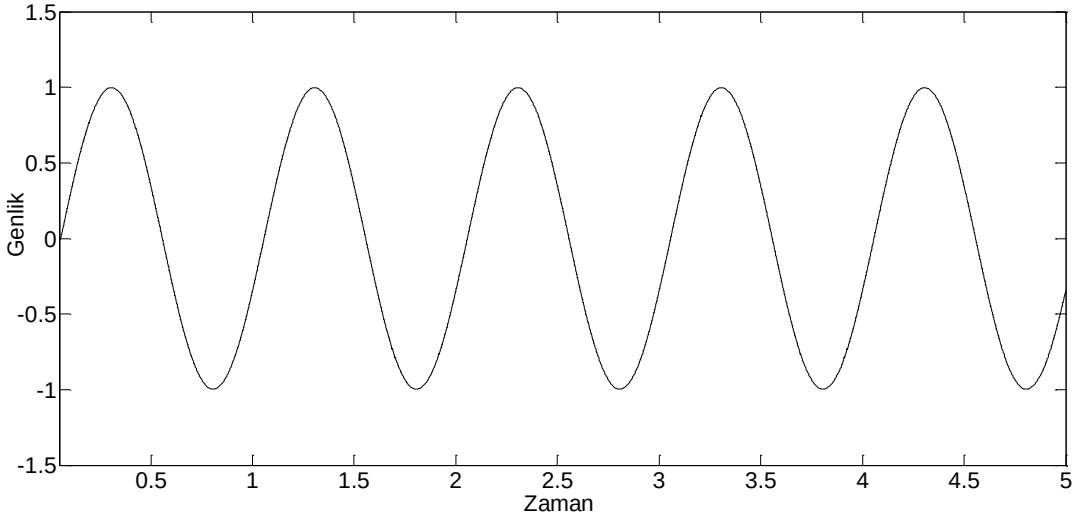
Süzgeç bankasının giriş ve çıkış işaretleri Şekil 5.4'te üst üste gösterilmiştir. Literatürde süzgeç bankası tasarımları yapılmış ve kare dalga giriş işareti için süzgeç bankasının çıkışı izlenmiştir. Lijiljana Milic tarafından yazılan *Multirate Filtering for Digital Signal Processing* isimli kitapta kare dalga giriş işareti için süzgeç bankasının çıkışı grafiklerle verilmiştir[58]. Lijiljana Milic'in kitabında Şekil 5.4'te elde ettiğmiz gibi süzgeç bankasının çıkış işareti, girişe uygulanan işaretin bir miktar gecikmiş şeklidir.

5.2.2. Simulinkte Süzgeç Bankasının Sinisoidal Girişe Verdiği Yanıt

Süzgeç bankasının girişine uygulanan sinusoidal giriş işareti için gerçekleştirilen Simulink modeli Şekil 5.5'te gösterilmiştir.

