

İSTANBUL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

121067

YÜKSEK LİSANS TEZİ

HÜCRESEL SİNİR AĞLARI ve GÖRÜNTÜ İŞLEMEDEKİ UYGULAMALARI

T.C. YÜKSEKÖĞRETİM BAKANLIĞI
DOKÜMANTASYON MERKEZİ

Koray KAYABOL
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman
Yard. Doç. Dr. Emir TUFAN AKMAN

121067

HAZİRAN 2002

İSTANBUL

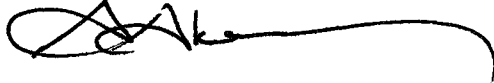
Uygundur.
Yard. Doç. Dr. Emir Tufan Akman

İSTANBUL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Bu çalışma 08.07.2002 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Elektrik-Elektronik Mühendisliği programında Yüksek Lisans Tezi olarak kabul edilmiştir.



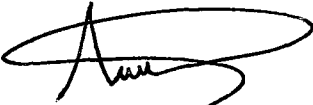
İMZA
Doç.Dr. Hakan Ali ÇIRPAN
Danışman



İMZA
Doç.Dr. Aydın AKAN



İMZA
Doç.Dr. Osman Nuri UÇAN



İMZA
Doç.Dr. Ahmet SERTBAŞ

1



İMZA
Y.Doç.Dr. Mukden UĞUR

ÖNSÖZ

Bu tez çalışmasında, son yıllarda, özellikle görüntü işleme uygulamalarında sıkça tercih edilen Hücrel Sinir Ağlarının, (HSA) iki boyutlu bir süzgeç olarak frekans domeninde tasarımına yönelik yaklaşım baz alınmış ve bu yaklaşım kullanılarak, sonsuz birim dürtü cevaplı (IIR) iki kanallı süzgeç öbeği yapısında yer alan alçak ve yüksek geçiren süzgeçler HSA ile tasarlanmıştır. Tasarlanan HSA'ların görüntü iyileştirme uygulaması incelenmiş ve benzetim sonuçları elde edilmiştir.

Bu tezin hazırlanması esnasında, başta her türlü desteğini esirgemeyen danışman hocam Yrd. Doç. Dr. Emir TUFAN AKMAN olmak üzere, fikirlerinden ve sağladıkları kaynaklardan yararlandığım hocalarım Doç. Dr. Aydın AKAN, Doç. Dr. Sabri ARIK. Doç. Dr. Hakan A. ÇIRPAN, Dr. Atilla ÖZMEN (Kadir Has Ün.) ve Arş. Görv. Hasan DEMİR'e ve ayrıca Prof. Dr. Vedat TAVŞANOĞLU'na (Southbank Un. London, UK) teşekkürlerimi bir borç bilir, tezin konuyla ilgilenen araştırmacılara faydalı olmasını dilerim.

Avcılar, Haziran 2002

Koray KAYABOL

Bu çalışma İstanbul Üniversitesi Araştırma Fonunca desteklenmiştir. Proje No: T-1069/18062001.

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ	II
İÇİNDEKİLER	III
ŞEKİL LİSTESİ	VI
TABLO LİSTESİ	IX
ÖZET	X
SUMMARY	XI
1. GİRİŞ	1
1.1 Problemin Tanımı	1
2. ÇOK-ORANLI İŞARET İŞLEMENE GENEL BİR BAKIŞ	5
2.1 Çok-oranlı Sistemlerde Temel İşlemler	5
2.1.1 Örnek-seyreltme (Decimation) ve Ara-değerleme (Interpolation)	5
2.1.2 Örnek-seyreltici ve Genişleticinin Transfer Domeni Analizi	7
2.2 Sayısal Süzgeç Öbekleri	10
2.3 Çok-faz (Polyphase) Gösterimi	10
2.4 Bazı Özel Transfer Fonksiyonları	12
2.4.1 Ses Sistemlerinde Çift Tümler Süzgeçler	13
3. İKİ-KANALLI SÜZGEÇ ÖBEKLERİ	15
3.1 İki-kanallı PR-QMF Öbekleri	15
3.2 IIR Altband Süzgeç Öbekleri	22

3.3 Önerilen Tasarım Yöntemi	24
3.3.1 Tasarım Probleminin Tanımlanması	26
3.3.2 Kararlılık	27
3.3.3 Geçirme, Durdurma ve Geçiş Bandına ait Genlik Kısıtları	28
3.3.4 Tasarım Örneği I	30
3.3.5 Tasarım Örneği II	31
4.HÜCRESEL SINIR AĞLARI İLE PR-QMF SÜZGEÇ ÖBEĞİ TASARIMI	35
4.1 Hücresel Sinir Ağları	35
4.2 HSA Merkezi Doğrusal Sistem	39
4.2.1 Uzamsal Evrişim ve Frekans Formülüzasyonu	39
4.2.2 Zaman Çözümü	41
4.3 Kararlı Doğrusal Uzamsal Süzgeçleme	41
4.4 Alçak-geçiren Süzgeç Tasarımı	43
4.5 Hücresel Sinir Ağları Kullanılarak IIR PR-QMF Öbeği Tasarımı	44
4.6 Görüntü İyileştirme Uygulamaları	53
4.6.1 HSA'ları ile Alçak-Geçiren Süzgeçleme	53
4.6.2 Alçak-Geçiren Süzgeç ile Gürültü Temizleme	55
4.6.3 Yüksek-Geçiren Süzgeçleme ve Keskin Olmayan Maskeleyme	58
4.6.4 Dört-Kanallı Görüntü İyileştirme Uygulaması	60
5. TARTIŞMA ve SONUÇ	67

KAYNAKLAR	69
EK-I TASARIM ALGORİTMASI	74
ÖZGEÇMİŞ	75



ŞEKİL LİSTESİ

- Şekil 2.1:** M -katlamalı örnek-seyrelticinin blok diagramı gösterimi, (b) $M=2$ için giriş işareti $x(n)$ ve örnek-seyreltilmiş hali $y_D(n)$. 6
- Şekil 2.2:** L -katlamalı genişleticinin blok diagramı gösterimi, (b) $L=2$ için giriş işareti $x(n)$ ve genişletilmiş hali $y_E(n)$. 7
- Şekil 2.3:** Genişletici ve örnek-seyrelticinin transfer domeni etkisi. (a) giriş işareti $x(n)$ 'nin Fourier dönüşümü, (b) genişletilmiş işaret ($L=4$) ve (c) örnek-seyreltilmiş işaret. 8
- Şekil 2.4:** Analiz (a) ve sentez (b) süzgeçleri. 10
- Şekil 2.5:** Sayısal ses işaretinin bas ve tiz bileşenlere ayrılması işlemi. 13
- Şekil 3.1:** İki-kanallı alt-band süzgeç öbeği. 16
- Şekil 3.2:** Alçak-geçiren süzgeç $H_0(z)$ ve yüksek-geçiren süzgeç $H_1(z)$ 'nin frekans cevapları. 21
- Şekil 3.3:** $|H_0(w)|^2 + |H_1(w)|^2$ fonksiyonu (geriçatım hatasının iki katı). 22
- Şekil 3.4:** Ardarda bağlı süzgeçler yapısı. 24
- Şekil 3.5:** Tasarlanan analiz süzgeçlerine ait frekans cevabı. 32
- Şekil 3.6:** Tasarlanan süzgeç öbeği yapısına ait $|H_0(w)|^2 + |H_1(w)|^2$ fonksiyonu. 32
- Şekil 3.7:** Önerilen yöntem ile elde edilen (düz çizgi) ve Johnston tarafından elde edilen (kesikli çizgi) analiz süzgeçlerine ait frekans cevapları. 34
- Şekil 3.8:** Önerilen yöntem ile tasarlanan (düz çizgi) ve Johnston tarafından tasarlanan (kesikli çizgi) süzgeç öbeği yapılarına ait $|H_0(w)|^2 + |H_1(w)|^2$ fonksiyonu. 34
- Şekil 4.1:** İki boyutlu 4×4 hücreli sinir ağı. 36

Şekil 4.2: Bir HSA hücreğine ait devre.	37
Şekil 4.3: HSA'nın blok diagramı gösterimi.	38
Şekil 4.4: HSA çıkış doğrusalsızlığı.	39
Şekil 4.5: (a) $H_0(w)$ ve $H_1(w)$ frekans karakteristikleri, (b) $ H_0(w) ^2 + H_1(w) ^2$ genlik bozulmasının iki katı.	47
Şekil 4.6: 2-B 4-kanallı süzgeç öbeği yapısı.	48
Şekil 4.7: McClellan dönüşümü ile bulunan 2-B süzgeçler.	48
Şekil 4.8: Şekil 4.7'deki süzgeçler kullanıldığında elde edilen tüm sistem transfer fonksiyonu.	49
Şekil 4.9: Ayrılabilir süzgeçler yöntemi ile bulunan 2-B süzgeçler.	50
Şekil 4.10: Şekil 4.9'daki süzgeçler kullanıldığında elde edilen tüm sistem transfer fonksiyonu.	51
Şekil 4.11: (a) giriş görüntüsü, (b) Bölüm 4.5.1'de bulunan HSA'nın çıkışı, (c) Bölüm 4.5.2'de bulunan HSA'nın çıkışı.	54
Şekil 4.12: (a) ortalaması -1'e yakın olan giriş görüntüsü, (b) çıkış görüntüsü.	54
Şekil 4.13: I 'nin farklı değerleri için çıkış görüntüsü. (a) $I=0.2$, (b) $I=0$, (c) $I=-1.2$ ve (d) $I=-1.5$.	55
Şekil 4.14: (a), (c) ve (e)'de sırası ile $\text{SNR}_{\text{giriş}} = 5.3688$ dB, -1.0479 dB ve -3.3205 dB için giriş görüntüleri; (b), (d) ve (f)'de ise bu girişlere sırası ile karşılık gelen çıkış görüntüleri.	57
Şekil 4.15: Gürültünün varyansının değişimine karşılık gürültü faktöründeki değişimi gösteren grafik.	58
Şekil 4.16: Yüksek-geçiren süzgeçler $\tilde{H}_1(w_1, w_2)$, $\tilde{H}_2(w_1, w_2)$ ve $\tilde{H}_3(w_1, w_2)$ 'nin çıkışları sırasıyla (a) $I=-0.98$, (b) $I=-0.95$ ve (c) $I=-0.95$ için.	59

Şekil 4.17: Giriş (a) ve çıkış (b) görüntüleri.	60
Şekil 4.18: Dört-kanallı süzgeç öbeği yapısı.	61
Şekil 4.19: Dört süzgecin çıkışı. (a) $I=-0.95$, (b) $I=-0.92$, (c) $I=-0.91$ ve (d) $I=-1$ için.	61
Şekil 4.20: (a) Giriş görüntüsü ve (b) iyileştirilmiş görüntü.	62
Şekil 4.21 Dört kanallı HSA öbeği.	63
Şekil 4.22 HSA öbeğindeki her bir HSA'nın iç yapısına ait blok diagramı.	63
Şekil 4.23 (a) Özgün imge; (b), (c) ve (d) sırası ile HSA öbeği, 11×11 median ve 11×11 Wiener süzgeç kullanılarak iyileştirilen imgeler.	66



TABLO LİSTESİ

Tablo 3.1: Geçiş bandı değerlerine karşılık gelen kod harfleri.	20
Tablo 3.2: 8-, 16-, 24-, 32-derece için Johnston tarafından elde edilen FIR süzgeç katsayıları.	21
Tablo 3.3: Tasarım örneği I için prototip süzgeç $H_0(z)$ 'nin pay ve paydasına ait katsayılar.	31
Tablo 3.4: Tasarım örneği II için prototip süzgeç $H_0(z)$ 'nin pay ve paydasına ait katsayılar.	33
Tablo 4.1: $\rho = 7$ ve $\rho = 5$ için $H_0(z)$ transfer fonksiyonunun pay ve paydasına ait katsayılar.	46
Tablo 4.2: $H_0(z)$ süzgecine ait büyüklükler.	47
Tablo 4.3: $B_i(w_1, w_2)$ $i= 1, \dots, 3$ için McClellan dönüşüm katsayıları.	49

ÖZET

“HÜCRESEL SİNİR AĞLARI ve GÖRÜNTÜ İŞLEMEDEKİ UYGULAMALARI”

Bu çalışmada, sonsuz birim dürtü cevaplı (IIR) iki kanallı süzgeç öbeği yapısının Hücresel Sinir Ağları (HSA) ile tasarımı önerilmektedir. HSA doğrusal bölgede çalıştığı takdirde, iki boyutlu doğrusal sonsuz birim dürtü cevaplı bir süzgeç özelliği göstermektedir. Bu yaklaşım kullanılarak, frekans domeninde iki kanallı süzgeç öbeği yapısında yer alan alçak ve yüksek geçiren süzgeçler HSA ile tasarlanmıştır. Tasarım aşamasında eniyilemeye dayalı tasarım yöntemi kullanılmıştır. Bu süzgeçlerin karakteristiklerinin iki kanallı süzgeç öbeği tasarımında gerekli olan tam-geriçatım ve çift-tümler özelliklerini sağlaması amaçlanmıştır. Bu özellikleri sağlayacak şekilde HSA şablon katsayıları elde edilmiştir.

Önerilen yöntemle tasarlanan iki kanallı IIR süzgeç öbeği yapısının aynı zamanda kararlı ve sıfır- fazlı olması da sağlanabilmektedir. Ayrıca bu çalışmada önerilen yöntemle elde edilen HSA'ların görüntü iyileştirme uygulaması incelenmiştir.

SUMMARY

“CELLULAR NEURAL NETWORKS and ITS IMAGE PROCESSING APPLICATIONS”

In this study, a novel approach for design of two-channel infinite impulse response (IIR) filter banks using Cellular Neural Networks (CNNs) is proposed. A CNN behaves as a two-dimensional linear IIR filter in the linear-region. In this study, this approach is used for the design of the low-pass and high-pass filters placed in a two-channel filter banks.

It is aimed that these filter characteristics satisfy perfect-reconstruction and doubly complementary properties which are required in the structure of filter banks. The CNN template coefficients which satisfy these properties are obtained.

Two-channel IIR filter bank designed by proposed method has zero-phase properties and is stable at the same time. Also image enhancement application of this filter bank structure is investigated in this study.

1. GİRİŞ

Bu çalışmada sonsuz birim dürtü cevaplı (IIR) iki kanallı süzgeç öbeği yapısının Hücrel Sinir Ağları (HSA) ile tasarımı önerilmektedir. HSA doğrusal bölgede çalıştığı takdirde (çıkış değerleri -1 ve $+1$ arasında olduğu durum), iki boyutlu doğrusal IIR bir süzgeç gibi davranmaktadır [1]. Bu yaklaşım kullanılarak, bu tez çalışmasında, HSA'nın doğrusal bölgedeki transfer fonksiyonunun, frekans domeninde alçak ve yüksek-geçiren süzgeçler olarak tasarlanmasına yönelik eniyilemeye dayalı bir tasarım yöntemi sunulmuştur. Tasarlanan süzgeçlerin karakteristiklerinin iki kanallı süzgeç öbeği yapısı içinde gereken tam-geriçatım ve çift-tümler özelliklerini sağlaması amaçlanmıştır. Tasarlanan süzgeçlerden HSA şablon katsayılarının nasıl elde edildiği anlatılmıştır. Önerilen yöntemle tasarlanan HSA'nın aynı zamanda kararlı ve sıfır-fazlı olması da sağlanabilmektedir. Bu çalışmada önerilen yöntemle elde edilen HSA'larının görüntü iyileştirme uygulaması incelenmiştir.

1.1 Problemin Tanımı

İki-kanallı süzgeç öbekleri ile işaret alçak ve yüksek frekans bandı olmak üzere iki banda ayrılır [2]. İki kanallı süzgeç öbeklerinde uygulama amacına bağlı olarak, nedensel, nedensel olmayan; sonlu ve sonsuz birim dürtü yanıtı; doğrusal-fazlı, doğrusal-fazlı olmayan gibi süzgeçler kullanılmaktadır [3, 4, 5, 6, 7, 8, 9]. Süzgeç öbeklerinde sistemin çıkışındaki işaretin genlik ve faz bozulmasına uğramaması istenmektedir. Bölüm 3.1'de, sonlu birim dürtü cevaplı (FIR) süzgeçler kullanılarak gerçekleştirilen tam geriçatımlı dördün yansımali süzgeç (PR-QMF: Perfect Reconstruction Quadrature Mirror Filter) öbeklerinin gerçekleştirilebileceği

açıklanmıştır. FIR süzgeçlerle gerçekleştirilen yapıda, doğrusal fazlı süzgeç tasarımı mümkündür. Ancak FIR süzgeçlerin kullanılması durumunda, PR koşulunun sağlanması için yüksek dereceden süzgeçler kullanılması gerekmektedir. Bu da sistemin çıkışındaki grup-gecikmesini ve sistemin maliyetini artırmaktadır. Bu sebeplerden dolayı iki-kanallı süzgeç öbeklerinde FIR süzgeçler kullanılmasına rağmen, ikiden fazla kanallı sistemlerde FIR süzgeçler tercih edilmemektedir [10].

IIR süzgeçler kullanılması durumunda, hem grup-gecikmesi hem de sistemin maliyeti düşürülmektedir. Djedid ve Lawson yaklaşık doğrusal-fazlı ve kararlı çift-tümler süzgeç tasarımı için yeni bir yöntem önermiştir [10]. [11]'de kararlı nedensel PR IIR eşdağılımlı Ayrık Fourier Dönüşümü (DFT: Discrete Fourier Transform) süzgeç öbeği tasarım yöntemi sunulmuştur. Fakat bu yöntemde faz özelliği dikkate alınmamaktadır.

DSP yongalarıyla gerçekleştirilebilir kararlı bir IIR süzgecin tam olarak doğrusal fazlı olması imkansız olduğu için bu durumda da sistem faz bozulmasına uğrayacaktır. Sıfır-fazlı süzgeçler özellikle görüntü işleme uygulamalarında sıkça tercih edilmektedir [2]. IIR bir yapı kullanarak sıfır-fazlı süzgeçler nedensel iki IIR süzgeç ardarda bağlanarak elde edilebilmektedir (Bölüm 3.2). Bu yöntemle elde edilen sıfır-fazlı IIR süzgeçlerin, DSP yongaları ile gerçekleştirilmesi maliyeti arttıracaktır. Bu tez çalışmasında, belirtilen dezavantajların ortadan kaldırılmasına yönelik olarak paralel işleme dayalı hücreli sinir ağları kullanılması önerilmektedir. Hücreli sinir ağlarının kullanılması durumunda süzgeçler kararlı olduğu gibi tam olarak doğrusal fazlı olacaktır. Doğrusal fazlı, özellikle de sıfır-fazlı süzgeçler, ise görüntü işleme uygulamalarında

tercih edilmektedir. Bu tez çalışmasında, önerilen yöntemin avantajları görüntü iyileştirme uygulaması açısından değerlendirilecektir.

Görüntü iyileştirme uygulamasında kullanılan iki kanallı süzgeç öbeği yapıları ile görüntü yerel parlaklık ortalaması ve yerel karşıtlık olmak üzere iki bileşene ayrılmaktadır [2]. Süzgeç çıkışlarındaki bu iki bileşenin toplamlarının giriş görüntüsüne mümkün olduğu kadar benzemesi ve sanal bileşen içermemesi istenilmektedir [3, 4]. Bu nedenle alçak ve yüksek geçiren süzgeçlerin tam tümler (Strictly Complementary) özelliğini sağlaması gerekmektedir. Bu sistem IIR bir yapıya sahip olan HSA ile tasarlandığı takdirde tüm sistemin transfer fonksiyonu tüm-geçiren olacaktır [1, 3, 12]. Fakat ideale yakın olarak tasarlanan alçak-geçiren bir süzgecin tüm-geçiren tümleyeni (All-pass Complementary) ideale yakın bir yüksek-geçiren süzgeç olmayabilir. Bu problemi ortadan kaldırmak için süzgeçlerin aynı zamanda güç tümler (Power Complementary) olmaları gerekmektedir. İki özelliği de sağlayan süzgeçler çift tümler (Doubly Complementary) olarak isimlendirilir. Bu çalışmada bu özelliği sağlayan süzgeçlerin tasarımında eniyilemeye dayalı süzgeç tasarım yöntemi kullanılacaktır. Eniyilemeye dayalı süzgeç tasarım yöntemleri en-düşük-en-yüksek (minimax) ve en küçük kareler olmak üzere ikiye ayrılabilir. En-düşük-en-yüksek yönteminde süzgeç genliği üzerindeki tepesel hatalar eniyilenirken, en küçük kareler yöntemi ile toplam karesel hata eniyilenir [13]. Her iki yöntemin de birlikte kullanıldığı yöntem [13]'de tepesel-kısıtlı en küçük kareler yöntemi olarak adlandırılmaktadır. Bu yöntemi baz alan kararlı IIR süzgeç tasarımı [14]'te verilmiştir. [14]'te verilen süzgeç tasarım yönteminde tepesel-kısıtlar, frekans eksenini boyunca süzgeç genliği üzerinden alınan örneklerin, ideal süzgeç genliği üzerinden alınan örnekler ile arasındaki farklardan oluşan hata

foksiyonları olarak tanımlanmaktadır. Tanımlanan hata fonksiyonlarının sayısı, alınan örnek sayısına bağlı olarak artmaktadır. Bölüm 3.3'te sunulacak yeni yaklaşımda, süzgeç genliğine ait tepesel-kısıtlar sadece belirli frekans değerleri arasında hatanın en yüksek değerine ulaştığı genlik değerleri olarak seçilecektir. Böylece gereksiz kısıtlar kullanılmasından kaçınılarak program maliyeti azaltılacaktır. Eniyileme probleminin çözümünde [15]'te önerilen Lagrangian çarpanları yöntemi kullanılacaktır. Kullanılacak bu yöntem sayesinde süzgeçler, geçirme ve söndürme bandı sınırları, müsaade edilen geçirme ve söndürme bandı tepelikleri ve süzgeç kararlılığı gibi bir çok özellik aynı anda göz önünde bulundurularak tasarlanabilmektedir.