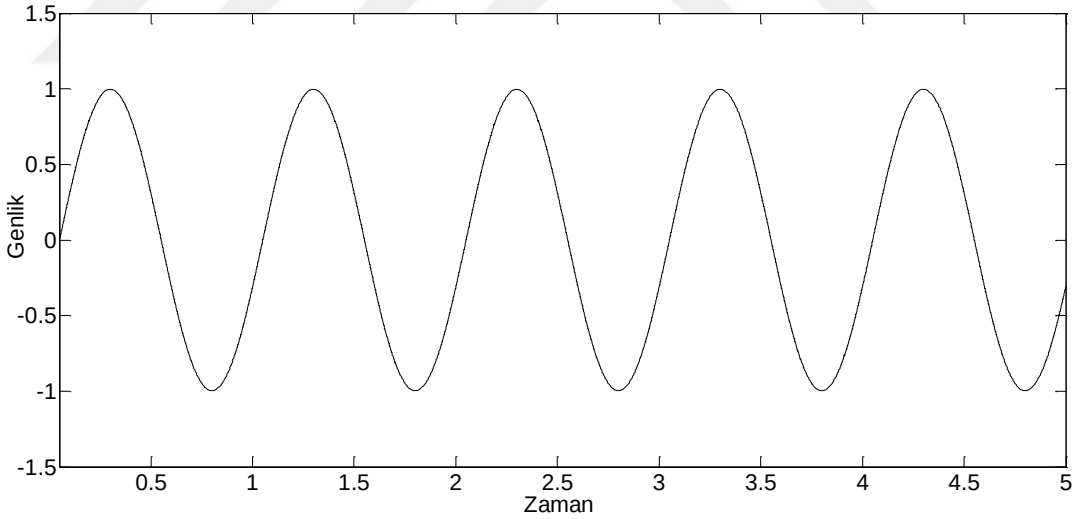


Şekil 5.5. Sinisoidal Giriş İşareti için FIR QMF Bankası Simulink Tasarımı



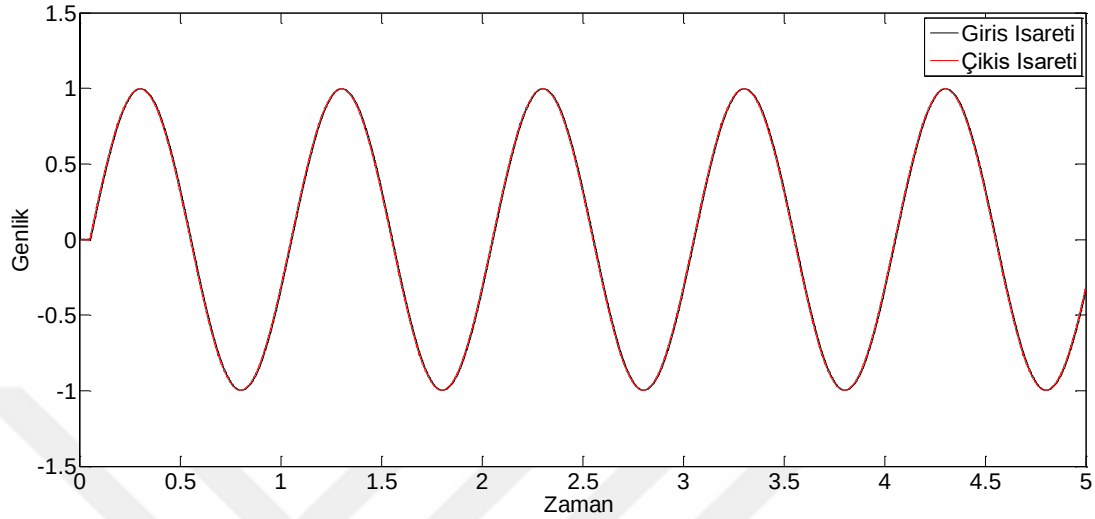
Şekil 5.6. Süzgeç Bankasının Girişine Uygulanan İşaret

Şekil 5.6'da süzgeç bankasının girişine uygulanan sinusoidal işaret verilmiştir. Bu işaret 5 saniye simulasyon süresi boyunca maksimum genliği bir birim olacak şekilde üretilmiştir.



Şekil 5.7. Süzgeç Bankasının Çıkış İşareti

Simulink ortamında modellenen süzgeç bankasının girişine sinusoidal bir giriş işareti uygulanması durumunda elde edilen çıkış işareti Şekil 5.7'de verilmiştir.



Şekil 5.8. Süzgeç Bankasının Girişine Uygulanan İşaret ve Çıkış işareti

Süzgeç bankasının sinisoidal giriş işareti ve çıkış işareti Şekil 5.8'de aynı grafikte birlikte gösterilmiştir.

6. BÖLÜM

TARTIŞMA, SONUÇ VE ÖNERİLER

6.1. Tartışma, Sonuç

Yapılan bu tez çalışmasında işaret işleme uygulaması temel alınarak çeşitli tasarımlar gerçekleştirilmiştir. İşaret işleme kapsamında süzgeçleme yöntemi incelenmiş ve süzgeç yapısı geliştirilerek süzgeç bankası tasarımı üzerinde yoğulaşılmıştır. Süzgeç bankasının temelini oluşturan süzgeç tasarım yöntemleri incelenmiş pencereleme tekniği üzerinde geniş bir çalışma gerçekleştirilmiştir. Sonuç olarak tasarlanan süzgeç bankasının çeşitli işaretler üzerindeki etkisi değerlendirilmiştir. Elde edilen süzgeç bankası yapısının girişine uygulanan işaretlere bağlı olarak tasarım parametrelerinin bir kısmında oldukça etkili olduğu saptanırken bazı parametreler için aynı etkiden söz edilememektedir. Bu çalışma referans alınarak süzgeç bankası yapısının özellikle geçiş bandı olarak belirtilen frekans bandında nasıl daha fazla iyileştirme yapılacağı ileriki çalışmalarda değerlendirilebilir.

6.2. Öneriler

Yapılan tez çalışmasında süzgeç bankası tasarımı için iteratif yöntemler tercih edilmiştir. Elde edilen sonuçlar tablo ve grafiklerle gösterilmiştir. Sonuçlar değerlendirildiğinde istenen süzgeçleme işlemini gerçekleştirecek daha optimum süzgeç bankaları tasarlanabilmektedir. Bu bağlamda kullanılan iteratif yöntemler yerine arama kapasitesi bakımından daha etkili olan sezgisel optimizasyon teknikleri tercih edilebilir.

KAYNAKÇA

1. Jain A., Saxena R., Saxena S.C., 2005. A simple alias free QMF system with near perfect reconstruction. **Indian Institute of Science, 85** (1): 1-10.
2. Johnston J. D., 1980. A filter family design for use in quadrature mirror filter banks. IEEE International Conference on Acoustics, **Speech and Signal Processing,** 5: 291–294.
3. Chen C. K., Lee J. H., 1992. Design of quadrature mirror filters with linear phase in frequency domain. **IEEE Transactions Circuits Systems II,** 39: 593–605.
4. Jain V. K., Crochiere R. E., 1984. Quadrature mirror filter in time domain. **IEEE Transactions Acoustics Speech Signal Processing,** 32: 353–361.
5. Creusere C. D., Mitra S. K., 1995. A simple method for designing high-quality prototype filters for *M*-band pseudo QMF banks. **IEEE Transactions Signal Processing, 43** (4):1005–1007.
6. Kumar, A., Singh, G.K., Anand, R. S., 2010. An improved method for designing quadrature mirror filter banks via unconstrained optimization. **Springer Science, 9** (1): 99-111.
7. Karaağaç, M.E., 2007. Çoklu Hızlı İşaret İşleme Yöntemleriyle İşaretlerin Elde Edilmesi. İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul, 102 s.
8. Vaidyanathan, P.P., 1993. Multirate Systems and Filter Banks. Department of Electrical and Engineering California Institute of Technology. Pasadena, New Jarsey 910 pp.
9. Chee, G., Lim, Y.C., 1999. Improved weighted least square algorithm for the design of quadrature mirror filters. **IEEE Transactions on Signal Processing, 47**(7):1866-1877.
10. Chen, C., Lee, J.,1992. Design of quadrature mirror filters with liner phase in the frequency domain. **IEEE Transactions on Circuits and Systems, 39**(9):593-605.
11. Kok, C., Siu, W., Law, Y., 2008. Peak constrained least squares QMF banks. **Signal Processing, 88** (1): 2363-2371.
12. Sahu, O.P., Soni, M.K., Talwar, I.M., 2006. Marquardt optimization method to design two-channel quadrature mirror filter banks. **Digital Signal Processing, 16:** 870-879.

13. Youlian, Z., Cheng, H., Weige, T., 2010. Frequency domain optimization design of linear phase cosine modulated filter banks. **International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation 2**(1): 313-316.