Bu tez çalışmasında hücrel sinir ağları kullanılarak tasarlanan süzgeçlerin üç farklı görüntü iyileştirme uygulaması göz önünde bulundurulacaktır. Birincisi sadece alçak-geçiren süzgeç kullanılarak gürültü temizleme, ikincisi sadece yüksek-geçiren süzgeç kullanılarak keskin olmayan maskeleye ile gerçekleştirilen görüntü iyileştirme uygulamasıdır. Üçüncü olarak da 2-B analiz süzgeç öbeği kullanılarak dört kanallı bir yapı elde edilmiştir. Bu yapı içindeki alçak ve yüksek geçiren süzgeç çıkışları, doğrusal ve ya doğrusal olmayan fonksiyonlar yardımıyla, bozulmuş bir giriş görüntüsünü iyileştirmek amacıyla ayrı ayrı değişikliğe uğratarak birleştirilebilir [2, 16, 17]. İki çıkışın farklı katsayılarla çarpılması buna basit bir örnek olarak verilebilir. İlk olarak HSA'nın çıkış doğrusalsızlığı ihmal edilerek ikinci olarak, çıkış doğrusalsızlığı da dikkate alınarak görüntü iyileştirme uygulaması gerçekleştirilmiştir.

2. ÇOK-ORANLI İŞARET İŞLEMENE GENEL BİR BAKIŞ

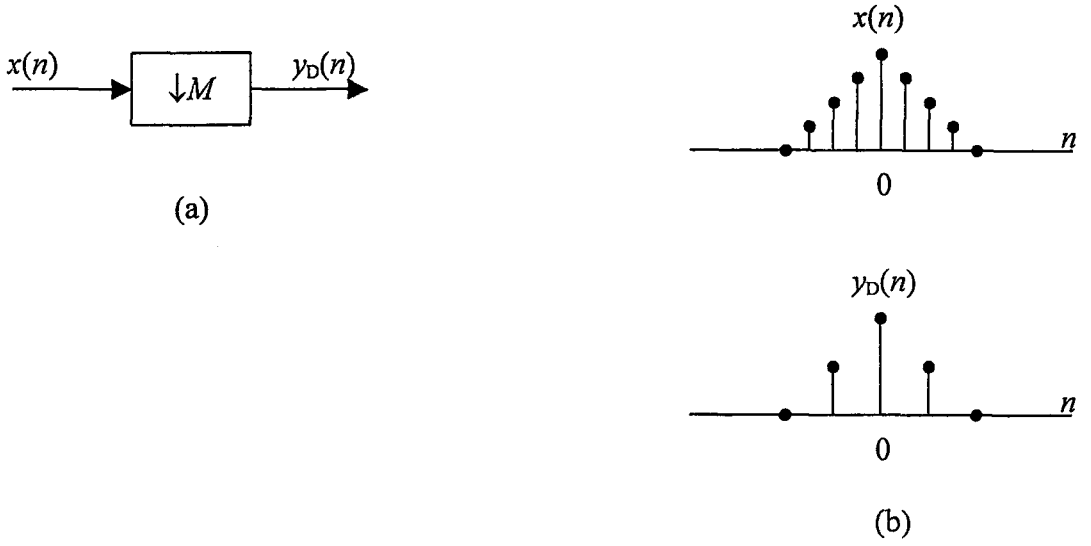
Çok-oranlı süzgeçler ve süzgeç öbekleri bir çok uygulama alanına sahiptir [3, 4]. Bunlardan bazıları şöyle sıralanabilir: sayısal ses sistemlerinde analog seslerin sayısallaştırılması ve sayısal seslerin analog seslere çevrilmesi, ses ve görüntü işaretlerinin alt-band kodlaması ve sıkıştırılması, sayısal telefon sistemlerindeki çoğullama işlemlerinin gerçekleştirilmesi, stereo ses ve görüntü sistemleri v.b..

Bölüm 2.1’de temel çok-oranlı sistem işlemlerinden; örnek-seyreltme ve ara-değerleme, ve bunların transfer domeni analizinden, Bölüm 2.2’de örnek-seyreltme ve ara-değerleme süzgeçlerinden bahsedilecektir. Bölüm 2.3’te sayısal süzgeç öbeklerinden kısaca bahsedildikten sonra Bölüm 2.4’te çok-faz gösterimi anlatılacaktır. Son olarak Bölüm 2.5’te çok-oranlı sistemlerin uygulamasında kullanılan bazı özel transfer fonksiyonları verilip, bu fonksiyonların sayısal ses sistemlerinde kullanılmasına yönelik bir örnek sunulacaktır.

2.1 Çok-oranlı Sistemlerde Temel İşlemler

2.1.1 Örnek-seyreltme (Decimation) ve Ara-değerleme (Interpolation)

Çok-oranlı sayısal işaret işlemede en temel işlemler örnek-seyreltme ve ara-değerleme işlemleridir. Şekil 2.1 (a)’da M -katlamalı örnek-seyreltici gösterilmektedir. Bu işlem bloğunun çıkışında $x(n)$ giriş işareti için $y_D(n) = x(Mn)$ işareti üretilir. Burada M bir tamsayıdır. Şekil 2.1 (b), $M=2$ için bu işlemin nasıl yapıldığını göstermektedir. Örnek-seyreltici aynı zamanda aşağı örnekleyici, alt örnekleyici,



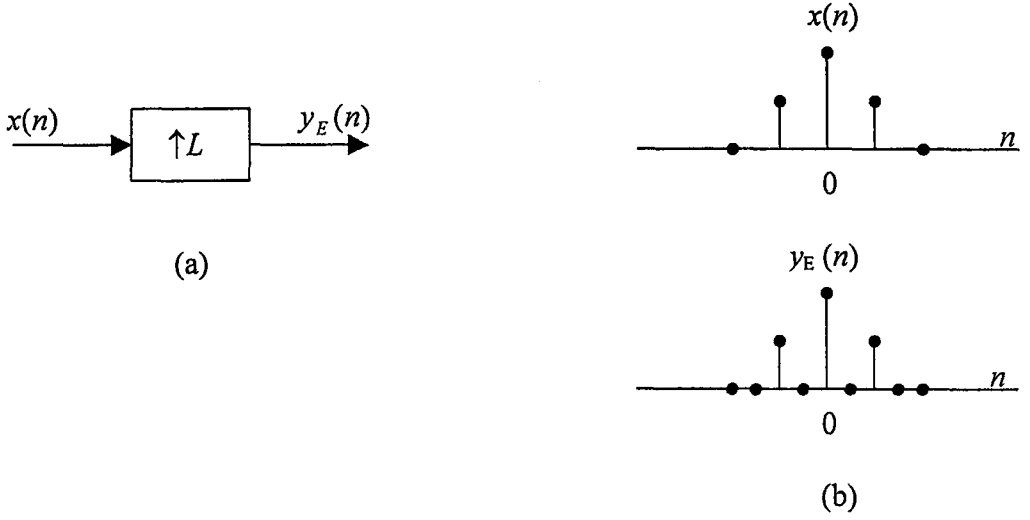
Şekil 2.1 (a) M -katlamalı örnek-seyrelticinin blok diagramı gösterimi, (b) $M=2$ için giriş işareti $x(n)$ ve örnek-seyreltilmiş hali $y_D(n)$.

örnekleme hızı sıkıştırıcı olarak da bilinmesine karşın bu çalışmada örnek-seyreltici olarak kullanılacaktır.

Eğer $x(n)$ işareti band-sınırlı değilse, örnek-seyreltici örtüşmeye neden olmaktadır. Bu nedenle, $x(n)$ 'in $y_D(n)$ işaretinden yeniden elde edilmesi mümkün olmayabilir. Örtüşmeyi önlemek için neler yapılması gerektiği bir sonraki bölümde anlatılacaktır.

Şekil 2.2 (a)'da L -katlamalı genişletici gösterilmektedir. Bu işlem bloğunun çıkışında, $x(n)$ giriş işareti için

$$y_E(n) = \begin{cases} x(n/L), & n, L \text{ nin katı tamsayı ise} \\ 0, & \text{aksi halde} \end{cases} \quad (2.1)$$



Şekil 2.2 (a) L -katlamalı genişleticinin blok diagramı gösterimi, (b) $L=2$ için giriş işareti $x(n)$ ve genişletilmiş hali $y_E(n)$.

çıkış işareti üretilir. Burada L bir tamsayıdır. Şekil 2.2 (b), $L=2$ için bu işlemin nasıl yapıldığını göstermektedir. Genişletici aynı zamanda yukarı örnekleyci, örnekleme hızı genişletici ve ara-değerleyici olarak da bilinmesine karşın bu çalışmada genişletici olarak kullanılacaktır. (Ara-değerleyici kullanımı gerçekte yanlış bir adlandırmadır. Çünkü genişletici tarafından atanan değerler sıfır değerleridir.)

Genişletici, bilgi kaybına neden olmaz. $x(n)$ işareti L -katlamalı örnek-seyreltme yardımıyla, $y_D(n)$ işaretinden tekrar elde edilir. Genişletici ara-değerleme için kullanılır fakat işlemin tamamlanması için bir süzgece ihtiyaç duyulur. Bu süzgeç yardımı ile genişletici tarafından sıfır atanan noktalara, belirli değerler atanır.

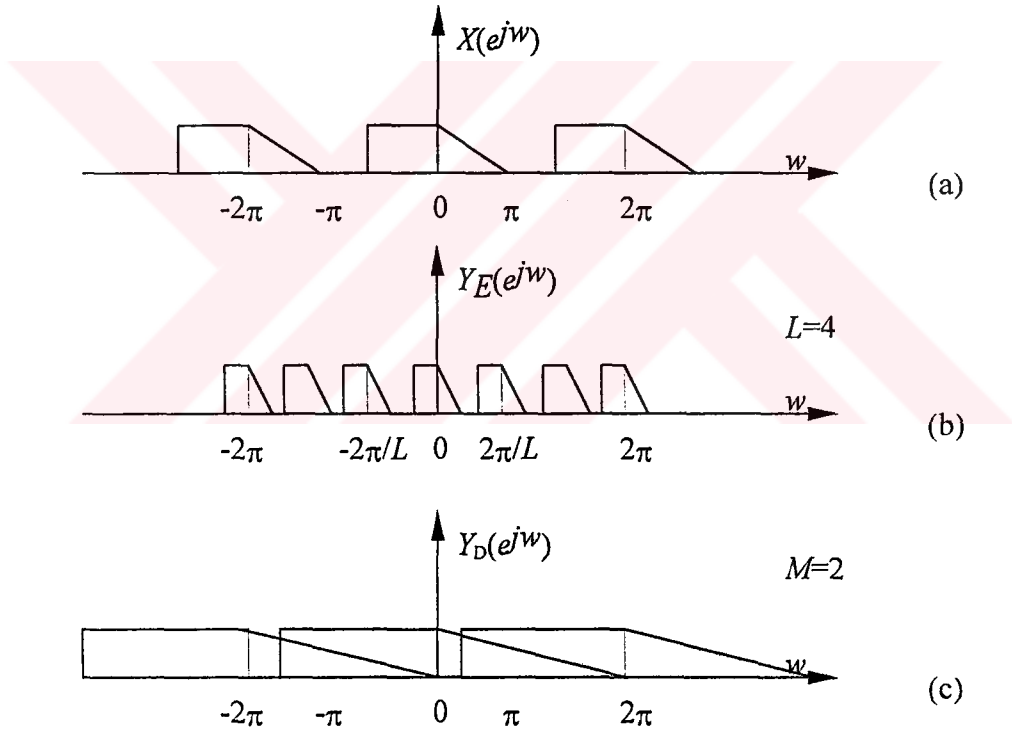
2.1.2 Örnek-seyreltici ve Genişleticinin Transfer Domeni Analizi

Genişletici çıkışındaki işaretin z -dönüşümü $Y_E(z)$, giriş işaretinin z -dönüşümü cinsinden aşağıdaki şekilde ifade edilebilir [3].

$$Y_E(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} y_E(n)z^{-n} = \sum_{n=L\text{'nin katı}} y_E(n)z^{-n} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} y_E(kL)z^{-kL} = \sum_{n=L\text{'nin katı}} x(k)z^{-kL} \quad (2.2)$$

$$= X(z^L)$$

Buradan $Y_E(e^{j\omega}) = X(e^{j\omega L})$ yazılabilir. $Y_E(e^{j\omega})$, $X(e^{j\omega})$ 'nın, Şekil 2.3 (a) ve (b)'de görüldüğü üzere, L -katlamalı sıkıştırılmış versiyonudur. Frekans spektrumundaki kopyalar imge olarak adlandırılır.



Şekil 2.3 Genişletici ve örnek-seyreltinin transfer domeni etkisi. (a) Giriş işareti $x(n)$ 'nin Fourier dönüşümü, (b) genişletilmiş işaret ($L=4$) ve (c) örnek-seyreltilmiş işaret ($M=2$).

$x(n)$ işareti, $y_D(n)$ işaretinden bir genişletici ve onu takip eden bir süzgeç yardımı ile tekrar elde edilebilir. Kullanılan süzgeç sayesinde genişletici çıkışında meydana gelen imgeleme etkisi ortadan kaldırılır.

M -katlamalı örnek-seyreltici için, $Y_D(e^{j\omega})$ çıkışı, $X(e^{j\omega})$ cinsinden aşağıdaki şekilde ifade edilebilir [2];

$$Y_D(e^{j\omega}) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} X(e^{j(\omega-2\pi k)/M}). \quad (2.3)$$

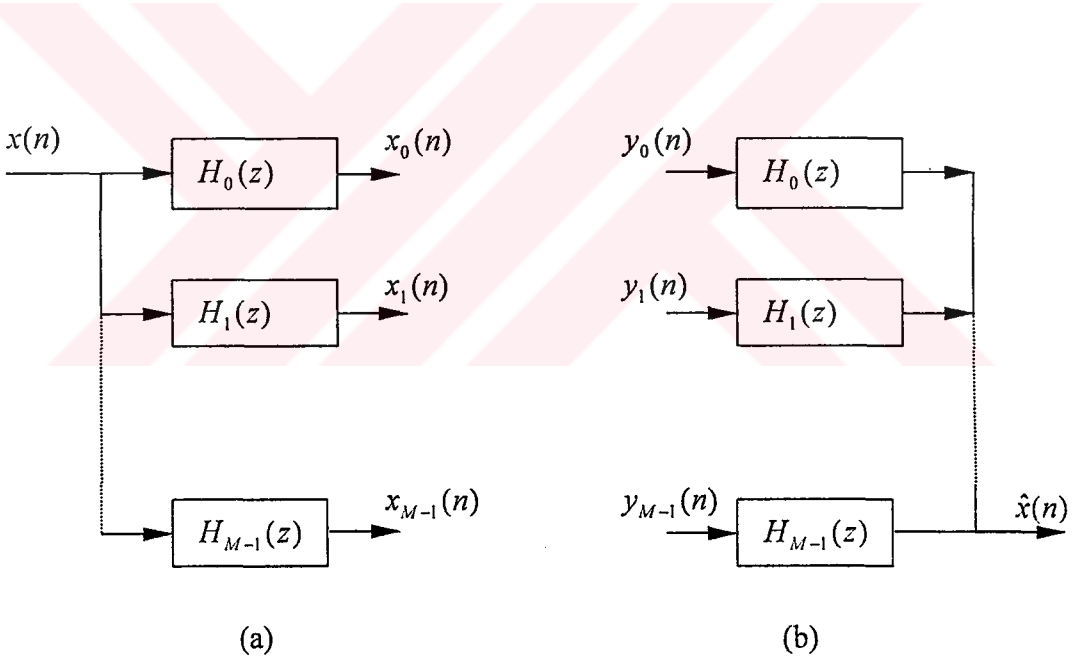
Şekil 2.3 (c), $M=2$ için değer çıkarmanın frekans domeni etkisini göstermektedir. Bu şekilden, genişletilmiş transfer fonksiyonu $X(e^{j\omega})$ 'nin kendisinin ötelenmiş versiyonları ile kısmen örtüştüğü görülmektedir. Eğer örtüşme meydana gelmiş ise, $y_D(n)$ işaretinin, $x(n)$ işaretinden tekrar elde edilmesi mümkün değildir.

Eğer $x(n)$, $|\omega| < \pi / M$ bölgesi ile band-sınırlı bir işaret ise bu şekilde örtüşme etkisi ortadan kaldırılabilir.

Bir çok uygulamada, örnek-seyrelticeden önce örnek-seyreltme süzgeci olarak isimlendirilen, bir süzgeç kullanılır. Bu süzgeç örnek-seyreltilecek olan işaretin band-sınırlı olmasını sağlar. Süzgecin geçirme bandı kenarları, müsaade edilen örtüşmeye bağlı olarak belirlenir.

2.2 Sayısal Süzgeç Öbekleri

Sayısal süzgeç öbekleri, sayısal süzgeçlerin ortak bir giriş veya çıkış ile bir araya getirilmiş şeklidir. Her iki durum Şekil 2.4'te gösterilmektedir. Şekil 2.4 (a)'da görülen sistem analiz öbeği ve $H_k(z)$, $0 < k < M-1$, süzgeçleri ise analiz süzgeçleri olarak isimlendirilir. Sistem bir $x(n)$ işaretini, M adet altband işareti $x_k(n)$ 'e ayırır. Şekil 2.4 (b)'de görülen sistem sentez öbeği ve $F_k(z)$, $0 < k < M-1$, süzgeçleri ise sentez süzgeçleri olarak isimlendirilir. Bu süzgeçler M adet alt-band işaretini, $\hat{x}(n)$ işareti oluşturacak şekilde bir araya getirirler.



Şekil 2.4 Analiz (a) ve sentez (b) süzgeçleri.

2.3 Çok-faz (Polyphase) Gösterimi

Çokfaz gösterimi, teorik sonuçların basitleştirilmesine olanak sağladığı gibi, örnek-seyreltme ve ara-değerleme süzgeçlerinin gerçekleştirilmesinde hesaplama hızını ve verimliliği artırır.

Buradaki temel fikir, bir $H(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(n)z^{-n}$ süzgeci göz önüne alınarak, $h(n)$ 'nin tek ve çift numaralı katsayılarına göre düzenlendiğinde

$$H(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(2n)z^{-2n} + z^{-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(2n+1)z^{-2n}$$

ifadesi elde edilir [2]. $E_0(z)$ ve $E_1(z)$

$$E_0(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(2n)z^{-2n}, \quad E_1(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(2n+1)z^{-2n}$$

olarak tanımlanırsa, $H(z)$

$$H(z) = E_0(z^2) + z^{-1}E_1(z^2) \quad (2.4)$$

şeklinde ifade edilir. Bu gösterim $H(z)$ 'in sonlu dürtü yanıtı veya sonsuz dürtü yanıtı; nedensel veya nedensel olmayan bir süzgeç olma durumu için de geçerlidir. (2.4) aşağıdaki şekilde yazılabilir;

$$H(z) = \sum_{l=0}^{M-1} z^{-l} E_l(z^M)$$

burada

$$E_l(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} e_l(n)z^{-n} \quad \text{ve} \quad e_l(n) \hat{=} h(Mn+l), \quad 0 \leq l \leq M-1.$$

Bu gösterime 1.Tip çok-faz gösterimi denir.

2.4 Bazı Özel Transfer Fonksiyonları

Bu çalışmada çok-oranlı sistemlerin görüntü iyileştirme uygulamalarında kullanılması üzerinde durulacaktır. Görüntü iyileştirme uygulamasında kullanılacak sistemin dayandığı temel çalışma prensibi ve sayısal ses sistemlerinde kullanılan özel bir süzgeç öbeği yapısı Bölüm 2.4.1'de sunulacaktır. Bu amaçla, daha önce, bazı özel transfer fonksiyonlarının tanımları yapılacaktır.

A. Tam Tümler (SC-Strictly Complementary) Fonksiyonlar

$[H_0(z), H_1(z), \dots, H_{M-1}(z)]$ transfer fonksiyonları seti,

$$\sum_{k=0}^{M-1} H_k(z) = cz^{n_0}, \quad c \neq 0$$

n_0 bir tamsayı olmak üzere, şartını sağlıyor ise *tam tümler*dir denir.

B. Güç Tümler (PC-Power Complementary) Fonksiyonlar

M adet transfer fonksiyonu, bütün w değerleri için,

$$\sum_{k=0}^{M-1} |H_k(e^{jw})|^2 = c, \quad c > 0$$

şartını sağlıyor ise *güç tümler*dir denir.