14. Anurag, S. Kumar, A., 2012**.** Non-Uniform Filter Bank Design using Modified Window Functions. **Computational Intelligence and Signal Processing (CISP), 2012 2nd National Conference** 165-170.

15. Rafia, S.M., Kumar, A., Singh, G.K., 2013. An improved particle swarm optimization method for multirate fitler bank design. **Science Direct Journal of the Franklin Institute, 350**: 757-769.

16. Ramakrishna, A., Nigam, Dr.M.J. ,2006. A simple method to design FIR QMF banks, **IEEE Elektronik Computer Engineering Intelligent Sensing and Information Processing ICISIP 2006. Fourth International Conference,** 236-239.

17. Lin, Y., Vaidyanathan, P. P.,1998. A kaiser window approach for the design of prototype filters of cosine modulated filterbanks. **IEEE Signal Processing Letters**, **5** (6):132-134.

18. Jaın, A., Rajıv, S., Saxena, S. C., 2005. A simple alias-free QMF system with near-perfect reconstruction. **Indian Institute of Science, 85**: 1-10.

19. Sahu, O.P., Soni, M.K., Talwar, I.M., 2006. Marquardt optimization method to design two-channel quadrature mirror filter banks. **Digital Signal Processing, 16**: 870-879.

20. Xu, H., Lu, W. Antoniou, A., 1998. An improved method for the design of FIR quadrature mirror-image filter banks. **IEEE Signal Processing Letters,** 46 (5): 1275-1281.

21. Ertürk, S., 2009. Sayısal İşaret İşleme. Birsen Yayınevi. Lort Matbaası, İstanbul, 347 s.

22. Losada, R.A., 2008. Digital Filters with Matlab. The MathWorks. 238 pp.

23. Chrochiere, R.E., Rabiner, L.R., Multirate Digital Signal Processing. Prentice Hall Signal Processing Series, New Jersey, 411 s.

24. Xu, H., Lu, W.S., Antoniou, A., 1995. Design of perfect reconstruction QMF banks by a null-space projection method. **IEEE Signal Processing Letters, 95**(2): 965-968.

25. Youlian, Z., Cheng, H., Weiff, T., 2010. Frequency domain optimization design of linear phase cosine modulated filter banks. **International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation, 2:** 313-316.

26. Avci K., Nacaroğlu A., 2012. Design of nonrecursive digital filters using the exponential window. **International Journal of Advances in Electrical and Electronics Engineering**, **2**: 308-316.

27. Avci K., Nacaroğlu A., 2008. Cosh window family and its application to FIR filter design. **AEU International Journal of Electronics and Communications, 63** (11): 907-916.

28. Selesnick I.W., Burrus C. S., 1997. Exchange algorithms that complement the parks-mcclellan algorithm for linear phase fır filter design. **IEEE Transactıons On Cırcuıts And Systems: Analog And Dıgıtal Sıgnal Processıng, 44** (2): 137-143.

29. Avci K., Nacaroğlu A.,2008. High quality low order nonrecursive digital filters design using modified kaiser window. **Communication Systems Networks and Digital Signal Processing,** 239:242.

30. Bregovic R., Saramaki T., 2005. Design of two-channel FIR filter banks with rational sampling factors by using the frequency response masking technique. **Institute of Signal Processing Tampere University of Technology, 2:** 1098-1101.

31. Bergen S.W.A., Antoniou A., 2005. Design of nonrecursive digital filters using the ultraspherical window function. **EURASIP Journal on Applied Signal Processing, 12**: 1910-1912.

32. Bregovic R., Dumitrescu B., Saramaki T., Niemisto R., 2006. A kaiser window approach for designing nonuniform oversampled *M*-channel filter banks. **Institute of Signal Processing, Proc. Int. Workshop on Spectral Methods and Multirate Signal Processing,** 15-21**.**

33. Kok C., Siu W., Law Y., 2008. Peak constrained least-squares QMF banks. **Signal Processing, 88:** 2363– 2371.

34. Anurag S., Kumar A., 2012. Non-Uniform filter bank design using modified window functions. **Computational Intelligence and Signal Processing (CISP)**, 165-170.

35. Lu, W.S., Antoniou, A., 2000. Design of digital filters and filter banks by optimization: a state of the art review. **Department of Electrical and Computer Engineering, University of Victoria**.

36. Xu H., Lu W.S., Antoniou A., 1995. Design of perfect reconstruction QMF banks by a null-space projection method. **IEEE Circuits and Systems, ISCAS '95, 2:** 965-968.

37. Horng B.R., Willson A. **N.,** 1992. Lagrange multiplier approaches to the design of two-channel perfect-reconstruction linear-phase fır filter banks. **IEEE Transactions on Signal Processing, 40(2):** 364-374.

38. Kumar A., Verma M., Lamba V.K., 2012. Kumar S., Kumar S., Analysis of modified cosh window function and performance evaluation of the fır filter designed using windowing techniques. **International Journal of Computers and Technology, 3(2):** 324-328.

39. Roldan F.C., Lopez P.A., 2002. An Efficient and simple method for designing prototype filters for cosine-modulated pseudo-QMF banks. **IEEE Signal Processing Letters, 9(1):** 29-31.

40. Datar A., Jain A., Sharma P.C., 2010. Design of kaiser window based optimized prototype filter for cosine modulated filter banks. **Signal Processing**, **90**: 1742-1749.

41. Brennan R., Schneider T., 1998. A flexible filter bank structure for extensive signal manipulatıons in digital hearing aids**, Circuits And Systems, ISCAS '98, 6:**569-572**.**

42. Bergen S.W.A., 2008. A design method for cosine-modulated filter banks using weighted constrained-least-squares filters. **Digital Signal Processing, 18:** 282-290.

43. Xie X. M., Chen X. Y., Shi G. M., 2005. A simple design method of linear-phase nonuniform filter banks with ınteger decimation factors. **IEEE Signal Processing Letters,** 724:727.

44. Shi G., Xie X., Chen X., Zhong W., 2006. Recent advances and new design method in nonuniform filter banks. **IEEE Signal Processing Letters,** 211-215.

45. Kumar S., Mem, Vaidyanathan P. P., 1986. Theory and design of uniform dft, parallel, quadrature mirror filter banks. **IEEE Transactions on Signal Processing, 33(12):** 1170-1191.

46. Hermann D., Chatu E., Dony R. D., Areibi S. M., 2007. Window based prototype filter design for highly oversampled filter banks in audio applications. **Acoustics, Speech and Signal Processing, ICASSP 2007. IEEE International Conference, 2:** 405-408.

47. Kumar A., Singh G.K., Kuldeep B., 2011. An ımproved and simplified approach for designing cosine modulated filter bank using window technique. **Springer Science, 10:** 213-226.

48. Soni R. K., Jain A., Saxena R., 2010. An optimized design of non uniform filterbank using blackman window family. **International Journal of Signal and Image Processing**, **1:** 18-23.

49. Jain A., Saxena R., Saxena S.C., 2006. An improved and simplified design of cosine modulated pseudo-QMF filterbanks. **Digital Signal Processing, 16:** 225-232.

50. Roldan F.C., Lopez P.A., Martin P., Ferreras L., 2001. Alternating analysis and synthesis filters: a new pseudo-QMF bank. **Digital Signal Processing, 11:** 329-345.

51. Prabhu K.M.M., Bagan K.B., 1998. FIR digital filter design with variable parameter window families. **Journal of the Institution of Electronic and Radio Engineers, 58(6):** 295-298.

52. Kumar A., Rafia S.M., Singh G.K., 2012. A hybrid method for designing linear-phase quadrature mirror filter bank. **Digital Signal Processing, 22:** 453-462.