C. Tüm-geçiren Tümler (AC-Allpass Complementary) Fonksiyonlar

M adet transfer fonksiyonu,

$$\sum_{k=0}^{M-1} H_k(z) = A(z),$$

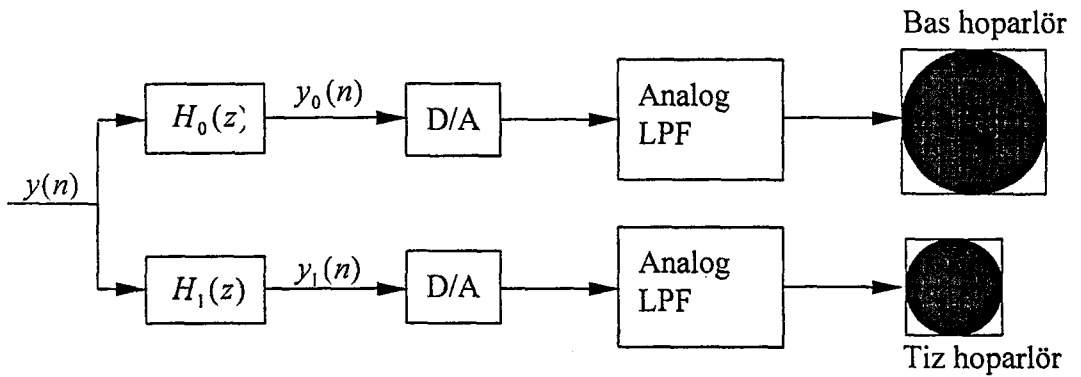
burada $A(z)$ tümgeçiren ($A(e^{j\omega}) = ce^{j\phi(\omega)}$); şartını sağlıyorsa *tüm-geçiren tümler*dir denir.

D. Çift Tümler (DC-Doubly Complementary) Fonksiyonlar

M adet transfer fonksiyonu hem tüm-geçiren tümler hem de güç tümler ise *çift tümler* olarak isimlendirilir.

2.4.2 Ses Sistemlerinde Çift Tümler Süzgeçler

Birçok ses ekipmanında bulunan hoparlör sistemleri, farklı frekans aralıklarına sahip alt hoparlörlerden oluşur: tiz hoparlör (tweeter), yüksek frekans; bas hoparlör (woofer), alçak frekans. Sayısal ses sistemlerinde, ses işareti $y(n)$, sayısal/analog (D/A) dönüşümü yapılmadan önce, alçak frekans bileşenlerinden oluşmuş $y_0(n)$ ve yüksek frekans bileşenlerinden oluşmuş $y_1(n)$ işaretlerine ayrılması gerekir. Bu ayırma işlemi



Şekil 2.5 Sayısal ses işaretinin bas ve tiz bileşenlere ayrılması işlemi

Şekil 2.5'de görülen analiz öbeği $[H_0(z), H_1(z)]$ ile yapılır. Alt-band işaretlerinin daha sonra D/A dönüşümü yapılarak hoparlörlere iletilir. Burada önemli olan, çıkışta elde edilen $y_0(n) + y_1(n)$ işaretinin analog versiyonunun, herhangi bir bozulmaya uğramadan tekrar elde edilmesidir. z-domeninde bu işaret, $[H_0(z) + H_1(z)]Y(z)$ olarak ifade edilir. İşaretin geri-çatımında her hangi bir bozulma olmaması için, $H_0(z)$ ve $H_1(z)$ 'in tam tümler bir çift olarak tasarlanması gerekir. Bunun için, FIR doğrusal fazlı süzgeçler kullanılmasına karşın IIR süzgeçlere oranla hesaplama karmaşıklığı ve maliyet açısından oldukça elverişsizdir.

Bu sistem IIR süzgeçler kullanılarak tasarlandığı takdirde tüm sistemin transfer fonksiyonu tüm-geçiren olacaktır $[H_0(z) + H_1(z)]Y(z) = A(z)Y(z)$. Böylece giriş işareti sadece faz bozulmasına uğrar. Fakat ideale yakın olarak tasarlanan alçak-geçiren bir süzgeç, $H_0(z)$ 'nin tüm-geçiren tümleyeni, $H_1(z)$, ideale yakın bir yüksek-geçiren süzgeç olmayabilir. Bunun sebebi $H_0(e^{j\omega})$ ve $H_1(e^{j\omega})$ 'nin kompleks olmasıdır. Bu problemi ortadan kaldırmak için süzgeçlerin aynı zamanda güç tümler olmaları gerekmektedir.

Bundan dolayı iki özelliği de sağlayan süzgeçler çift tümler süzgeç çiftin kullanılması uygundur. Böylece AC özelliği sayesinde genlik bozulması önlenirken. PC özelliği ile de ideale yakın bir alçak geçiren süzgeç kullanılarak, $H_1(z)$ 'nin ideale yakın bir yüksek geçiren süzgeç olması sağlanmaktadır.

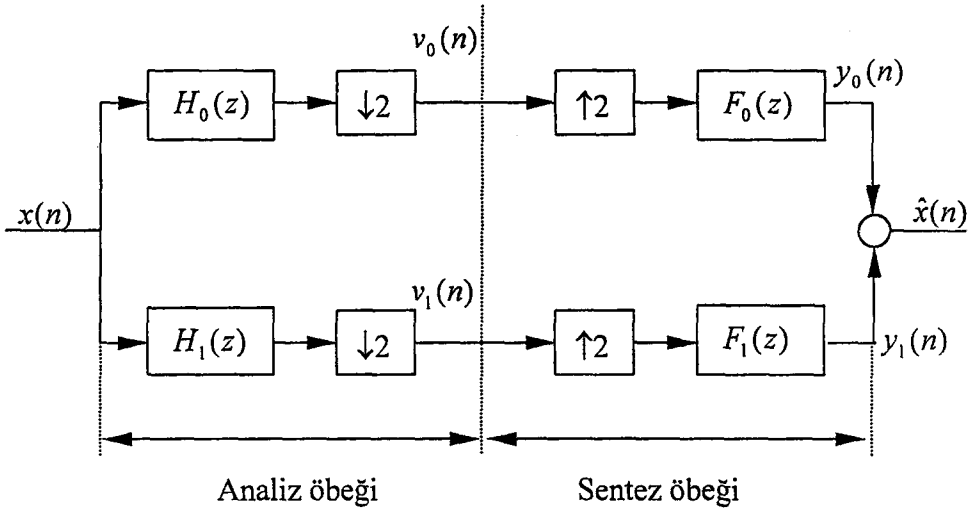
3. İKİ-KANALLI SÜZGEÇ ÖBEKLERİ

İki-kanallı süzgeç öbekleri, Bölüm 2’de bahsedilen çok-oranlı süzgeç öbeklerinin özel bir halidir. İki-kanallı süzgeç öbekleri ile işaret alçak ve yüksek frekans bandı olmak üzere iki banda ayrılır. İşaretin iki frekans bandına ayrılması gereken uygulamalarda kullanılmaktadır. Bu uygulamalar ses ve görüntü kodlanması, iyileştirilmesi v.b. olarak sıralanabilir. İki kanallı süzgeç öbeklerinde uygulama amacına bağlı olarak, nedensel, nedensel olmayan; FIR, IIR, doğrusal-fazlı, doğrusal-fazlı olmayan gibi süzgeçler kullanılabilir. Süzgeç öbeklerinde sistemin çıkışındaki işaretin genlik ve faz bozulmasına uğramaması istenmektedir. Genlik bozulması çeşitli süzgeç tasarım yöntemleri ile önlenmesine karşın, faz bozulmasının önlenmesi için kullanılan süzgeçlerin doğrusal veya yaklaşık olarak doğrusal fazlı olması gerekmektedir.

Bu bölümde doğrusal-fazlı IIR süzgeçler üzerinde durulacaktır. Bölüm 3.1’de temel iki-kanallı PR-QMF öbekleri ve FIR PR-QMF için örtüşme, genlik ve faz bozulmalarını önlemek için yapılması gereken işlemlerden, Bölüm 3.2’de iki-kanallı IIR alt-band süzgeç öbeklerinden bahsedilecektir. Bölüm 3.3’te IIR PR-QMF süzgeç öbeklerinin tasarımı için yeni bir yaklaşım önerilecektir.

3.1 İki-Kanallı PR-QMF Öbekleri

İki-kanallı bir QMF öbeği Şekil 3.1’de görülmektedir. $H_0(z)$ ve $H_1(z)$ analiz süzgeçleri $F_0(z)$ ve $F_1(z)$ sentez süzgeçleridir. Bu şekilde görülen iki-kanallı QMF öbeğinde analiz süzgeçlerinden alçak-geçiren olanı gerçek katsayılı bir FIR süzgeç,



Şekil 3.1 İki-kanallı alt-band süzgeç öbeği

$h_0(n)$, olarak seçildiğinde, diğer süzgeç, $h_1(n)$, bunun $\pi/2$ 'ye göre yansımış hali olacaktır. İki süzgeç arasındaki ilişki aşağıdaki gibi tanımlanır;

$$h_1(n) = (-1)^n h_0(n)$$

ve transfer domeninde de aşağıdaki ifadeler karşılık gelir:

$$H_1(z) = H_0(-z)$$

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

$w \rightarrow \pi/2 - w$ değişken dönüşümü yapılarak aşağıdaki ifade elde edilir:

$$|H_1(e^{j(\frac{\pi}{2}-w)})| = |H_0(e^{j(\frac{\pi}{2}+w)})|$$

Bu ifade, H_0 ve H_1 fonksiyonlarının $w=\pi/2$ 'ye göre, yansımış imge özelliğini temsil etmektedir. Bu özelliği sağlayan süzgeçler *dördün yansımali süzgeçler* (QMF-Quadrature Mirror Filter) olarak isimlendirilir [3, 4].

İki-kanallı tam geriçatımlı dördün yansımali süzgeç öbeklerinde, tam geriçatım koşulu frekans ve zaman domenlerinde elde edilebilir. Şekil 3.1'deki yapıda, giriş işaretinin, üst kolda (alçak frekans bandı) çıkışa kadar izlediği yol göz önüne alındığında aşağıdaki z-domeni ifadeleri elde edilir:

$$\begin{aligned} V_0(z) &= H_0(z)X(z) \\ Y_0(z) &= F_0(z)G_0(z) \\ P_0(z) &= \frac{1}{2}[V_0(z^{1/2}) + V_0(z^{-1/2})] \\ G_0(z) &= P_0(z^2) \end{aligned} \tag{3.1}$$

(3.1)'de verilen ifadelerden $Y_0(z)$ ve benzer şekilde $Y_1(z)$ transfer fonksiyonları aşağıdaki şekilde elde edilir;

$$\begin{aligned} Y_0(z) &= \frac{1}{2} F_0(z) [H_0(z)X(z) + H_0(-z)X(-z)] \\ Y_1(z) &= \frac{1}{2} F_1(z) [H_1(z)X(z) + H_1(-z)X(-z)] \end{aligned} \tag{3.2}$$

Bu iki ifadeden QMF öbeğinin çıkışındaki işaretin z-dönüşümü

$$\begin{aligned} \hat{X}(z) &= \frac{1}{2} [H_0(z)F_0(z) + H_1(z)F_1(z)]X(z) \\ &\quad + \frac{1}{2} [H_0(-z)F_0(z) + H_1(-z)F_1(z)]X(-z) \\ &= T(z)X(z) + S(z)X(-z) \end{aligned} \tag{3.3}$$

olarak yazılabilir. Tam geriçatım özelliğinin sağlanması için örtüşmenin, genlik ve faz bozulmasının ortadan kaldırılması gerekir. (3.3)'den görüldüğü üzere, bütün z değerleri için $S(z) = 0$ olması örtüşmeyi önler. Analiz ve sentez süzgeçlerinin,

$$F_0(z) = -H_1(-z) \quad \text{ve} \quad F_1(z) = H_0(-z) \quad (3.4)$$

şeklinde seçilmesi ile örtüşme önlenir. Bu durumda tüm sistemin transfer fonksiyonu

$$T(z) = \frac{1}{2} [H_0(-z)H_1(z) - H_0(z)H_1(-z)] \quad (3.5)$$

halini alır. $T(e^{j\omega}) = |T(e^{j\omega})| e^{j\phi(\omega)}$ şeklinde düşünülürse, geriçatılmış işaret giriş işareti cinsinden

$$\hat{X}(e^{j\omega}) = |T(e^{j\omega})| e^{j\phi(\omega)} X(e^{j\omega})$$

olarak ifade edilir. Geriçatılmış işaretin genlik bozulmasına uğramaması için $|T(e^{j\omega})| = c \neq 0$ (c sabit tamsayı); faz bozulmasına uğramaması için de $T(z)$ 'in doğrusal fazlı olması ($\phi(\omega) = a + b\omega$) gerekmektedir. Bu şartların sağlanması için farklı süzgeçler (FIR, IIR) için farklı tasarım yöntemleri önerilmiştir [5, 6, 7, 8, 9].

FIR süzgeçler tam olarak doğrusal fazlı olarak tasarlanabildiği için. $H_0(z)$ 'nin doğrusal fazlı olarak seçilmesi ile $T(z)$ 'nin doğrusal fazlı olması sağlanacaktır. $H_0(z) = \sum_{n=0}^N h_0(n)z^{-n}$ olarak düşünülürse, doğrusal faz şartı $h_0(n) = \pm h_0(N-n)$ olacaktır, burada $h_0(n)$ reeldir. $H_0(z)$ alçak geçiren süzgeç olduğundan, bu durumda doğrusal faz şartı $h_0(n) = h_0(N-n)$ olacaktır ve

$$H_0(e^{jw}) = e^{-jwN/2} |H_0(e^{jw})| \quad (3.6)$$

şeklinde ifade edilebilecektir. (3.6) ifadesi (3.5)'te yerine yazılırsa

$$T(e^{jw}) = \frac{e^{-jwN}}{2} (|H_0(e^{jw})|^2 - (-1)^N |H_0(e^{j(\pi-w)})|^2) \quad (3.7)$$

ifadesi elde edilir. (3.7)'de N 'nin tek sayı seçilmesi gerektiği açıkça görülmektedir. N çift sayı olarak seçildiğinde $w = \pi/2$ 'de $T(z) = 0$ olacağından genlik bozulması meydana gelecektir. N tek sayı seçildiği durumda

$$T(e^{jw}) = \frac{e^{-jwN}}{2} (|H_0(e^{jw})|^2 + |H_0(e^{j(\pi-w)})|^2) = \frac{e^{-jwN}}{2} (|H_0(e^{jw})|^2 + |H_1(e^{jw})|^2) \quad (3.8)$$

olarak yazılabilir. Genlik bozulmasını önlemek için, $H_0(z)$ süzgecinin katsayılarının

$$|H_0(e^{jw})|^2 + |H_1(e^{jw})|^2 = 1 \quad (3.9)$$

fonksiyonunu sağlayacak şekilde bulunması gerekmektedir.

Bu problemin çözümünde Johnston tarafından [7]'te önerilen eniyilemeye dayalı, çok-amaçlı süzgeç tasarım yöntemi yaygın olarak kullanılmaktadır. Johnston'ın önerdiği süzgeç tasarımında iki kriter dikkate alınır:

$$E_r = 2 \int_0^{\pi/2} [|H_0(w)|^2 + |H_0(w - \pi)|^2 - 1]^2 dw \quad (3.10)$$

$$E_s = \int_{w_s}^{\pi} |H_0(w)|^2 dw$$

burada E_r geriçatım hatası, E_s durdurma-bandı enerjisi ve w_s alçak geçiren protip süzgecin dudurma-bandı frekans değeridir. Eniyilenmesi gereken amaç fonksiyonu

$$J = E_r + \alpha E_s \quad (3.11)$$

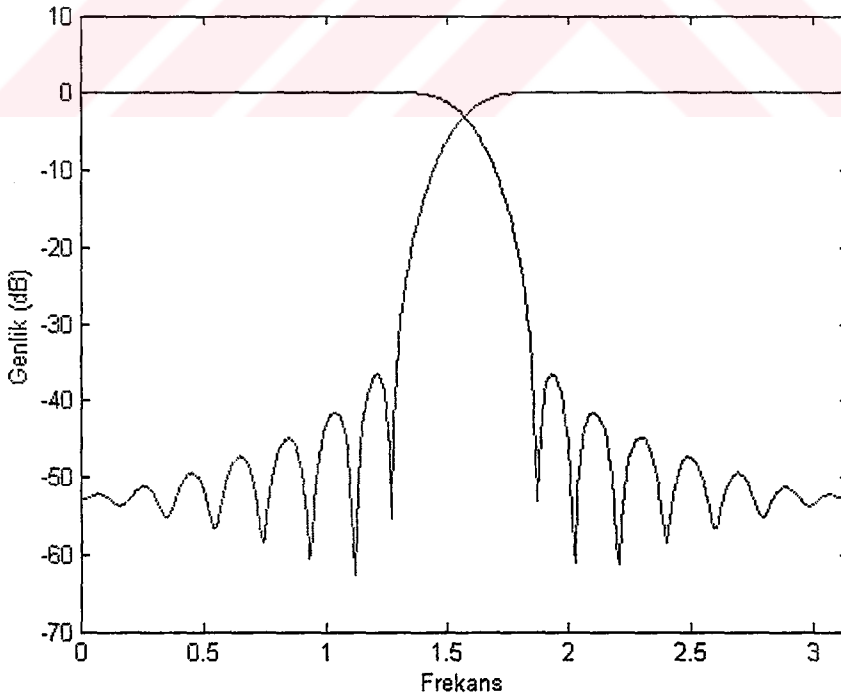
şeklinde tanımlanır [7]. Burada $0 < \alpha < 1$ durdurma-bandı enerjisine ait ağırlık katsayısıdır. Bu tasarım yaklaşımı ile E_s fonksiyonu minimumlaştırılırken, E_r fonksiyonunun minimum yapılması ile PR özelliğine yaklaşılmaktadır. Johnston bu tasarım yöntemi ile süzgeç derecelerine, geçiş-bandlarına ve α ağırlık katsayısına göre çeşitli QMF katsayı setleri elde etmiştir. 8-, 12- ve 16-derece için elde edilen süzgeç katsayıları Tablo 3.1 ve 3.2'de verilmektedir. Şekil 2.2'de 16-derece ve $w_s = 0.586$ için analiz süzgeçlerinin genlik cevabı görülmektedir. Şekilden görüldüğü üzere durdurma bandı dalgalanmalarının en yüksek değeri 38dB'dir. Şekil 3.3'te genlik bozulmasını ifade eden $|H_0(w)|^2 + |H_1(w)|^2$ fonksiyonu görülmektedir. y-eksenindeki dB değerlerinin sıfıra çok yakındır ve geriçatım hatasının en yüksek değeri ± 0.025 dB'dir.

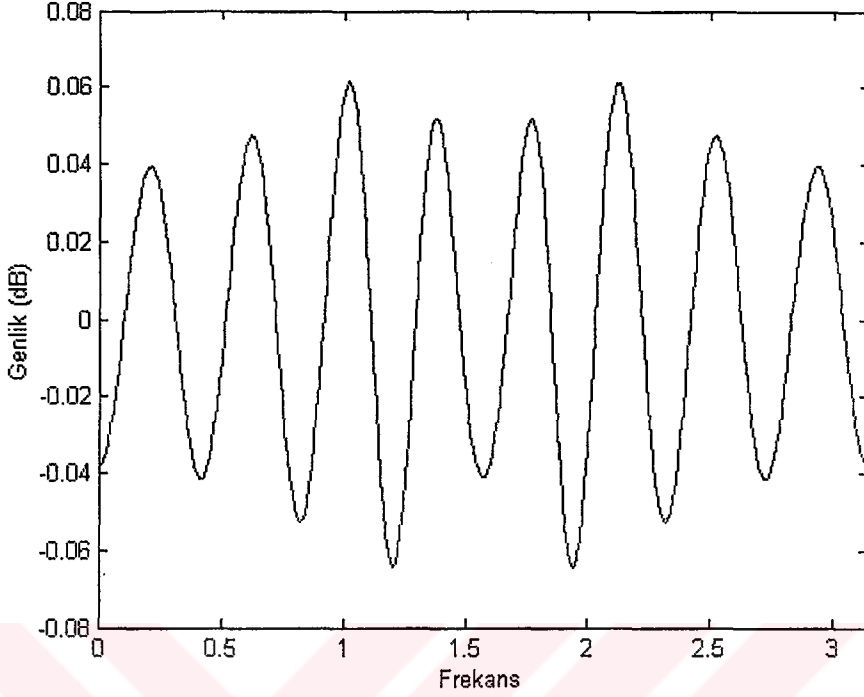
Tablo 3.1 Geçiş bandı değerlerine karşılık gelen kod harfleri.

Geçiş kod harfleri	Düzeltilmiş geçiş bandı
A	0.14
B	0.1
C	0.0625
D	0.043

Tablo 3.2 8-, 12-, 16-derece için Johnston tarafından elde edilen FIR süzgeç katsayıları.

8 dereceli			
0,4899808			
0,06942827			
-0,07065183			
0,00938715			
12 dereceli(A)		12 dereceli(B)	
0,4843894	0,4807962		
0,08846992	0,09808522		
-0,08469594	-0,0913825		
-0,002710326	-0,00758164		
0,01885659	0,02745539		
-0,003809699	-0,006443977		
16 dereceli(A)		16 dereceli(B)	16 dereceli(C)
0,4810284	0,4773469	0,4721122	
0,09779817	0,1067987	0,1178666	
-0,09039223	-0,09530234	-0,0992955	
-0,009666376	-0,01611869	-0,0262756	
0,0276414	0,03596853	0,04647684	
-0,002589756	-0,001920936	0,00199115	
-0,005054526	-0,009972252	-0,02048751	
0,001050167	0,002898163	0,006525666	

Şekil 3.2 Alçak-geçiren süzgeç $H_0(z)$ ve yüksek-geçiren süzgeç $H_1(z)$ 'nin frekans cevapları.



Şekil 3.3 $|H_0(w)|^2 + |H_1(w)|^2$ fonksiyonu (geriçatım hatasının iki katı).

3.2 IIR Alt-band Süzgeç Öbekleri

Bölüm 3.1'de, FIR süzgeçler kullanılarak PR-QMF öbeklerinin gerçekleştirilebileceği açıklanmıştı. FIR süzgeçlerle gerçekleştirilen yapıda, doğrusal fazlı süzgeç tasarımı mümkün olduğu gibi sistemde faz bozulmasını önlemek de mümkündür. Ancak FIR süzgeçlerin kullanılması durumunda, PR koşulunun sağlanması için yüksek derceden süzgeçler kullanılması gerekmektedir. Bu da sistemin çıkışındaki grup-gecikmesini ve sistemin maliyetini artırmaktadır. Bu sebeplerden dolayı iki-kanallı süzgeç öbeklerinde FIR süzgeçler kullanılmasına rağmen, ikiden fazla kanallı sistemlerde FIR süzgeçler tercih edilmemektedir [10].

IIR süzgeçler kullanılması durumunda, hem grup-gecikmesi hem de sistemin maliyeti düşürülmektedir. Fiziksel olarak DSP yongalarıyla gerçekleştirilebilir kararlı bir

IIR süzgecin tam olarak doğrusal fazlı olması imkansız olduğu için bu durumda da sistem faz bozulmasına uğrayacaktır. Bu özelliğin özel bir durumu olan sıfır-faz özelliği aşağıdaki basit örnekle incelenmiştir. Transfer fonksiyonu (3.12)'te verilen ikinci dereceden nedensel IIR bir süzgeç

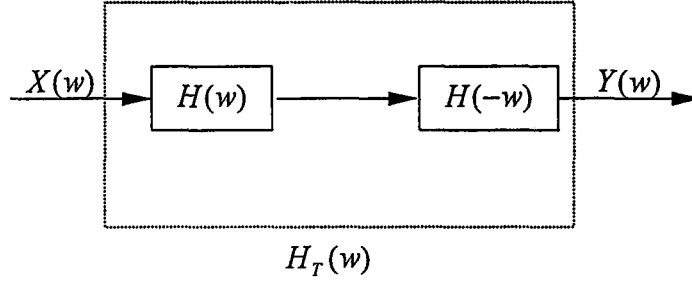
$$H(z) = \frac{K(z-z_1)(z-z_2)}{(z-\rho_1 e^{j\phi_1})(z-\rho_2 e^{j\phi_2})} = \frac{K(z^2 - (z_1+z_2)z + z_1 z_2)}{z^2 - (\rho_1 e^{j\phi_1} + \rho_2 e^{j\phi_2})z + \rho_1 \rho_2 e^{j(\phi_1+\phi_2)}} \quad (3.12)$$

göz önüne alındığında, sistemin kararlı olması için $0 \leq \rho_1, \rho_2 < 1$ olması yani kutupların birim çemberin içinde olması gerekmektedir; burada K sabit bir sayıyı, z_1, z_2 sistemin sıfırlarını ve $\rho_1 e^{j\phi_1}, \rho_2 e^{j\phi_2}$ sistemin kutuplarını göstermektedir. Rasyonel bir fonksiyonunun doğrusal fazlı olması için pay ve paydasındaki çok terimlilerin simetrik katsayılı olmaları gerekmektedir. Bu örnek için tanımlanan (3.12) rasyonel fonksiyonunun sıfır fazlı olması için ise

$$\begin{aligned} z_1 z_2 &= 1 \\ \rho_1 \rho_2 e^{j(\phi_1+\phi_2)} &= 1 \end{aligned} \quad (3.13)$$

olması gerekmektedir. (3.13)'teki sıfırlar için gerekli koşul sağlanabilmesine karşın kutuplar için gerekli koşul $0 \leq \rho_1, \rho_2 < 1$ 'den dolayı sağlanamamaktadır. Burada ρ_1 ve ρ_2 değerleri 1'e çok yakın seçilerek bu koşul yaklaşık olarak sağlanabilir. Bu durumda elde edilen süzgeçlere *yaklaşık olarak doğrusal fazlı süzgeçler* denir.

Görüntü işleme uygulamalarında genellikle sıfır-fazlı süzgeçler tercih edilmektedir [2]. Fakat sıfır-faza sahip gerçekleştirilebilir IIR süzgeçler tasarlamak yukarıda açıklandığı gibi imkansızdır. Bu problemin çözümü için önerilen bir yöntem.



Şekil 3.4 Ardarda bağlı süzgeçler yapısı.

Şekil 3.4'te görüldüğü gibi tüm sistemin ardarda bağlı olarak düşünülüp bu şekilde tasarlanmasıdır [1]. Ardarda bağlı iki süzgeç $h(n)$ ve $h(-n)$ 'in oluşturduğu tüm sistemin frekans cevabı $H_T(w)$ aşağıdaki ifade ile verilmektedir;

$$H_T(w) = H(w)H(-w) = |H(w)|^2. \quad (3.14)$$

Genlik cevabı istenilen genlik cevabının kare köküne, $|H_d(w)|^{1/2}$, yakınsayan bir süzgeç tasarlanırsa, sonuç olarak elde edilecek süzgecin genlik cevabı $|H_d(w)|$ 'ya yakınsıyacaktır. Bu yöntemle elde edilen sıfır-fazlı IIR süzgeçleri, DSP yongaları ile gerçekleştirmek maliyeti artıracaktır. Bunun yerine, paralel işleme dayalı hücreli sinir ağlarının kullanıldığı yöntemin ayrıntıları Bölüm 4'de verilecektir.

Bundan sonraki bölümlerde sunulacak tasarım yöntemlerinde, görüntü işleme uygulamalarına yönelik olarak sıfır-fazlı IIR süzgeçler göz önüne alınacaktır.

3.3 Önerilen Tasarım Yöntemi

Bu bölümde kararlı doğrusal-fazlı IIR PR-QMF öbeği tasarımı için yeni bir yaklaşım önerilecektir. Önerilen yaklaşım Akman ve Kayabol tarafından [18]'de sunulmuştur ve tepesel-kısıtlı en küçük kareler yöntemine dayalı bir yaklaşımdır.

Tasarım problemi, durdurma-bandı enerjisi, kararlılık, geçiş-, geçirme- ve durdurma-bandı tepelikleri kısıt olarak göz önüne alınıp, formüleleştirilecektir. Problemin eniyilemeye dayalı çözümünde Lagrangian çarpanları yöntemi kullanılacaktır.

Djedid ve Lawson yaklaşık doğrusal-fazlı ve kararlı çift-tümler süzgeç tasarımı için yeni bir yöntem önermiştir [10]. [11]'de kararlı nedensel PR IIR eşdağılımlı DFT (Discrete Fourier Transform) süzgeç öbeği tasarım yöntemi sunulmuştur. Fakat bu yöntemde faz özelliği dikkate alınmamaktadır. Bu bölümde sunulacak süzgeçler kararlı olduğu gibi tam olarak doğrusal fazlı olacaktır. Aynı zamanda süzgeç özellikleri geliştirilecektir.

Tasarım aşamasında eniyilemeye dayalı süzgeç tasarım yöntemi kullanılacaktır. Eniyilemeye dayalı süzgeç tasarım yöntemleri minimax ve en küçük kareler olmak üzere ikiye ayrılabilir. Minimax yönteminde süzgeç genliği üzerindeki tepelik hatalar eniyilenirken, en küçük kareler yöntemi ile toplam karesel hata eniyilenir [13]. Her iki yöntemin de birlikte kullanıldığı yöntem [13]'de tepelik-kısıtlı en küçük kareler yöntemi olarak adlandırılmaktadır. Bu yöntemi baz alan kararlı IIR süzgeç tasarımı [14]'te verilmiştir. [14]'te verilen süzgeç tasarım yönteminde tepelik-kısıtlar, frekans eksenini boyunca süzgeç genliği üzerinden alınan örneklerin, ideal süzgeç genliği üzerinden alınan örnekler ile arasındaki farklardan oluşan hata fonksiyonları olarak tanımlanmaktadır. Tanımlanan hata fonksiyonlarının sayısı, alınan örnek sayısına bağlı olarak artmaktadır. Bu bölümde sunulacak yeni yaklaşımda, süzgeç genliğine ait tepelik-kısıtlar sadece belirli frekans değerleri arasında hatanın maksimum olduğu genlik değerleri olarak seçilecektir. Böylece gereksiz kısıtlar kullanılmasından

kaçınılarak program maliyeti azaltılacaktır. Eniyileme probleminin çözümünde [15]'te önerilen Lagrangian çarpanları yöntemi kullanılacaktır.

3.3.1 Tasarım Probleminin Tanımlanması

(3.8)'de ifade edilen sistemin tam geriçatım özelliğinin sağlanması için *güç simetrik* IIR süzgeçler kullanılabilir. Bu durumda $\tilde{H}_0(z)H_0(z) + \tilde{H}_1(-z)H_1(-z) = 1$ olacaktır. Bunun anlamı $H_1(z)$ fonksiyonu, $H_0(z)$ fonksiyonunun güç tümleridir (Bölüm 2.4). Burada $\tilde{H}_0(z)$ ve $\tilde{H}_1(z)$ gösterimleri $H_0(z)$ ve $H_1(z)$ fonksiyonlarının para-eşleniğini (paraconjugation) temsil etmektedir. $H_0(z)$ rasyonel fonksiyonu için $\tilde{H}_0(z) = H_0^*(z^{-1})$ olarak tanımlanır.

Bu durumda $H_0(z)$ 'in payı tek dereceli simetrik bir çokterimli ise, $H_1(z)$ 'in payı tek dereceli anti-simetrik bir çok terimli olacaktır. Aynı zamanda $H_0(z)$ ve $H_1(z)$ 'in paydaları birbirine eşit ve (z^{-1}) 'in çift kuvvetlerinden oluşmaktadır. Bu durumda $H_0(z)$ simetrik $B_0(z)$ için

$$H_0(z) = B_0(z)/A(z^2) \quad (3.15)$$

şeklinde ifade edilir. Bu ifade frekans domeninde

$$H_0(w) = \frac{B_0(w)}{A(2w)} \quad (3.16)$$

şeklinde yazılabilir. $B_0(w)$ ve $A(2w)$ fonksiyonları simetrik ve doğrusal-fazlı fonksiyonlar olarak göz önüne alınırsa,

$$\begin{aligned}
B_0(w) &= |b_0(0) + \sum_{n=1}^N 2b_0(n) \cos(wn)| e^{-jwN} \\
A(w) &= |a(0) + \sum_{n=1}^M 2a(n) \cos(wn)| e^{-jwM}
\end{aligned} \tag{3.17}$$

şeklinde yazılabilirler. $H_0(z)$ (3.16)'da verilen şekilde olduğu için $a(2k-1) = 0$, $k = 0, 1, \dots, M$ olacaktır.

FIR PR-QMF tasarımı için [7]'de önerilen yöntemde problem (3.10)'daki gibi formülleştirilmektedir. Bu çalışmada, PR özelliğinin sağlanmasının yanında süzgeç özelliklerini iyileştirmek üzere farklı kısıtlar tanımlanmıştır. Süzgeç genliğine ait kısıtlar aşağıdaki gibi tanımlanmıştır:

3.3.2 Kararlılık

(3.17)'deki transfer fonksiyonunda

$$A(2w) \geq \delta > 0, \quad w \in [0, \pi]$$

şartı sağlanıyorsa sistem kararlıdır. Burada δ kararlılığın sağlanması için gereken alt sınırdır [14]. Kararlılık için gerekli kısıt aşağıdaki gibi tanımlanır;

$$\psi^{(st)}(\mathbf{a}, \mathbf{b}) = -A(2w) + \delta < 0, \quad w \in [0, \pi]$$

burada $\mathbf{a} = [a(0) \dots a(N)]^T$, $\mathbf{b} = [b_0(0) \dots b_0(N)]^T$ süzgeç katsayılarını, (st) kısıtın kararlılığa ait olduğunu göstermektedir.

3.3.3 Geçirme, Durdurma ve Geçiş Bandına ait Genlik Kısıtları

Alçak-geçiren bir prototip süzgeç, $H_0(w)$, tasarımında gerekli genlik özellikleri aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$D_0(w) = \begin{cases} 1 & w \in [0, w_p] \\ 1/\sqrt{2} & w = \pi/2 \\ 0 & w \in [w_s, \pi] \end{cases}$$

burada w_p ve w_s sırasıyla geçirme ve durdurma bandı frekans değerleridir. Aşağıdaki gibi bir hata fonksiyonu tanımlanırsa

$$E_0(w) = W_0(w)[D_0(w) - |H_0(w)|], \quad 0 \leq w < \pi \quad (3.18)$$

burada $W_0(w)$ pozitif ağırlık fonksiyonudur. $H_0(w)$ FIR olarak kabul edilirse, *değişim teoremine* göre [2, 19] (3.18)'deki problemin çözümünde gerekli ve yeterli şart; (3.18) fonksiyonunun $0 \leq w \leq \pi$ aralığında $N+2$ kez değişim göstermesidir. Bir FIR süzgece ait değişim frekansları w_p , w_s ve $E_0(w)$ 'nin yerel uç noktalarıdır. IIR bir süzgecin paydasındaki çok terimlinin, süzgecin sadece geçiş bandı kenarının keskinliğini etkilediği düşünülürse, IIR bir süzgeç için değişim sayısı payın derecesi göz önüne alınarak bulunabilir.

Değişim frekansları $\{w_0^{(p)}, \dots, w_{n_p}^{(p)}\}$ ve $\{w_0^{(s)}, \dots, w_{n_s}^{(s)}\}$ elde edildikten sonra, süzgeç genliğine ait kısıtlar aşağıdaki gibi tanımlanacaktır; burada $w^{(p)}$ ve $w^{(s)}$ 'ler sırasıyla geçirme ve durdurma bandına ait değişim frekanslarıdır.

Geçirme bandındaki genliğe ait kısıtlar:

$$\begin{aligned}
\psi_0^{(p)}(\mathbf{a}, \mathbf{b}) &= \alpha_p [H_0(w) - 1] - \delta_p \leq 0, \quad w \in [w_0^{(p)}, w_1^{(p)}] \\
\psi_k^{(p)}(\mathbf{a}, \mathbf{b}) &= \alpha_p [H_0(w) - 1] - \delta_p \leq 0, \quad w \in [w_{k-1}^{(p)}, w_{k+1}^{(p)}], \quad k = 1, \dots, n_p - 1 \\
\psi_{n_p}^{(p)}(\mathbf{a}, \mathbf{b}) &= \alpha_p [H_0(w) - 1] - \delta_p \leq 0, \quad w \in [w_{n_p-1}^{(p)}, w_{n_p}^{(p)}]
\end{aligned} \quad (3.19)$$

burada

$$w_l^{(p)} = \begin{cases} \frac{\pi}{2} \frac{l}{n_p} & l = 0, \dots, n_p - 1 \\ w_p & l = n_p \end{cases} \quad (3.20)$$

ve $\psi_l^{(p)}$, $l = 0, \dots, n_p$ olarak göz önüne alındığında çift l 'ler için $\alpha_p = 1$, tek l 'ler için $\alpha_p = -1$ dir. n_p geçirme bandındaki yerel uç nokta sayısıdır.

Geçiş bandındaki genliğe ait kısıt:

$$\psi_0^{(t)} = H_0(\pi/2) - 1/\sqrt{2} - \delta_t \leq 0. \quad (3.21)$$

Durduma bandındaki genliğe ait kısıtlar:

$$\begin{aligned}
\psi_0^{(s)}(\mathbf{a}, \mathbf{b}) &= \alpha_s [H_0(w) - 1] - \delta_s \leq 0, \quad w \in [w_0^{(s)}, w_1^{(s)}] \\
\psi_i^{(s)}(\mathbf{a}, \mathbf{b}) &= \alpha_s [H_0(w) - 1] - \delta_s \leq 0, \quad w \in [w_{i-1}^{(s)}, w_{i+1}^{(s)}], \quad i = 1, \dots, n_s - 1 \\
\psi_{n_s}^{(s)}(\mathbf{a}, \mathbf{b}) &= \alpha_s [H_0(w) - 1] - \delta_s \leq 0, \quad w \in [w_{n_s-1}^{(s)}, w_{n_s}^{(s)}]
\end{aligned} \quad (3.22)$$

burada

$$w_j^{(s)} = \begin{cases} w_s & j = 0 \\ \frac{\pi}{2} \left(\frac{j}{n_s} + 1 \right) & j = 0, \dots, n_s \end{cases} \quad (3.23)$$

ve $\psi_j^{(s)}$, $j=0,\dots,n_s$ olarak göz önüne alındığında çift j 'ler için $\alpha_s = 1$, tek j 'ler için $\alpha_s = -1$ dir. n_s durdurma bandındaki yerel uç nokta sayısıdır.

$B_0(w)$ (3.17)'de verilen şekilde olduğundan, tek N değerleri için $n_p = (N+1)/2$ ve $n_s = (N-1)/2$ olarak seçilir. (3.19)-(3.23)'teki denklemler sadece tek N değerleri ve $w_p + w_s = \pi$ için geçerlidir.

Tanımlanan kısıtlara bağlı olarak eniyilenmesi gereken Lagrangian fonksiyonu aşağıdaki gibi ifade edilir [15, 20]:

$$L(\mathbf{a}, \mathbf{b}, \lambda, \boldsymbol{\mu}) = E_r + \lambda E_s + 0.5 \sum_{i=1}^{N+4} \left[\max[\psi(i) + \mu(i)] - \mu(i)^2 \right]$$

burada $\boldsymbol{\psi} = [\psi^{(st)} \ \psi_1^{(p)} \ \dots \ \psi_{n_p+1}^{(p)} \ \psi^{(r)} \ \psi_1^{(s)} \ \dots \ \psi_{n_s+1}^{(s)}]^T$. λ ve $\boldsymbol{\mu} = [\mu_1 \ \dots \ \mu_{N+4}]^T$

sırasıyla eşitlik ve eşitsizlik kısıtları için Lagrangian çarpanlarıdır.

Tasarım algoritması Ek-1'de verilmektedir.

3.3.4 Tasarım Örneği I

Bu bölümde, önerilen yöntem kullanılarak gerçekleştirilen IIR QMF öbeği tasarımına ait sonuçları sunulacaktır. Tasarım için kullanılan süzgeç özellikleri: $N = 9$, $M = 8$, $w_p = 0.37\pi$, $w_s = 0.63\pi$, $\delta_p = 0.01$, $\delta_s = 0.02$, $\delta_t = 0.001$, $\delta = 0.1$. Prototip süzgeç $H_0(z)$ 'in pay ve paydasına ait katsayılar Tablo 3.3'de verilmiştir.

Tablo 3.3 Tasarım örneği I için prototip süzgeç $H_0(z)$ 'in pay ve paydasına ait katsayılar.

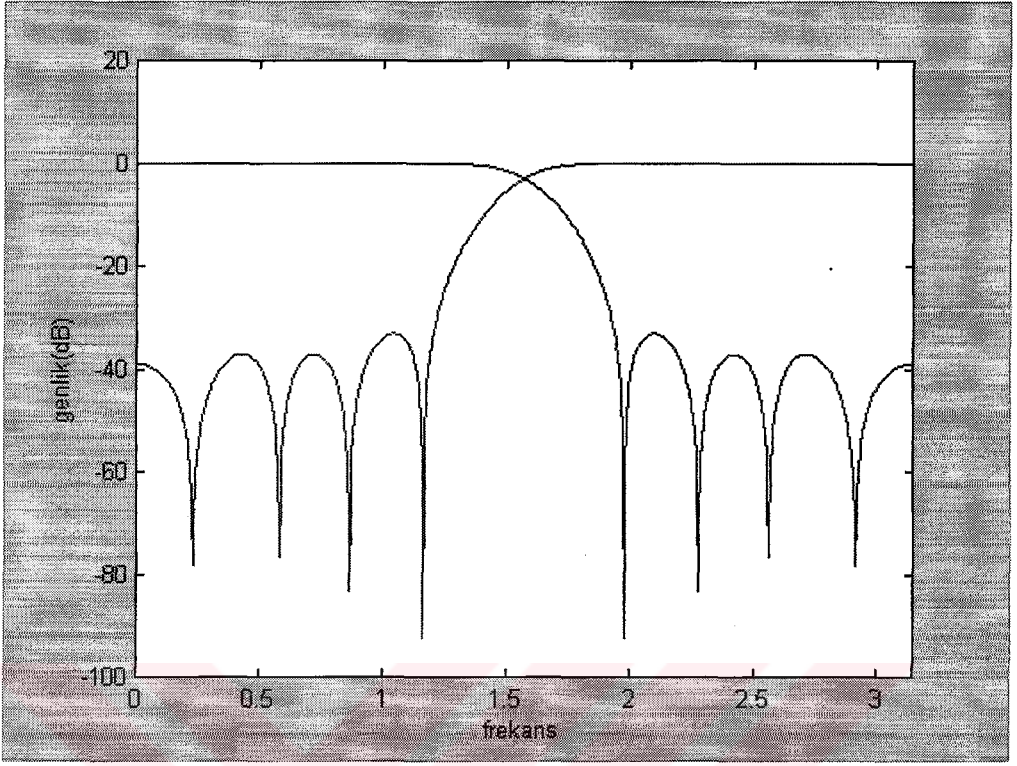
n	$a(n)$	$b_0(n)$
0	1.352982962298849e-001	6.927771416506717e-002
1	0	5.134404910948695e-002
2	4.268127453213726e-002	1.990107172277180e-002
3	0	6.466767252657527e-003
4	1.904749679241800e-002	1.104055982925020e-002
5	0	1.340806991357981e-002
6	2.178535189449044e-002	9.973112451843260e-003
7	0	5.872997052400654e-003
8	5.130829740587309e-003	3.550754279571010e-003

$H_0(z)$ ve $H_1(z)$ 'e ait frekans karakteristikleri Şekil 3.5'de görülmektedir. Bu şekilden geçiş-bandı dalgalanmalarının en yüksek değeri (Peak Pass-band Ripple) PPR(dB)=-57.37 ve durduma-bandı dalgalanmalarının en yüksek değeri (Peak Stop-band Ripple) PSR(dB)=-33.23 olduğu görülmektedir. Şekil 3.6'de genlik bozulmasını ifade eden $|H_0(w)|^2 + |H_1(w)|^2$ fonksiyonu görülmektedir. Geriçatım hatasının en yüksek değeri (Peak Reconstruction Error) PRE(dB)=1.9043×10⁻² dir.