53. Ferdous J., Ali Md. S., 2013. A survey report for performance analysis of finite ımpulse response digital filter by using different window techniques. **International Journal of Research in Engineering and Technology**, **2(12):** 265-270.

54. Dhabal S., Chakraborty S., Venkateswaran P., 2011. An efficient quadrature mirror filter design and its applications in audio signal processing. **Communication and Industrial Application (ICCIA), International Conference,** 1-4**.**

55. Vaidyanathan P.P., 1987. Quadrature mirror filter banks, M band extensions and perfect reconstruction techniques. **IEEE ASSP Magazine,** 5-20.

56**.** Kayran, A., 2004. Sayısal İşaret İşleme. Birsen Yayınevi. Volkan Matbaası, İstanbul, 347 s.

57**.** Kamışlıoğlu B., Koza T., Koçkanat S., Karaboğa N., 2013. Noise cancellation on mitral valve doppler signal with IIR digital filter using harmony search algorithm. **Innovations in Intelligent Systems and Applications (INISTA),** 1-5.

58. Milic L., 2009. Multirate Filtering for Digital Signal Processing. IGI Global. Belgrade, Serbia. 414 pp.

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı, Soyadı: Bircan KAMIŞLIOĞLU

Uyruğu: Türkiye (TC)

Doğum Tarihi ve Yeri: 6 Ekim 1988, Elazığ

Medeni Durumu: Bekâr

Tel: +90 312 210 22 92

Fax: +90 312 210 22 91

email: bkamislioglu@firat.edu.tr

Yazışma Adresi: Erciyes Üniversitesi Strateji Geliştirme Dairesi Başkanlığı 38039 Talas/KAYSERİ

EĞİTİM

Derece	Kurum	Mezuniyet Tarihi
Lisans	F.Ü MÜH. FAK. EEM	2011
Lise	Balakgazi Lisesi, Elazığ	2006

İŞ DENEYİMLERİ

Yıl	Kurum	Görev
2012- 2013	Erciyes Üniversitesi	Araştırma Görevlisi
2013- Halen	Fırat Üniversitesi	Araştırma Görevlisi

YABANCI DİL

İngilizce

YAYINLAR

Kamışlıoğlu B., Karaboğa N., "Pencereleme Yöntemleriyle FIR QMF Bankası Tasarımı", 22. IEEE Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı, TRABZON, TÜRKIYE, 23-25 Nisan 2014, ss.1-1.

Kamışlıoğlu B. , Koçkanat S., Koza T. , Karaboğa N., "Noise Cancellation On Mitral Valve Doppler Signal With IIR Digital Filter Using Harmony Search Algorithm", INISTA 2013 International Symposium on INnovations in Intelligent Systems and Applications, BULGARISTAN, "19-21 June 2013" , pp.1-5.

Koza T. , Kamişlioğlu B., Karaboğa N., "Armoni Arama Ve Yapay Arı Koloni Algoritmalarının Parametre Değerlerinin Kontrolü", Otomatik Kontrol Türk Milli Komitesi 2012 Ulusal Toplantısı, NİĞDE, TÜRKİYE, "11-13 Ekim 2012" , ss.1-5.

Kamişlioğlu B., Karaboğa N., "Armoni Arama Algoritması Ile Daha Düşük Dereceden Sistem Modelleme ", ELECO®2012 Elektrik - Elektronik ve Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu, BURSA, TÜRKİYE, 29 Kasım - 01 Aralık 2012, ss.1-1.

Kamişlioğlu B., Karaboğa N., “QMF Bank Design with Kaiser-Hamming Window Functions”, INISTA 2014 International Symposium on Innovations in Intelligent SysTems and Applications, ITALY, "23-25 June 2014".

Kamişlioğlu B., Karaboğa N., “Pencereleme Teknikleriyle Fır QMF Bankası Tasarımı”, URSI International Union of Radio Science Türkiye Ulusal Komitesi, ELAZIĞ “28-30 Ağustos 2014”.