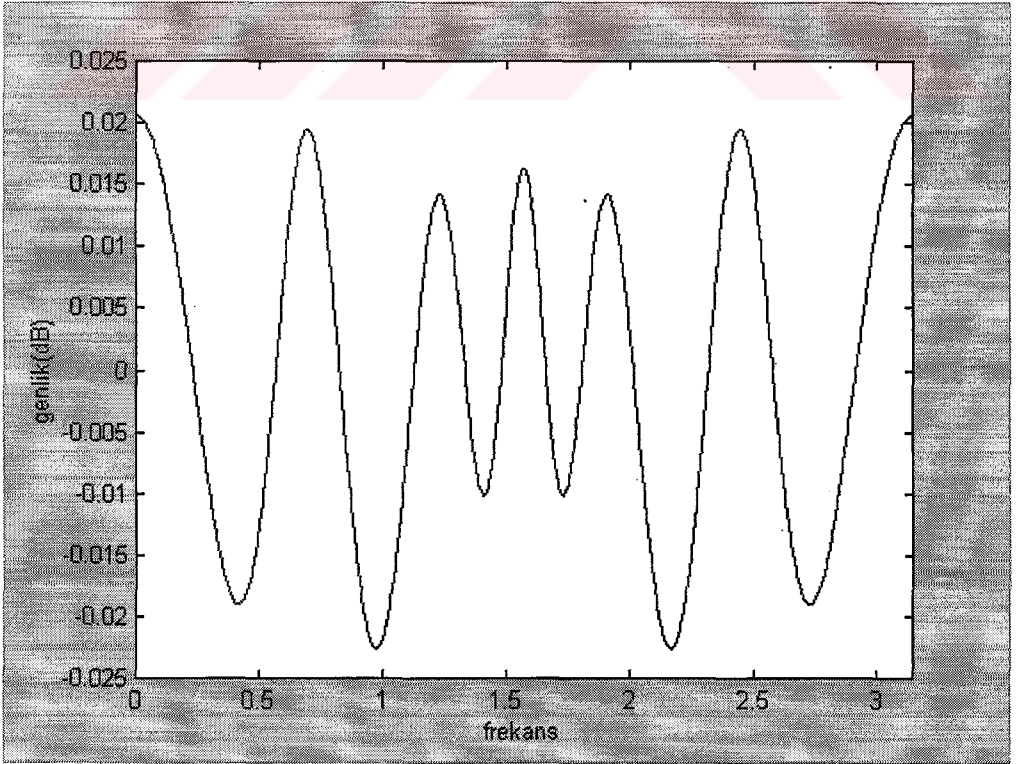
3.3.5 Tasarım Örneği II

Bu örnekte tasarım için kullanılan süzgeç özellikleri: $N = 9$, $M = 12$, $w_p = 0.375\pi$, $w_s = 0.625\pi$, $\delta_p = 0.01$, $\delta_s = 0.02$, $\delta_r = 0.001$, $\delta = 0.1$. Prototip süzgeç $H_0(z)$ 'in pay ve paydasına ait katsayılar Tablo 3.4'de verilmiştir.

Elde edilen sonuçlar ile [7]'de bulunan 16A-dereceli FIR süzgeç öbeği özellikleri Şekil 3.7 ve 3.8'de karşılaştırılmaktadır. Önerilen yöntemle bulunan IIR süzgeçler toplam 32, 16A-dereceli FIR süzgeçler 31 katsayıya sahiptir. $H_0(z)$ ve



Şekil 3.5 Tasarlanan analiz süzgeçlerinin frekans cevabı.

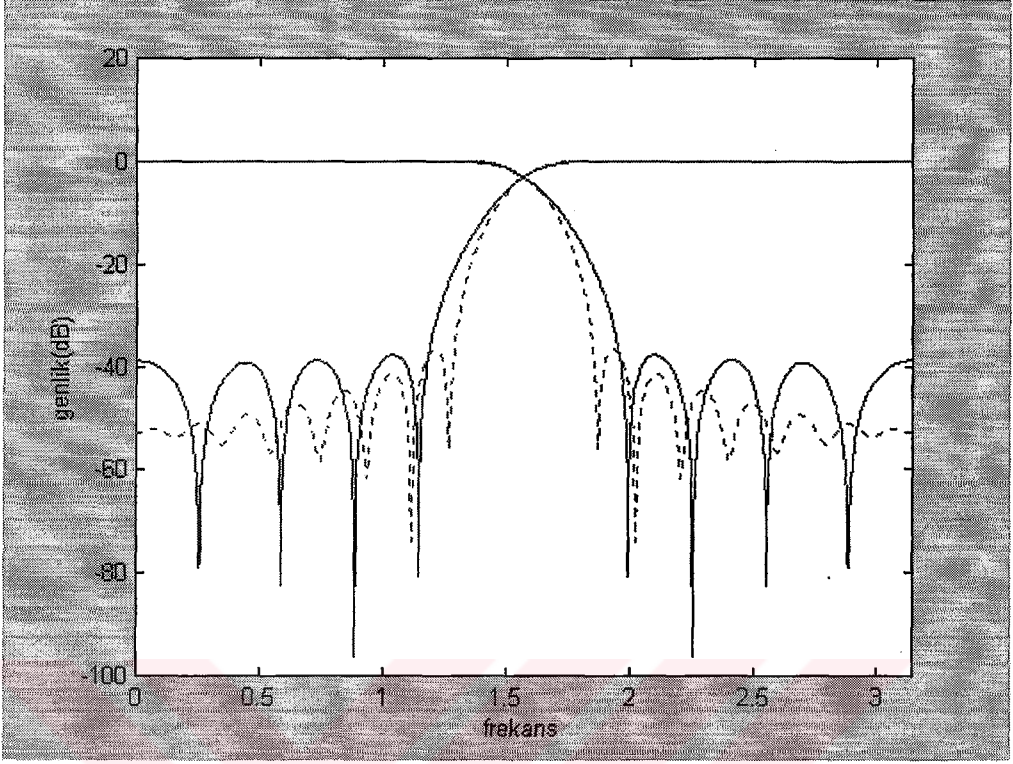


Şekil 3.6 Tasarlanan süzgeç öbeği yapısına ait $|H_0(w)|^2 + |H_1(w)|^2$ fonksiyonu.

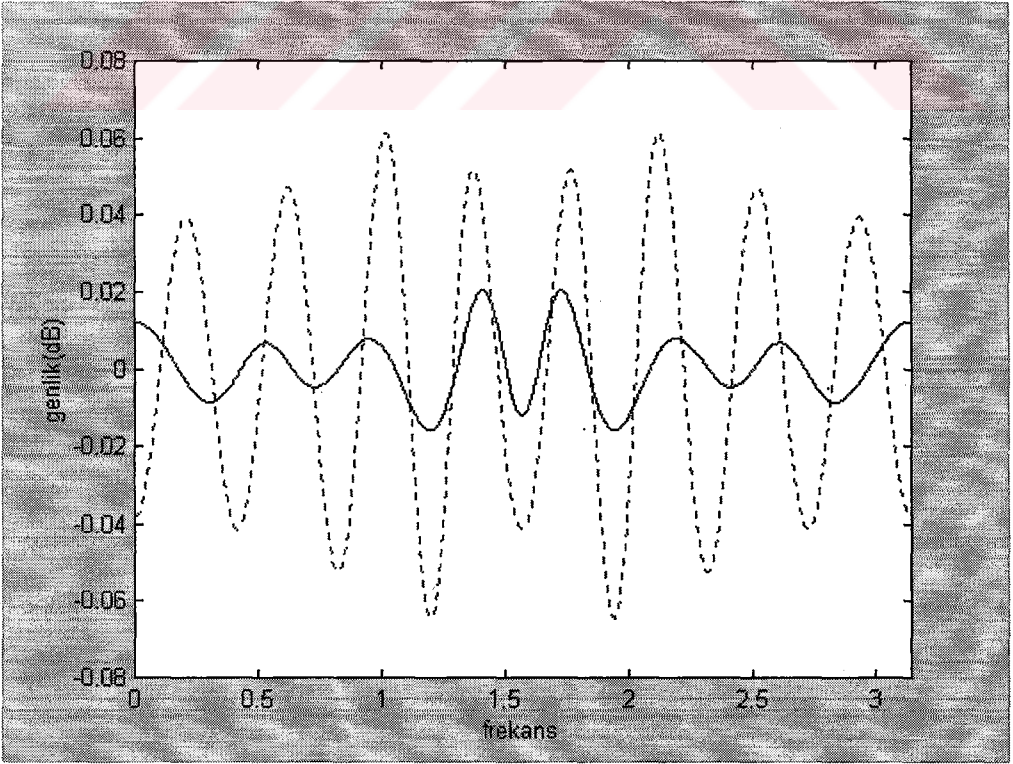
Tablo 3.4 Tasarım örneği II için prototip süzgeç $H_0(z)$ 'in pay ve paydasına ait katsayılar.

n	$a(n)$	$b_0(n)$
0	1.348884167638171e-001	6.900306588939720e-002
1	0	5.131104278758514e-002
2	4.312157551231581e-002	2.030392299278404e-002
3	0	6.311879855250792e-003
4	1.829656868124506e-002	1.048696851201205e-002
5	0	1.339901854335164e-002
6	2.236315796862334e-002	1.043194605106440e-002
7	0	5.812284511746527e-003
8	4.579055320588703e-003	3.145388948968124e-003
9	0	2.577880184159912e-004
10	1.355963618236326e-004	
11	0	
12	-8.186557379265157e-005	

$H_1(z)$ 'e ait frekans karakteristikleri ve Şekil 3.7'de görülmektedir (önerilen yöntem ile bulunan; düz çizgi, [7]'te bulunan; kesikli çizgi). Bu şekilde görüldüğü gibi önerilen yöntemle bulunan IIR süzgecin durdurma-bandı tepciklerinin FIR süzgecin durdurma-bandı tepciklerine göre daha büyük değerlerdedir. Buna rağmen geriçatım özelliği daha iyi bir şekilde sağlanmıştır, Şekil 3.8.



Şekil 3.7 Önerilen yöntem ile elde edilen (düz çizgi) ve Johnstone tarafından elde edilen (kesikli çizgi) analiz süzgeçlerine ait frekans cevapları.



Şekil 3.8 Önerilen yöntem ile tasarlanan (düz çizgi) ve Johnstone tarafından tasarlanan (kesikli çizgi) $|H_0(w)|^2 + |H_1(w)|^2$ (geriçatım hatasının iki katı).

4. HÜCRESEL SİNİR AĞLARI İLE PR-QMF SÜZGEÇ ÖBEĞİ TASARIMI

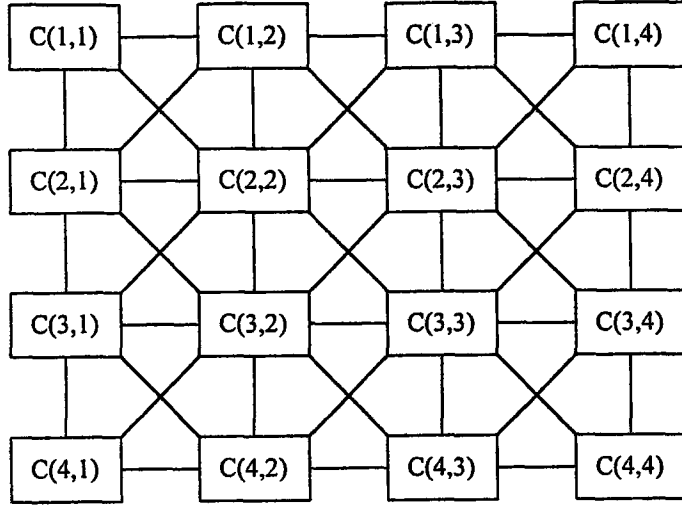
Hücreyel sinir ağları ilk olarak [21]'de sunulduktan sonra özellikle görüntü işlemede oldukça yaygın bir kullanım alanı bulmuştur. HSA görüntü iyileştirme, elyazısı karakterlerinin tanınması, bilgisayarla görme gibi görüntü işleme uygulamalarında sıkça kullanılmaktadır [22, 23].

Bölüm 4.1'de HSA hakkında genel bir bilgi verildikten sonra Bölüm 4.2'de hücreyel sinir ağlarının özel bir hali olan merkezi doğrusal sistemden bahsedilecektir. Bölüm 4.3'te HSA'nın hangi koşullar altında doğrusal bir süzgeç olarak çalışacağı ve Bölüm 4.4'te bu durumda bu süzgecin nasıl alçak geçiren olarak tasarlanacağı anlatılmıştır. Bölüm 4.5'te HSA kullanılarak PR-QMF tasarımı sunulacak ve tasarım sonuçları verilecektir. Bölüm 4.6'da ise HSA ile tasarlanan süzgeçler kullanılarak görüntü iyileştirme uygulaması yapılacak ve benzetim sonuçları verilecektir.

4.1 Hücreyel Sinir Ağları

Bir 2-B hücreyel sinir ağı, hücre adı verilen birimlerden oluşmuş analog bir devredir. Her hücrenin sadece, kendisine ρ uzaklıkta olan hücreler ile bağlantısı vardır. ρ 'ya bağlantı yarıçapı veya komşuluk derecesi denir. $N \times N$ boyutlu bir HSA için $N = (2\rho + 1)$ dir. Bir HSA'da, Şekil 4.1'de gösterilen bir $C(i, j)$ hücresinin ρ -komşuluğu aşağıdaki gibi tanımlanır [21];

$$N_\rho = \{C(i, j) | \max\{|k - i|, |l - j|\} \leq \rho, \quad 1 \leq k \leq N; 1 \leq l \leq N\}$$



Şekil 4.1 İki boyut 4x4 hücresel sinir ağı.

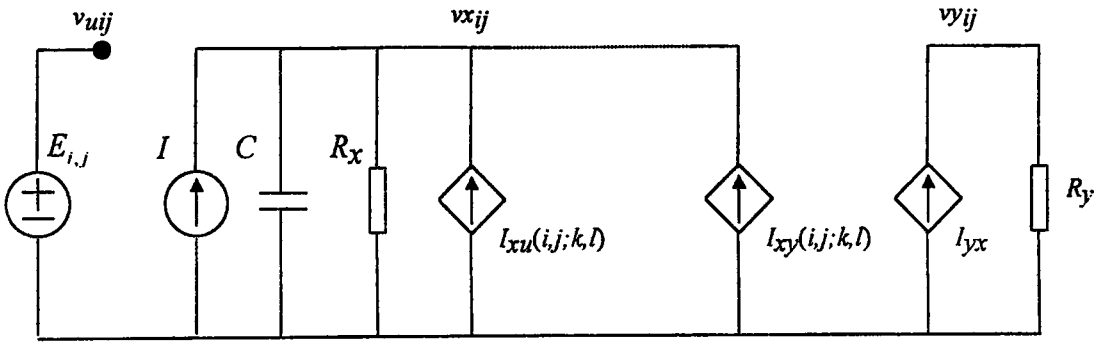
Tanımlanan bu komşuluk sistemi simetri özelliğine sahiptir, öyle ki; eğer HSA'daki bütün $C(i,j)$ ve $C(k,l)$ 'ler için $C(i,j) \in N_p(k,l)$ ise $C(k,l) \in N_p(i,j)$ dir.

Her bir hücre doğrusal ve doğrusal olmayan devre elemanlarından oluşmuştur. Bu elemanlar, doğrusal kapasitörler, doğrusal dirençler, doğrusal veya doğrusal olmayan kontrollü kaynaklar ve bağımsız kaynaklar olarak sıralanabilir. Bir HSA hücresine ait devre Şekil 4.2'de gösterilmektedir. Burada $x_{i,j}$, $u_{i,j}$ ve $y_{i,j}$ sırası ile durum, giriş ve çıkış işaretlerini I yanlılık terimini temsil etmektedir. HSA'larının dinamikleri $1 \leq i, k \leq M$; $1 \leq j, l \leq N$ için aşağıdaki gibi tanımlanmıştır [21];

Durum denklemi:

$$C \frac{d}{dt} x_{i,j}(t) = -\frac{1}{R_x} x_{i,j}(t) + \sum_{C(k,l) \in N_p(i,j)} A(i,j;k,l) y_{k,l}(t) + \sum_{C(k,l) \in N_p(i,j)} B(i,j;k,l) u_{k,l} + I \quad (4.1)$$

Çıkış denklemi:



Şekil 4.2 Bir HSA hücresine ait devre. C doğrusal kapasitör; R_x , R_u ve R_y doğrusal dirençler; I bağımsız akım kaynağı; $I_{xu}(i,j;k,l) = B(i,j;k,l)v_{ukl}$ ve $I_{xy}(i,j;k,l) = A(i,j;k,l)v_{ykl}$ doğrusal gerilim kontrollü akım kaynakları; $I_{yx} = (1/R_y)f(v_{xij})$ parçalı doğrusal gerilim kontrollü akım kaynağı burada $f(\cdot)$ Şekil non'da görülen karakteristiğe sahiptir; E_{ij} bağımsız gerilim kaynağı.

$$y_{i,j}(t) = \frac{1}{2}(|x_{i,j}(t) + 1| - |x_{i,j}(t) - 1|)$$

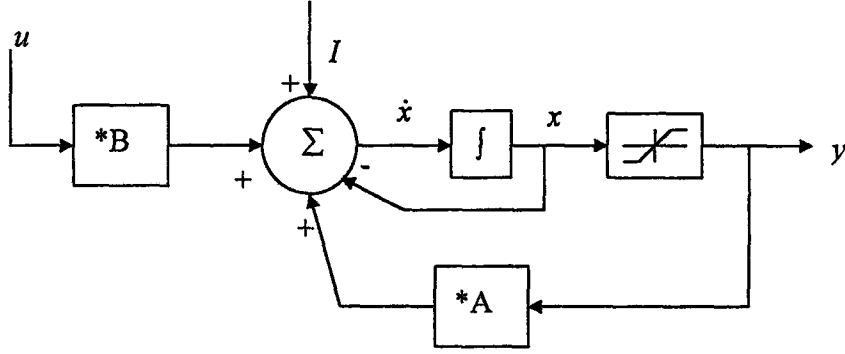
Giriş denklemi: $u_{ij} = E_{ij}$.

Kısıt şartları: $|x_{i,j}(0)| \leq 1$ ve $|u_{ij}| \leq 1$.

Parametre kabulleri: $A(i,j;k,l) = A(k,l;i,j)$, $C > 0$ ve $R_x > 0$.

Bu çalışmada, gösterimde basitlik olması açısından [1]'da verilen HSA dinamikleri kullanılacaktır. Bu dinamikler aşağıdaki gibi tanımlanmıştır;

$$\frac{d}{dt}x_{i,j}(t) = -x_{i,j}(t) + \sum_{k,l \in N_p} A_{k,l}y_{i+k,j+k}(t) + \sum_{k,l \in N_p} B_{k,l}u_{i+k,j+k} + I \text{ Dyn}$$



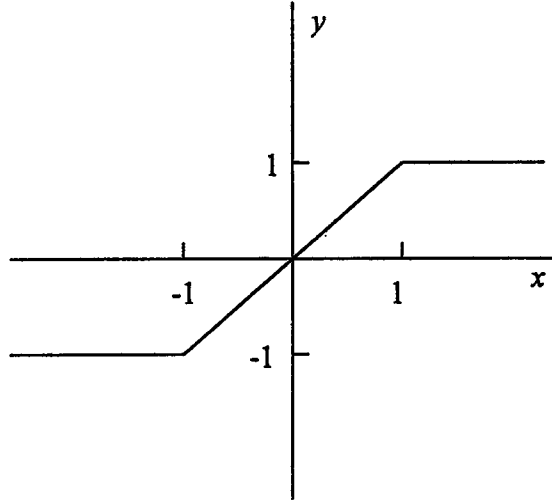
Şekil 4.3 HSA'nın blok diagramı gösterimi

ve doğrusal olmayan çıkış fonksiyonu

$$y(x) = \frac{1}{2}(|x - 1| - |x + 1|)$$

A şablonunun HSA'nın çalışması üzerindeki etkilerine dair bazı önemli noktalar [21]'de verilmiştir. Bunlardan ilki, HSA'nın kararlı bir denge noktasına yakınsaması için A şablonun $\forall k, l \in N_p: A_{k,l} = A_{-k,-l}$ olarak simetrik seçilmesinin yeterli olduğudur. İkinci olarak, $A_{0,0} > 1$ ise, kalıcı-durumdaki bütün çıkışlar +1 veya -1 olacaktır.

(4.1)'deki ifade, Şekil 4.3'teki gibi blok diyagramı formunda gösterilebilir. (4.1)'deki ilinti toplamları, evrişim formunda yazılabilir. Şekil 4.3'teki blok diyagramdan B şablonunun basit bir ileri-beslemeli sonlu birim dürtü cevaplı süzgeçleme işlemi yaptığı görülmektedir. B şablonunun çıkışı sistemin geri kalan kısmı için değişmeyen bir giriş işareti üretmektedir. A şablonu ve doğrusal olmayan çıkış fonksiyonunun oluşturduğu geri-besleme döngüsü dinamik bir davranış sergilemektedir.



Şekil 4.4 HSA çıkış doğrusalsızlığı.

4.2 HSA Merkezi Doğrusal Sistem

Şekil 4.4'de görülen ve (Dyn)'deki durum denkleminde uygulanan çıkış doğrusalsızlığı, parçalı doğrusal olduğundan, durum uzayı, dinamiklerin tamamen doğrusal olduğu bölgelerin birleşmesi ile oluşmuş gibi düşünülebilir. Bu çalışmada, göz önüne alınacak en önemli bölge, bütün hücrelerin $-1 < x_{i,j} < 1$ sınırları içinde bulunduğu *merkezi durum uzayıdır*. Bu bölümde çıkış doğrusalsızlığı ihmal edilecektir. Merkezi durum uzayındaki sistem dinamikleri tüm durum uzayına genişletilerek yeni bir merkezi doğrusal sistem oluşturulacaktır [1]. Bölüm 4.6'da çıkış doğrusalsızlığı tekrar göz önüne alınacaktır.

4.2.1 Uzamsal Evrişim ve Frekans Formülüzasyonu

Bütün $|x_{i,j}| < 1$ ise, $y_{i,j} = x_{i,j}$ olur ve tüm sistem doğrusal bir sistem olarak davranır (Şekil 4.4). Bu durumda (4.1)'de verilen durum denklemi

$$\frac{d}{dt}x_{i,j}(t) = -x_{i,j}(t) + \sum_{k,l \in N_\rho} A_{k+i,l+j}x_{k,l}(t) + \sum_{k,l \in N_\rho} B_{k+i,l+j}u_{k,l} + I \quad (4.2)$$

halini alır. Basitlik olması açısından doğrusallaştırılmış şablon maskeleri aşağıdaki gibi tanımlanmıştır;

$$a(n_1, n_2) = \begin{cases} A_{0,0} - 1 & (n_1, n_2) = (0,0) \\ A_{-n_1, -n_2} & -n_1, -n_2 \in N_\rho \text{ için} \\ 0 & \text{diğer} \end{cases} \quad (4.3)$$

$$b(n_1, n_2) = \begin{cases} B_{-n_1, -n_2} & -n_1, -n_2 \in N_\rho \text{ için} \\ 0 & \text{diğer} \end{cases}$$

burada uzamsal dizinler iki-boyutlu işaret işlemedeki genel kullanım şekli ile; argüman olarak, verilmiştir. Bundan sonra zaman değişkeni ise alt indis olarak kullanılacaktır.

$x_0(n_1, n_2)$ ve $u(n_1, n_2)$ bütün n_1 ve n_2 'ler için sıfır olarak kabul edildiğinde,

(4.2) aşağıdaki şekilde evrişim formunda yazılabilir;

$$\frac{d}{dt}x_t(n_1, n_2) = a(n_1, n_2) * x_t(n_1, n_2) + b(n_1, n_2) * u(n_1, n_2) + I \quad (4.4)$$

(4.4)'teki ifadenin ayrık uzamlı Fourier dönüşümü (DSFT-Discrete Space Fourier Transform) alındığında, sistem dinamikleri yeni taban fonksiyonları cinsinden ve sonsuz dizilimler için aşağıdaki şekilde yazılabilir;

$$\frac{d}{dt}\tilde{X}_t(w_1, w_2) = \tilde{A}(w_1, w_2)\tilde{X}_t(w_1, w_2) + \tilde{B}(w_1, w_2)\tilde{U}(w_1, w_2) + I\delta(w_1, w_2) \quad (4.5)$$

4.2.2 Zaman Çözümü

Temel doğrusal sistem kuramına göre (4.5)'teki ifadenin zaman çözümü aşağıdaki şekilde yazılabilir;

$\tilde{A}(w_1, w_2) \neq 0$ için:

$$\tilde{X}_t(w_1, w_2) = e^{\tilde{A}(w_1, w_2)t} \tilde{X}_0(w_1, w_2) + \frac{1}{\tilde{A}(w_1, w_2)} [e^{\tilde{A}(w_1, w_2)t} - 1] \tilde{B}(w_1, w_2) \tilde{U}(w_1, w_2) \quad (4.6)$$

$\tilde{A}(w_1, w_2) = 0$ için:

$$\tilde{X}_t(w_1, w_2) = \tilde{X}_0(w_1, w_2) + t \tilde{B}(w_1, w_2) \tilde{U}(w_1, w_2)$$

Gösterim basitliği açısından yanlılık terimi I çıkarılmıştır. Bu terim $\tilde{B}(w_1, w_2) \tilde{U}(w_1, w_2)$ terimine dahil edilebilir [1].

$\tilde{A}(w_1, w_2)$ 'nin özdeğerleri merkezi doğrusal sistemin kararlılığını belirler. Bu özellik frekans domeni tasarımı için önemlidir. $\tilde{A}(w_1, w_2)$ elde edilip, $a(n_1, n_2)$ da elde edildikten sonra A şablonu elde edilebilir.

4.3 Kararlı Doğrusal Uzamsal Süzgeçleme

Merkezi doğrusal sistem için kararlılık şartı

$$\tilde{A}(w_1, w_2) < 0; \forall w_1, w_2$$

olarak verilir [1]. Bu durumda (4.6)'daki ifadede $t \rightarrow \infty$ için bütün üssel ifadeler sıfır değerine yaklaşacaktır. İlk değerlerden bağımsız olan sistemin dengede olduğu durum (4.6)'nın limiti alınarak bulunabilir,

$$\tilde{X}_\infty(w_1, w_2) = \tilde{H}(w_1, w_2)\tilde{U}(w_1, w_2)$$

burada

$$\tilde{H}(w_1, w_2) \hat{=} \frac{-1}{\tilde{A}(w_1, w_2)} \tilde{B}(w_1, w_2). \quad (4.7)$$

Denge durumu, giriş işaretinin $\tilde{H}(w_1, w_2)$ transfer fonksiyonuna sahip bir süzgeç ile uzamsal süzgeçlenmiş hali olarak düşünülebilir. (4.7) ifadesinden açıkça görüldüğü gibi, $\tilde{H}(w_1, w_2)$ transfer fonksiyonu sıfır faz özelliğe sahiptir ve sonsuz birim dürtü cevaplıdır. A ve B şablonları gerçek katsayılı ve simetrik olduklarından, giriş işaretinin fazı çıkışta bir değişikliğe uğramayacaktır.

HSA ile en basit doğrusal süzgeç sadece B şablonu kullanılarak tasarlanabilir. A şablonunun yarıçapı $\rho = 0$ ve $A_{0,0} = \gamma < 1$ ise (4.7)'daki transfer fonksiyonu

$$\tilde{H}(w_1, w_2) \hat{=} \frac{-1}{\gamma - 1} \tilde{B}(w_1, w_2). \quad (4.8)$$

şeklinde yazılır. Bu yaklaşımla oluşturulmuş B şablonu kullanılarak HSA ile kenar belirleme uygulaması [24]'da verilmiştir.

4.4 Alçak-Geçiren Süzgeç Tasarımı

Alçak-geçiren süzgeç tasarımında şablon boyutunun mümkün olduğu kadar küçük seçilmesi ve $\tilde{A}(w_1, w_2)$ 'nin kazancının tam olarak negatif olması gerekmektedir. [cro]'de alçak-geçiren iki-boyutlu FIR süzgeç tasarımında oldukça yaygın olarak kullanılan *McClellan (veya frekans) dönüşümü* yöntemi önerilmiştir [2, 25, 26]. McClellan dönüşümü $\tilde{A}(w_1, w_2)$ ve $\tilde{B}(w_1, w_2)$ için aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$\tilde{B}(w_1, w_2) = \sum_{\rho=0}^R \beta_{\rho} (\cos w)^{\rho} \Big|_{\cos w = T(w_1, w_2)} \quad (4.9)$$

$$\tilde{A}(w_1, w_2) = \sum_{\rho=0}^R \alpha_{\rho} (\cos w)^{\rho} \Big|_{\cos w = T(w_1, w_2)}$$

burada

$$T(w_1, w_2) = \tau_0 + \tau_1 \cos w_1 + \tau_2 \cos w_2 + \tau_3 \cos w_1 \cos w_2. \quad (4.10)$$

$T(w_1, w_2)$ dairesel simetriye sahip sürekli bir fonksiyondur. $T^{\rho}(w_1, w_2)$ 'nin ters ayrık uzamlı Fourier dönüşümü, $t(n_1, n_2)$ 'nin kendisi ile $\rho - 1$ defa evrişimine eşittir. Her bir evrişim işlemi şablon yarıçapını bir artıracaktır. Crouse ve Chua bu yöntemle 5×5 boyutunda A ve B şablonlarını dairesel simetrik alçak-geçiren süzgeç olarak tasarlamışlardır. 5×5 şablonlar elde etmek için $R=2$ olarak seçilmesi gerekmektedir. Eğer $t(n_1, n_2)$ sonlu bir destek bölgesine ve sıfırdan farklı değerlere sahip ise elde edilen şablonlar da dairesel simetriye sahip olacaktır.

$\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \beta_1, \beta_2, \beta_3$ parametrelerine göre minimize edilen hata fonksiyonunun sonucunda elde edilen değerler aşağıdaki gibidir [1]:

$$\tilde{A}(w_1, w_2) = -4.8326 + 3.4550T(w_1, w_2) - 0.7278T^2(w_1, w_2)$$

$$\tilde{B}(w_1, w_2) = 0.2824 - 0.7382T(w_1, w_2) + 0.3294T^2(w_1, w_2)$$

Bu ifadelerde ters ayırık uzamlı Fourier dönüşümü alınarak $a(n_1, n_2)$ ve $b(n_1, n_2)$ iki-boyutlu dizileri ve (4.3) ifadesi kullanılarak A ve B şablonları aşağıdaki gibi elde edilmiştir [1]:

$$A = \begin{bmatrix} -0.1137 & -0.4549 & -0.6823 & -0.4549 & -0.1137 \\ -0.4549 & 0.3399 & 1.5896 & 0.3399 & -0.4549 \\ -0.6823 & 1.5896 & -6.5380 & 1.5896 & -0.6823 \\ -0.4549 & 0.3399 & 1.5896 & 0.3399 & -0.4549 \\ -0.1137 & -0.4549 & -0.6823 & -0.4549 & -0.1137 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0.0515 & 0.2059 & 0.3089 & 0.2059 & 0.0515 \\ 0.2059 & 0.3623 & 0.3127 & 0.3623 & 0.2059 \\ 0.3089 & 0.3127 & 0.7136 & 0.3127 & 0.3089 \\ 0.2059 & 0.3623 & 0.3127 & 0.3623 & 0.2059 \\ 0.0515 & 0.2059 & 0.3089 & 0.2059 & 0.0515 \end{bmatrix}$$

4.5 Hücresel Sinir Ağları Kullanılarak IIR PR-QMF Öbeği Tasarımı

Bu bölümde, 2B sonsuz birim dürtü cevaplı geriçatımlı dördün süzgeç öbeği gerçekleştirilmesinde en temel hücresel sinir ağlarının kullanılabileceği gösterilecektir. PR özelliğinin sağlanması için, HSA yapısına ait geri-besleme ve ileri-besleme

şablonlarının özellikleri incelenip örnekler verilerek en temel HSA yapısıyla PR özelliğinin sağlandığı gösterilecektir. Bununla birlikte, PR özelliğinin sağlanmasında Bölüm 2.3'te önerilen eniyileme yöntemi kullanılmıştır [27, 28].

HSA yapısı kullanılarak gerçekleştirilen süzgeç tasarımı yöntemleri son zamanlarda oldukça önem kazanmıştır [1, 12]. Bölüm 3.5'te sunulan HSA ile alçak geçiren süzgeç tasarımını öneren Crouse ve Chua aynı çalışmada HSA ile gerçekleştirilen görüntü işleme uygulamaları ile ilgili çeşitli yöntemler önermişlerdir [1]. Bu çalışmada doğrusal ve doğrusal olmayan süzgeçlerin tasarlanmasında HSA şablonlarının özelliklerini incelemişlerdir. Shi çalışmasında Gabor süzgeçlerinin HSA kullanılarak gerçekleştirilmesine ait bir yöntem sunmuştur [12]. Bununla beraber, HSA ile süzgeçleme yaklaşımı, el yazısı karakterlerinin tanınması [23], renkli görme ve görsel yanılgı [22] gibi görüntü işleme uygulamasında kullanılmıştır.

Bu çalışmada ise çok-oranlı sistemlerde oldukça yaygın olarak kullanılan iki-kanallı IIR PR-QMF öbeği tasarımı için HSA şablonlarının özellikleri incelenmiştir. İlk olarak Lagrangian eniyileme yöntemi kullanılarak gerçekleştirilen 1B IIR PR-QMF tasarımı gözönünde bulundurularak, McClellan dönüşümü ve 2B ayrılabilir süzgeçler yöntemi kullanılarak 2B IIR PRQMF öbeği tasarımı için iki ayrı sonuç elde edilmiştir.

Sistemin gerçekleştirilmesi gözönünde bulundurulduğunda HSA boyutunun mümkün olduğu kadar küçük seçilmesi gerekmektedir [1]. Bu yüzden genlik bozulmasını tamamen ortadan kaldırmak mümkün değildir. Süzgeçler sıfır fazlı oldukları için sistem faz bozulmasından etkilenmez.

Doğrusallaştırılmış A ve B şablonlarının tek boyutlu frekans domeni ifadeleri simetrik olduklarından aşağıdaki şekilde yazılabilir;

$$\tilde{B}_0(\omega) = b_0(0) + \sum_{n=1}^{\rho} 2b_0(n) \cos(\omega n) \quad (4.11)$$

$$\tilde{A}_0(\omega) = a_0(0) + \sum_{n=1}^{\rho} 2a_0(n) \cos(\omega n)$$

4.5.1 Benzetim Örneği I

(4.11)'deki ifadeler Bölüm 2'de eniyilenen PR-QMF öbeğindeki alçak geçiren süzgecin pay ve paydasına ait ifadeler ile aynıdır. Yüksek geçiren süzgeç için de ifadeler benzer şekildedir. Genlik, ve kararlılık için gerekli kısıtlar ve Lagrangian fonksiyonu tanımlanmış ve bu fonksiyon eniyilenmiştir. $\rho=5$ ve $\rho=7$ için elde edilen tek boyutlu süzgeç katsayıları Tablo 4.1'deki gibidir;

Tablo 4.2'de eniyileme sonucunda elde edilen süzgece ait özellikler verilmiştir. Burada alçak-geçiren süzgece ait geçirme-bandı ve durdurma-bandı frekans değerleri $\omega_p = 0.37\pi$ ve $\omega_s = 0.63\pi$ ve δ_p ve δ_s , 0.001 olarak seçilmiştir. $\rho=7$ için $H_0(\omega)$ ve $H_1(\omega) = H_0(-\omega)$ frekans karakteristikleri Şekil 4.5 (a)'da gösterilmiştir. Bu şekilde de görüldüğü gibi süzgeçlere ait durdurma-bandı enerjisi yaklaşık -22dB dir.

Tablo 4.1 $\rho=7$ ve $\rho=5$ için $H_0(z)$ transfer fonksiyonunun pay ve paydasına ait katsayılar.

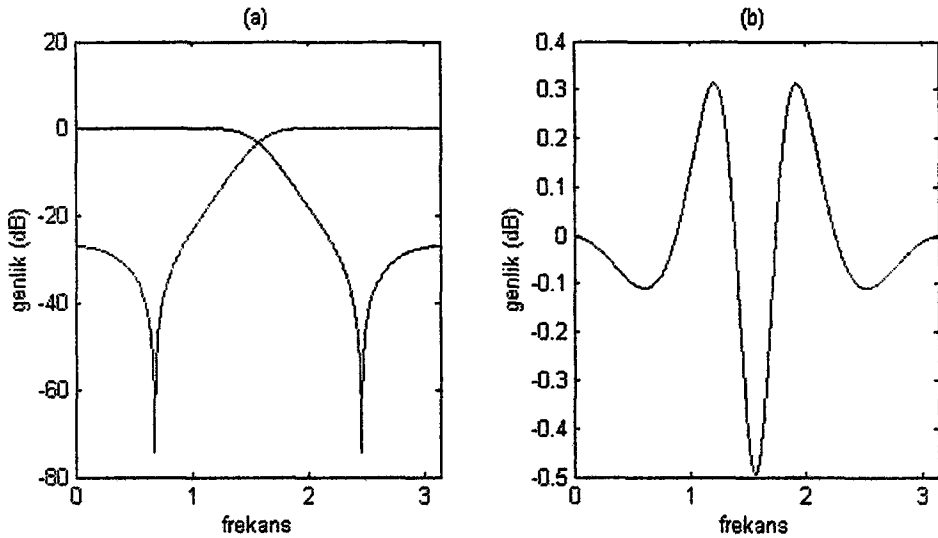
n	$\rho=7$		$\rho=5$	
	b	a	b	a
0	0.1667	-0.3294	0.1717	-0.3546
1	0.1310	0	0.1423	0
2	0.0518	-0.1187	0.0614	-0.1248
3	0.0169	0		

Tablo 4.2 $H_0(z)$ süzgecine ait büyüklükler.

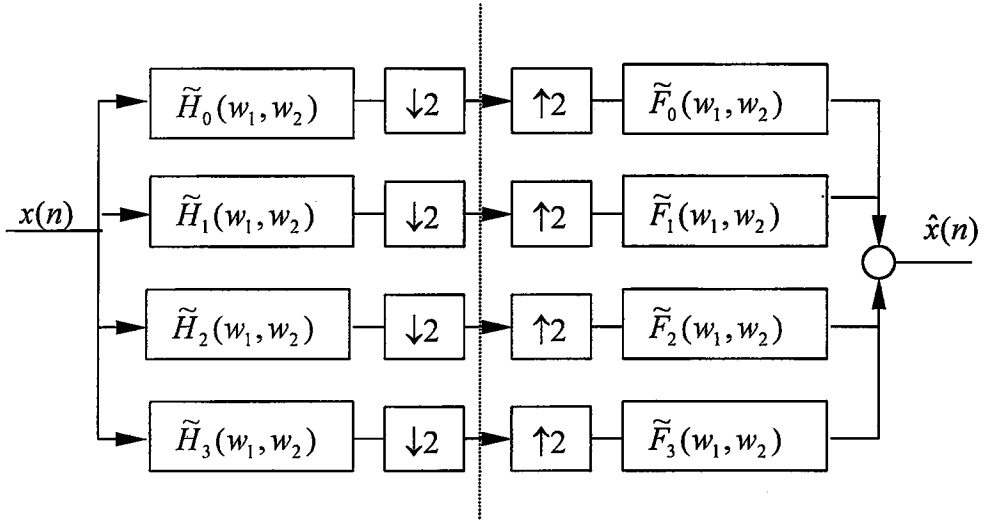
N	PPR(dB)	PSR(dB)	PRE(dB)
7	-14.0530	-22.1776	-0.4951

$|H_0(\omega)|^2 + |H_1(\omega)|^2$ (genlik bozulmasının iki katı) ifadesine ait değişim Şekil 4.5 (b)'de verilmiştir. Bu şekilden de görüldüğü gibi sistem bir miktar genlik bozulması dışında PR özelliğine sahiptir. HSA'nın boyutunun arttırılmasıyla bu bozulma azalacaktır. Ancak sistemin gerçekleştirilmesi gözönünde bulundurulduğunda HSA'nın boyutunun mümkün olduğu kadar küçük seçilmesi gerekmektedir [1]. Bu yüzden genlik bozulmasının tamamen ortadan kaldırılması mümkün değildir.

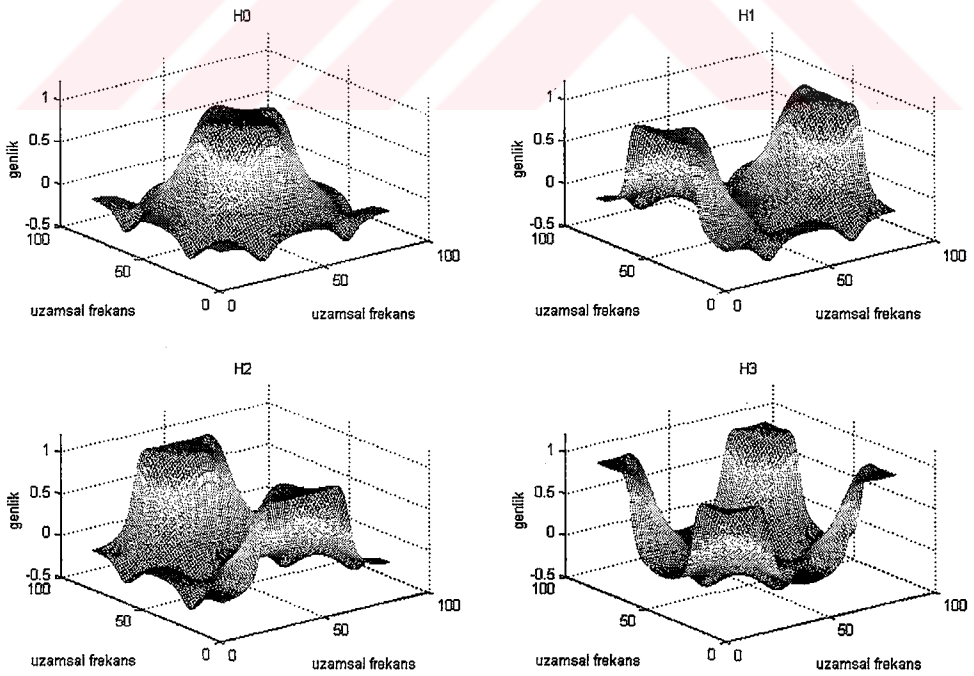
2B uzamsal frekans domeninde PR özelliğinin sağlanması için dört kanallı bir yapı kullanılacaktır. Bu yapı Şekil 4.6'da görülmektedir. 1B süzgeç katsayıları elde edildikten sonra Şekil 4.6'da görülen yapıdaki 2B süzgeç transfer fonksiyonları, $\tilde{H}_0(w_1, w_2)$,



Şekil 4.5 (a) $H_0(\omega)$ ve $H_1(\omega)$ frekans karakteristikleri, (b) $|H_0(\omega)|^2 + |H_1(\omega)|^2$ genlik bozulmasının iki katı.



Şekil 4.6 2B 4-kanallı süzgeç öbeği yapısı.

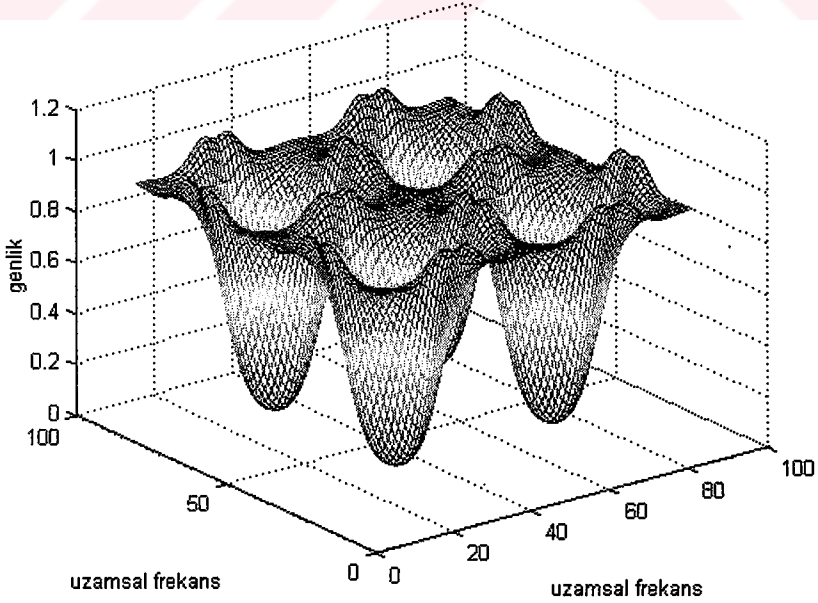


Şekil 4.7 McClellan dönüşümü ile bulunan 2-B süzgeçler.

Tablo 4.3 $B_i(w_1, w_2)$ $i = 1, \dots, 3$ için McClellan dönüşüm katsayıları .

	τ_0	τ_1	τ_2	τ_3
B_0	-0.5	0.5	0.5	0.5
B_1	-0.5	-0.5	0.5	-0.5
B_2	-0.5	0.5	-0.5	-0.5
B_3	-0.5	-0.5	-0.5	0.5

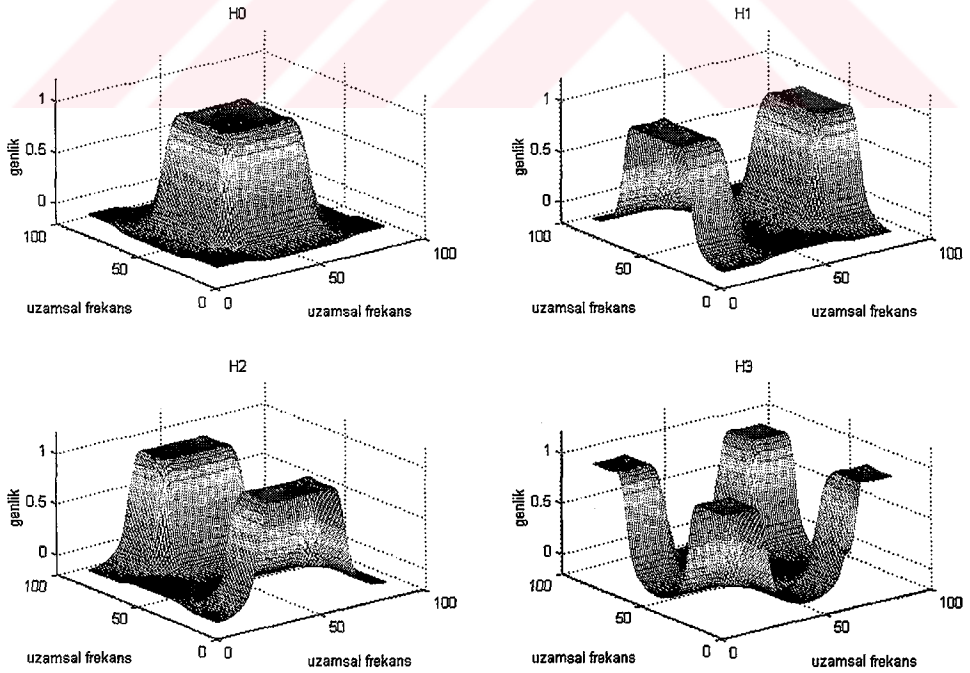
$\tilde{H}_1(w_1, w_2)$, $\tilde{H}_2(w_1, w_2)$ ve $\tilde{H}_3(w_1, w_2)$, iki farklı yöntem kullanılarak bulunacaktır. İlk yöntem [cro-chu]'da kullanılan McClellan dönüşümüdür. (TW)'de $T(\omega_1, \omega_2)$ ifadesindeki katsayılar $\tilde{A}_0(\omega_1, \omega_2)$ için $\tau_0 = 0.5, \tau_1 = \tau_2 = 0, \tau_3 = 0.101$ olarak, $\tilde{B}_0(\omega_1, \omega_2)$, $\tilde{B}_1(\omega_1, \omega_2)$, $\tilde{B}_2(\omega_1, \omega_2)$ ve $\tilde{B}_3(\omega_1, \omega_2)$ için Tablo 4.3'deki gibi seçilmiştir. Şekil 4.7 bu dönüşüm ile bulunan 2-B süzgeçlerin frekans karakteristiğini göstermektedir. Şekil 4.8'de ise dört kanallı yapının tüm sistem transfer fonksiyonu

**Şekil 4.8** Şekil 4.7'deki süzgeçler kullanıldığında elde edilen tüm sistem transfer fonksiyonu.

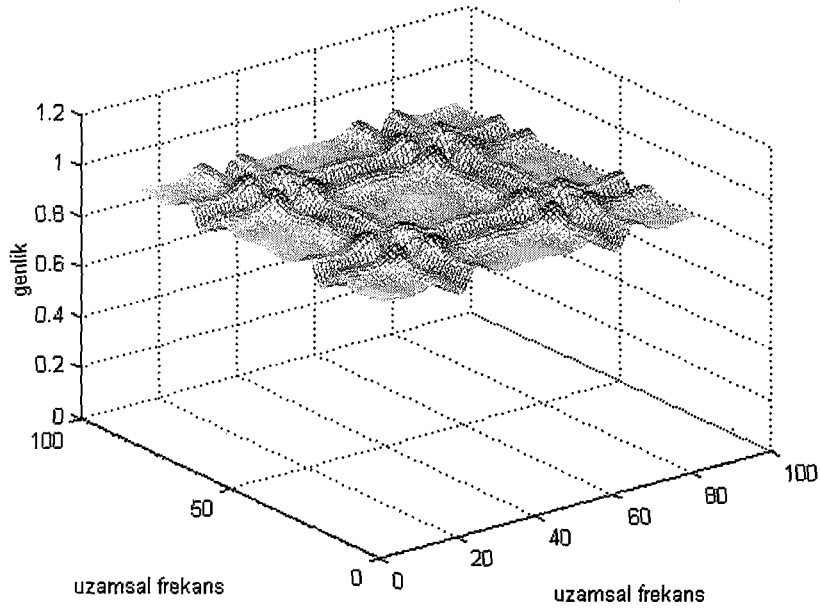
görülmektedir. Şekilden görüldüğü gibi McClellan dönüşümü ile elde edilen 2B süzgeçler kullanıldığında, iki boyutlu uzayda tam geriçatım sağlanamamaktadır. Bunun için 2B süzgeçlerin elde edilmesinde ayrılabilir süzgeçler yöntemi kullanılacaktır. Bu yöntemde süzgeçler aşağıdaki ifadeler ile elde edilir;

$$\begin{aligned}\tilde{H}_0(w_1, w_2) &= \tilde{H}_0(w_1)\tilde{H}_0(w_2) \\ \tilde{H}_1(w_1, w_2) &= \tilde{H}_0(w_1)\tilde{H}_1(w_2) \\ \tilde{H}_2(w_1, w_2) &= \tilde{H}_1(w_1)\tilde{H}_0(w_2) \\ \tilde{H}_3(w_1, w_2) &= \tilde{H}_1(w_1)\tilde{H}_1(w_2)\end{aligned}$$

Elde edilen süzgeç transfer fonksiyonları Şekil 4.9'da görülmektedir. Şekil 4.10'da ise tüm sistemin transfer fonksiyonu görülmektedir. Şekilden görüldüğü üzere tam geriçatım özelliği iki boyutlu uzayda da sağlanmaktadır.



Şekil 4.9 Ayrılabilir süzgeçler yöntemi ile bulunan 2-B süzgeçler.



Şekil 4.10 Şekil 4.9'daki süzgeçler kullanıldığında elde edilen tüm sistem transfer fonksiyonu.

Son olarak B_0 ve A_0 şablonları, $B_0(\omega_1, \omega_2)$ ve $A_0(\omega_1, \omega_2)$, ifadelerinden ters DSFT kullanılarak bulunur. Ayrılabilir süzgeçler yöntemi ile bulunan B_0 ve A_0 şablonları $\rho=5$ ve $\rho=7$ için aşağıdaki şekilde elde edilmiştir:

$$B_0 = \begin{bmatrix} .0039 & .0156 & .0234 & .0156 & .0039 \\ .0156 & .0345 & .0378 & .0345 & .0156 \\ .0234 & .0378 & .0495 & .0378 & .0234 \\ .0156 & .0345 & .0378 & .0345 & .0156 \\ .0039 & .0156 & .0234 & .0156 & .0039 \end{bmatrix}$$

$$A_0 = \begin{bmatrix} -.0316 & 0 & -.0633 & 0 & -.0316 \\ 0 & .0013 & 0 & .0013 & 0 \\ -.0633 & 0 & 0.7721 & 0 & -.0633 \\ 0 & .0013 & 0 & .0013 & 0 \\ -.0316 & 0 & -.0633 & 0 & -.0316 \end{bmatrix}$$

$$B_0 = \begin{bmatrix} 0.0001 & 0.0008 & 0.0021 & 0.0028 & 0.0021 & 0.0008 & .0001 \\ 0.0008 & 0.0037 & 0.0074 & 0.0090 & 0.0074 & 0.0037 & 0.0008 \\ 0.0021 & 0.0074 & 0.0221 & 0.0336 & 0.0221 & 0.0074 & 0.0021 \\ 0.0028 & 0.0090 & 0.0336 & 0.0310 & 0.0336 & 0.0090 & 0.0028 \\ 0.0021 & 0.0074 & 0.0221 & 0.0336 & 0.0221 & 0.0074 & 0.0021 \\ 0.0008 & 0.0037 & 0.0074 & 0.0090 & 0.0074 & 0.0037 & 0.0008 \\ 0.0001 & 0.0008 & 0.0021 & 0.0028 & 0.0021 & 0.0008 & 0.0001 \end{bmatrix}$$

$$A_0 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0.0201 & 0 & -0.0403 & 0 & -0.0201 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0.0403 & 0 & 0.8360 & 0 & -0.0403 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0.0201 & 0 & -0.0403 & 0 & -0.0201 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

4.5.2 Benzetim Örneği II

Bir önceki örnekte A şablonunun merkez değeri $0 < A_{00} < 1$ olacak şekilde elde edilmişti. Bu örnekte ise 7×7 bir HSA $-1 < A_{00} < 0$ ve doğrusal bölgedeki transfer fonksiyonu alçak-geçiren süzgeç olacak şekilde tasarlanmıştır. Elde edilen şablon katsayıları aşağıdaki gibidir;

$$B_0 = \begin{bmatrix} 0.0080 & 0.0208 & 0.0412 & 0.0484 & 0.0412 & 0.0208 & 0.0080 \\ 0.0208 & 0.0539 & 0.1066 & 0.1253 & 0.1066 & 0.0539 & 0.0208 \\ 0.0412 & 0.1066 & 0.2108 & 0.2478 & 0.2108 & 0.1066 & 0.0412 \\ 0.0484 & 0.1253 & 0.2478 & 0.2913 & 0.2478 & 0.1253 & 0.0484 \\ 0.0412 & 0.1066 & 0.2108 & 0.2478 & 0.2108 & 0.1066 & 0.0412 \\ 0.0208 & 0.0539 & 0.1066 & 0.1253 & 0.1066 & 0.0539 & 0.0208 \\ 0.0080 & 0.0208 & 0.0412 & 0.0484 & 0.0412 & 0.0208 & 0.0080 \end{bmatrix}$$

$$A_0 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0.2380 & 0 & -0.5302 & 0 & -0.2380 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0.5302 & 0 & -0.1813 & 0 & -0.5302 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0.2380 & 0 & -0.5302 & 0 & -0.2380 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

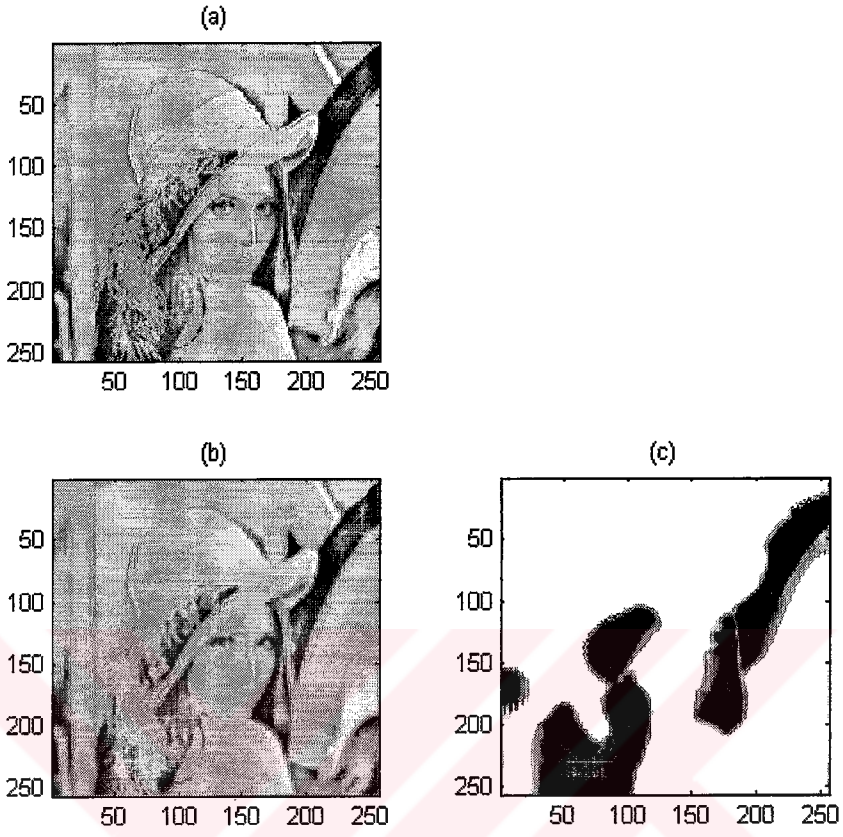
A şablonunun merkez değerinin negatif ve pozitif olduğu durumlarda HSA'nın nasıl davrandığı Bölüm 4.6.2'de incelenmiştir.

4.6 Görüntü İyileştirme Uygulamaları

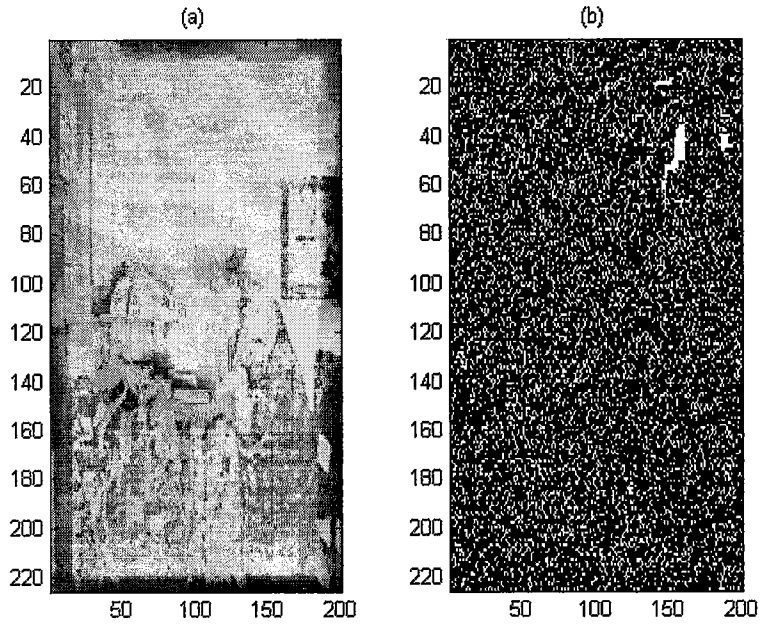
4.6.1 HSA'ları ile Alçak-Geçiren Süzgeçleme

Bu bölümde, Bölüm 4.5.1 ve 4.5.2'de bulunan 7×7 B_0 ve A_0 şablonlarından oluşan HSA'larına 256×256 boyutunda bir giriş görüntüsü uygulanmıştır. HSA çıkışları sırası ile Şekil 4.11 (b) ve (c)'de verilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi A şablonunun merkez değeri pozitif olan HSA çıkışı doğrusal bir süzgeç gibi davranmaktadır. A şablonunun merkez değeri negatif olan HSA ise aslına sadık, yani hücresele doğrusal olmayan sinir ağı olarak davranmaktadır.

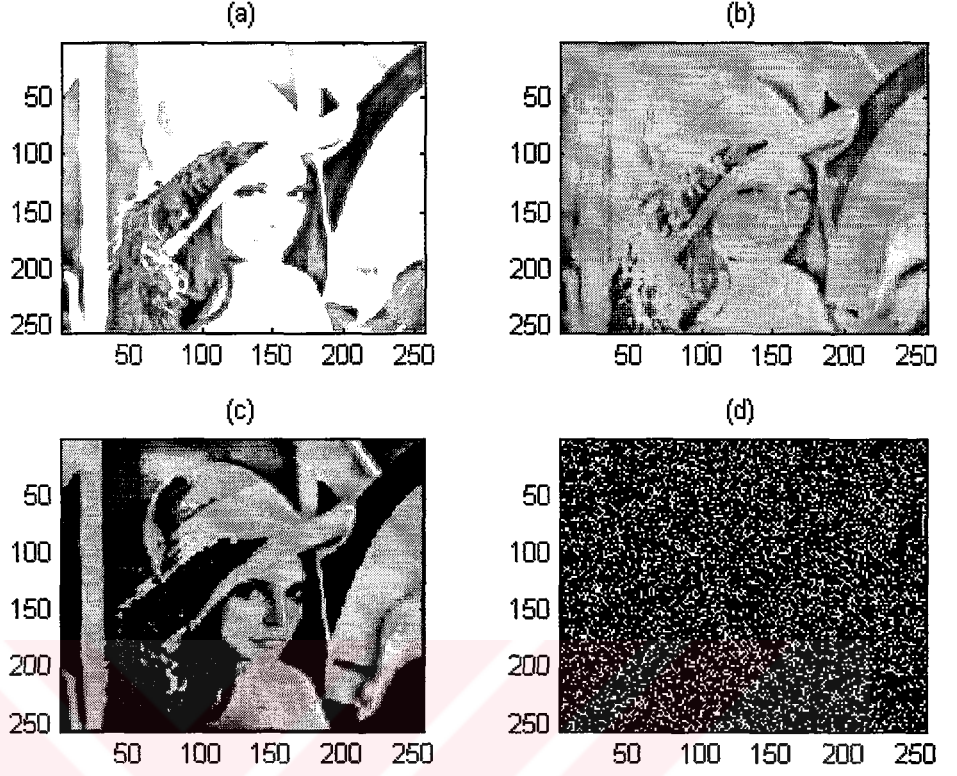
Fakat Şekil 4.11 (b)'deki çıkış görüntüsünü veren HSA'na, ortalama değeri -1'e yakın bir giriş görüntüsü uygulandığında her iki HSA'nın çıkışının iki renk (siyah ve beyaz) değerine sahip olduğu görülmektedir (Şekil 4.12). Bu sistemin doğrusal ve doğrusal olmama durumunun sadece A_{00} değerine bağlı olmayıp giriş görüntüsüne de bağlı olduğunu göstermektedir.



Şekil 4.11 (a) giriş görüntüsü, (b) Bölüm 4.5.1’de bulunan HSA’nın çıkışı, (c) Bölüm 4.5.2’de bulunan HSA’nın çıkışı.



Şekil 4.12 (a) ortalaması -1 'e yakın olan giriş görüntüsü, (b) çıkış görüntüsü.



Şekil 4.13 I 'nin farklı değerleri için çıkış görüntüsü (a) $I=0.2$, (b) $I=0$, (c) $I=-1.2$ ve (d) $I=-1.5$.

Sistemin doğrusal ve doğrusal olmama durumunun ayrıca yanlılık terimi I 'ya da bağlıdır. $I > 1$ ve $I < -1$ olduğu durumlarda da çıkış doğrusal olmayan bölgeye kaymaktadır. Şekil 4.13'de farklı I değerleri için HSA'nın çıkışı görülmektedir.

4.6.2 Alçak-Geçiren Süzgeç ile Gürültü Temizleme

Bir görüntüdeki enerji görüntünün alçak frekans değerlerinde yoğunlaşmaktadır. Geniş-bandlı rastgele gürültünün enerjisi tüm frekans bandı boyunca yayılır. Görüntüye eklenen bu tip bir gürültüyü azaltmak için alçak-geçiren süzgeçler kullanılabilir. Alçak-geçiren süzgeçler kullanıldığı takdirde, alçak frekans bileşenleri korunurken, yüksek

frekans bileşenleri bastırılmaktadır. Bu sayede gürültünün büyük bir kısmı azaltılırken, az miktarda işaret kaybı olmaktadır.

Bu bölümde, Bölüm 4.5.1'de bulunan girişine Şekil 4.11 (a)'daki görüntü uygulandığında alçak geçiren doğrusal bir süzgeç gibi davranan 7x7 HSA gürültü temizle uygulamasında kullanılacaktır. Bu amaçla, Şekil 4.11 (a)'daki giriş görüntüsüne; $u(n_1, n_2)$, ortalaması sıfır ve varyansı 0.01'den 1'e kadar değişen geniş-bandlı Gaussian rastgele gürültüleri; $w(n_1, n_2)$, eklenmiş ve elde edilen $u_w(n_1, n_2) = u(n_1, n_2) + w(n_1, n_2)$ girişleri için sistemin gürültü faktörü F hesaplanmıştır. Gürültü faktörü aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$F = \frac{\text{SNR}_{\text{giriş}}}{\text{SNR}_{\text{çıkış}}}$$

burada

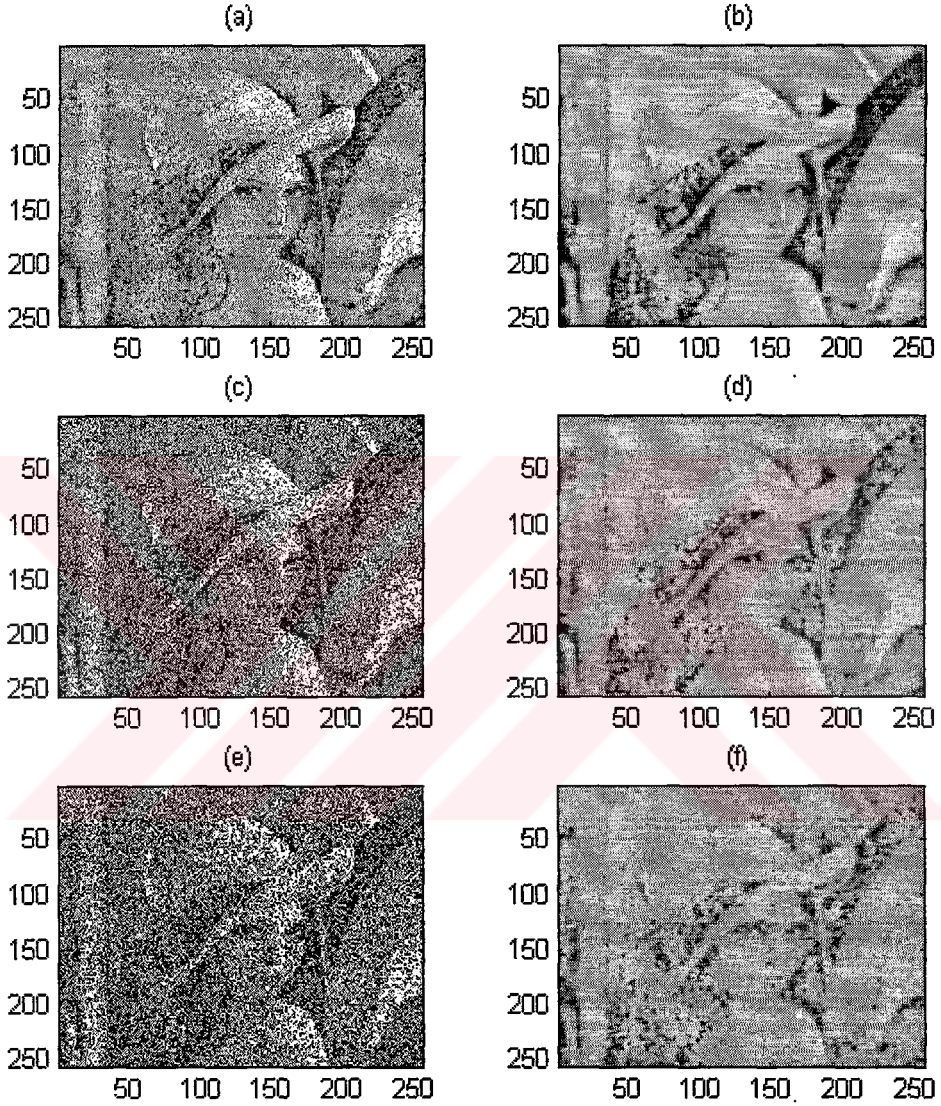
$$\text{SNR}_{\text{giriş}} = 10 \log_{10} \left[\frac{\text{var}(u(n_1, n_2))}{\text{var}(w(n_1, n_2))} \right]$$

$$\text{SNR}_{\text{çıkış}} = 10 \log_{10} \left[\frac{\text{var}(u(n_1, n_2))}{\text{var}(y(n_1, n_2) - u(n_1, n_2))} \right]$$

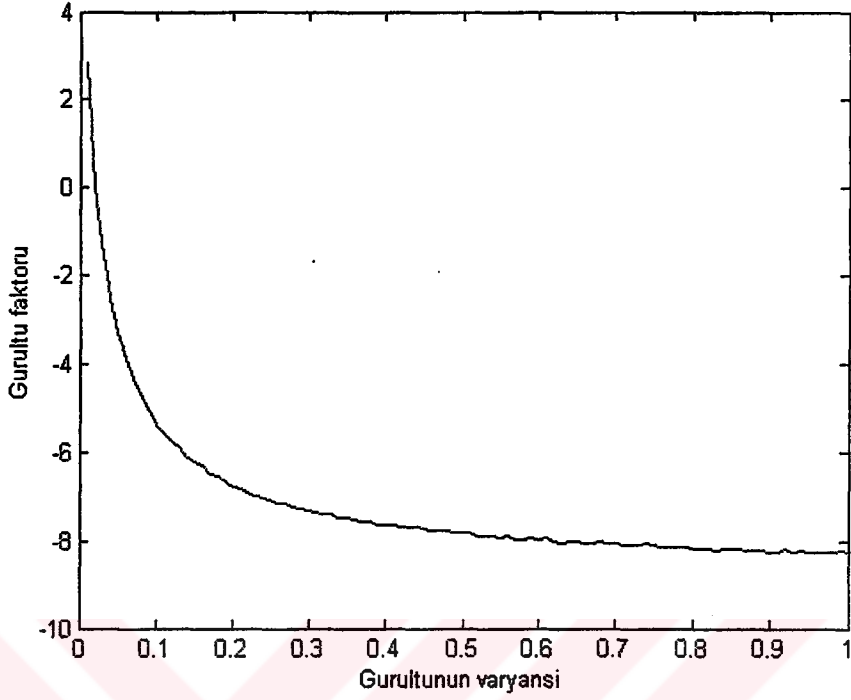
Şekil 4.14 (a), (c) ve (e)'de sırası ile $\text{SNR}_{\text{giriş}}$ 5.3688 dB, -1.0479 dB ve -3.3205 dB için giriş görüntüleri görülmektedir. Şekil 4.14 (b), (d) ve (f) de ise bu girişlere sırası ile karşılık gelen çıkış görüntüleri görülmektedir. Şekil 4.15'te ise gürültünün varyansının değişimine karşılık gürültü faktöründeki değişimi gösteren grafik

görülmektedir. Bu grafikten görüldüğü gibi sistemin gürültü faktörü -8 dB civarındadır.

Bu da sistemin gürültüyü 8 dB kadar zayıflattığı anlamına gelmektedir.



Şekil 4.14 (a), (c) ve (e)'de sırası ile $SNR_{giriş}$ 5.3688 dB, -1.0479 dB ve -3.3205 dB için giriş görüntüleri; (b), (d) ve (f) de ise bu girişlere sırası ile karşılık gelen çıkış görüntüleri.



Şekil 4.15 Gürültünün varyansının değişimine karşılık gürültü faktöründeki değişimi gösteren grafik.

4.6.3 Yüksek-Geçiren Süzgeçleme ve Keskin Olmayan Maskeleye

Yüksek-geçiren süzgeçleme işarettaki yüksek frekans bileşenlerini ön plana çıkarırken, düşük frekans bileşenlerini bastırır. Bir imgedeki kenarlar veya ince detaylar yüksek frekans bileşenleri üzerinde dağıldığı için, yüksek-geçiren süzgeçleme yerel karışıklığı artırır ve imgeyi keskinleştirir.

Keskin olmayan maskeleye, özgün imge bulanıklaştırılır ve bulanıklaştırılan bu imge özgün imgeden çıkartılır. Bulanıklaştırma işlemi alçak-geçiren süzgeç ile yapılır. Keskin olmayan maskeleye işlemi aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$\hat{u}(n_1, n_2) = au(n_1, n_2) - bu_L(n_1, n_2)$$

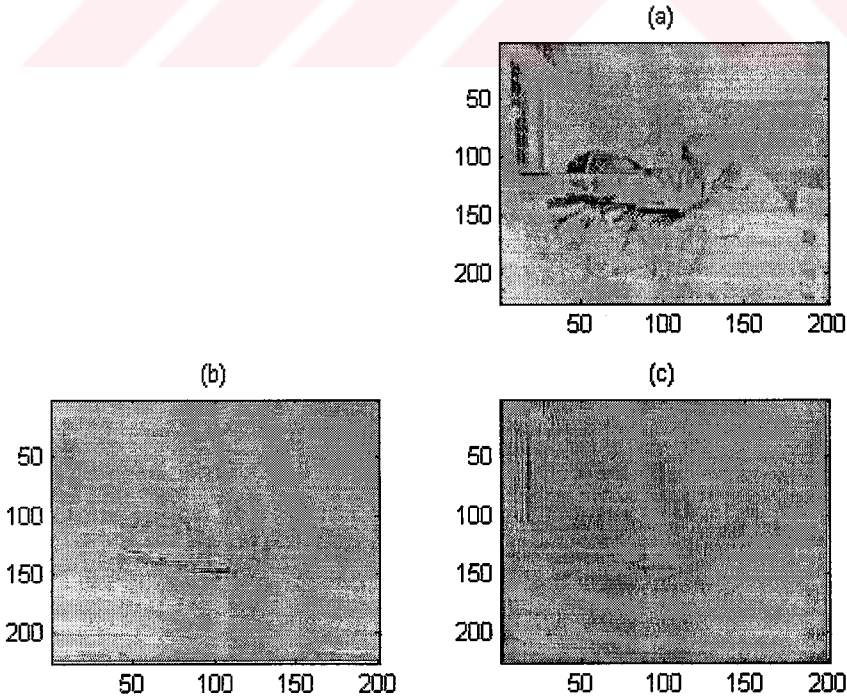
burada $u(n_1, n_2)$ özgün imge, $u_L(n_1, n_2)$ alçak-geçiren süzgeçten geçirilen imge, a ve b pozitif tamsayılar; $a > b$, ve $\hat{u}(n_1, n_2)$ işlenmiş imgedir. $u(n_1, n_2)$; alçak- ve yüksek geçiren süzgeç çıkışlarındaki imgeler $u_L(n_1, n_2)$ ve $u_H(n_1, n_2)$ 'nin toplamı şeklinde ifade edilebilir:

$$\hat{u}(n_1, n_2) = (a - b)u_L(n_1, n_2) + au_H(n_1, n_2).$$

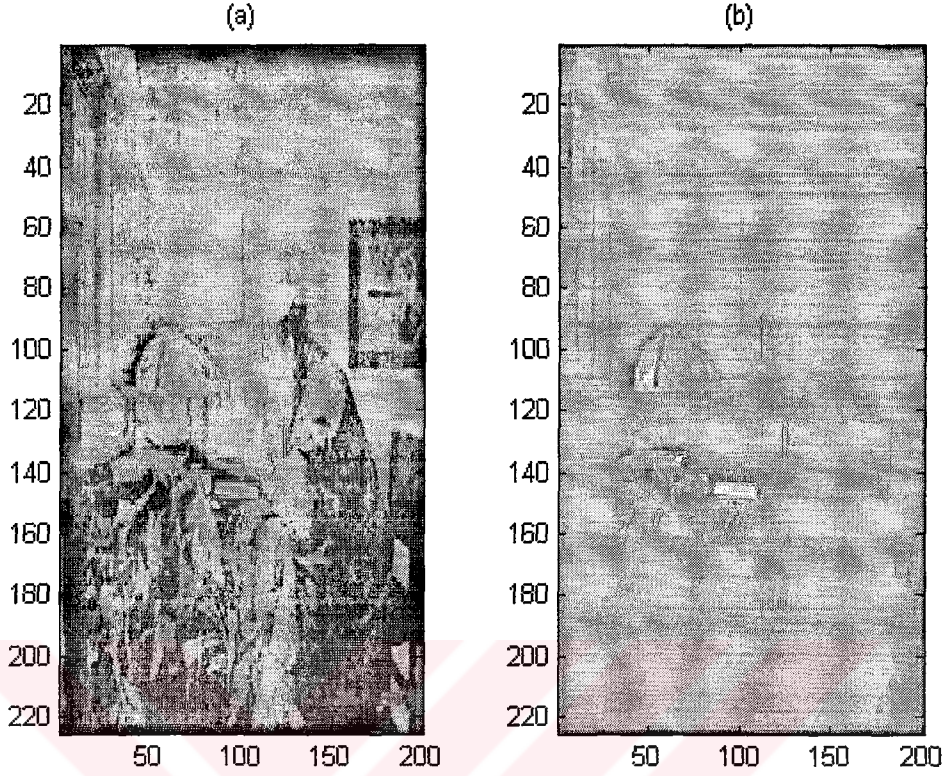
Giriş görüntüsü, transfer fonksiyonu Şekil 4.6'daki $\tilde{H}_1(w_1, w_2)$, $\tilde{H}_2(w_1, w_2)$ ve $\tilde{H}_3(w_1, w_2)$ yüksek geçiren süzgeçlerine karşılık gelen HSA'lara uygulanmış ve çıkış aşağıdaki şekilde elde edilmiştir:

$$\hat{u}(n_1, n_2) = 0.021u(n_1, n_2) - 0.45u_{H_1}(n_1, n_2) - 0.1u_{H_2}(n_1, n_2) - 0.1u_{H_3}(n_1, n_2)$$

Şekil 4.16'da süzgeç çıkışları ve Şekil 4.17'de giriş ve çıkış görüntüleri görülmektedir.



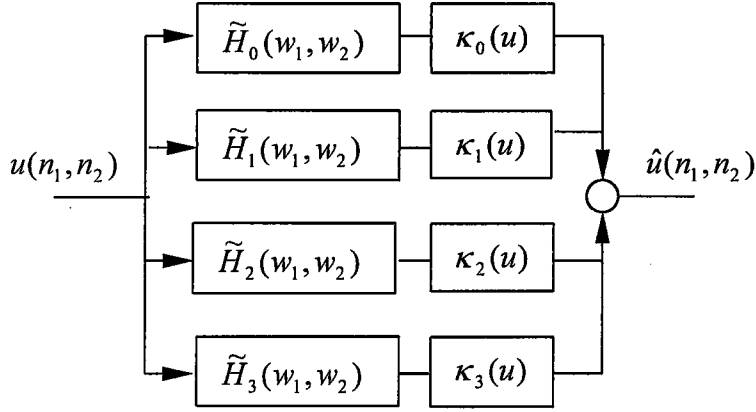
Şekil 4.16 Yüksek-geçirenler süzgeçler $\tilde{H}_1(w_1, w_2)$, $\tilde{H}_2(w_1, w_2)$ ve $\tilde{H}_3(w_1, w_2)$ 'nin çıkışları sırasıyla (a) $I=-0.98$ (b) $I=-0.95$ ve (c) $I=0.95$ için.



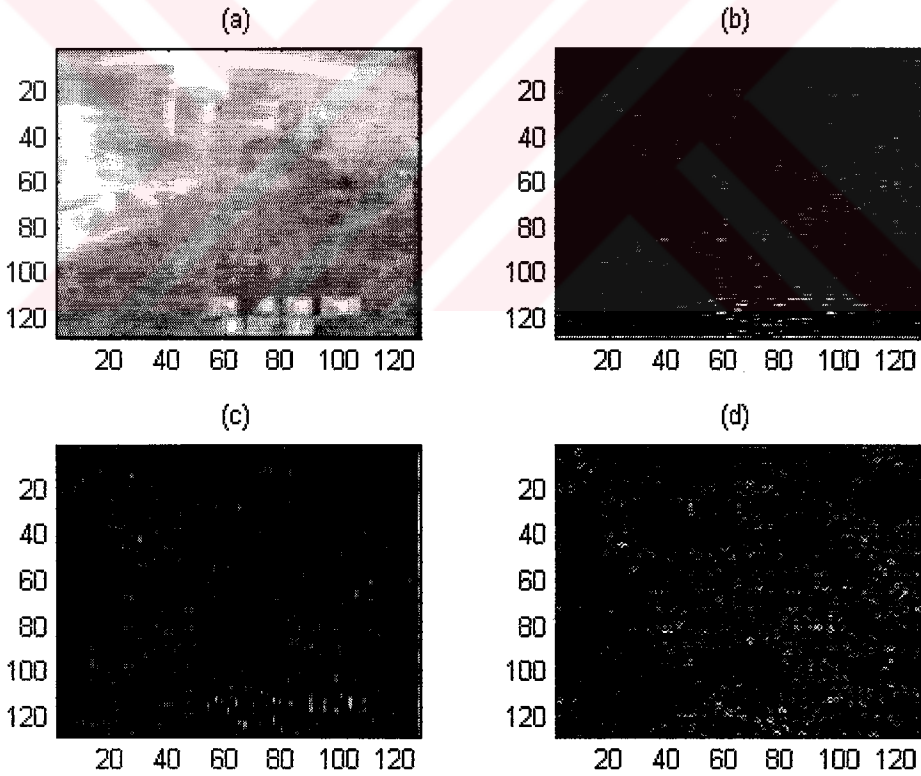
Şekil 4.17 Giriş (a) ve çıkış (b) görüntüleri.

4.6.4 Dört Kanallı Görüntü İyileştirme Uygulaması

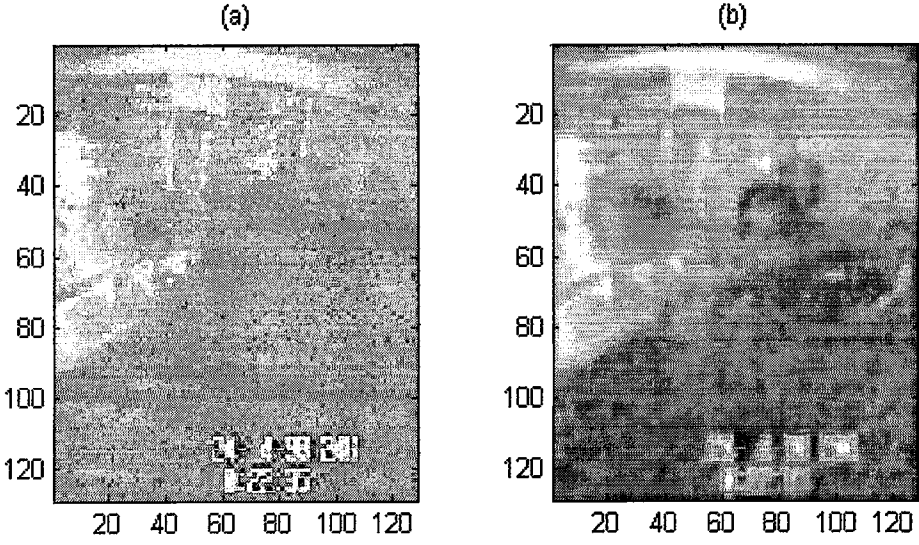
Bu bölümde Şekil 4.18'deki dört kanallı süzgeç öbeği yapısıyla görüntü iyileştirme uygulaması yapılmıştır. Bu şekilde $\kappa_i(u) = C_i u(n_1, n_2) + M_i$ ve $C_i = 2 / [\max(u) - \min(u)]$, $M_i = -C_i \min(u)$ $i = 0, \dots, 3$ Burada C_i ; karşıtlığı, M_i , ortalamayı temsil etmektedir. Yapılan işlem çıkış görüntülerinin piksel değerlerini tüm gri skalaya yaymaktır. Daha sonra bu görüntüler toplanmıştır. Şekil 4.19'da dört süzgecin çıkışı, Şekil 4.20 (a)'da giriş görüntüsü ve Şekil 4.20 (b)'de iyileştirilmiş çıkış görüntüsü görülmektedir.



Şekil 4.18 Dört kanallı süzgeç öbeği yapısı.



Şekil 4.19 Dört süzgecin çıkışı (a) $I = -0.95$, (b) $I = -0.92$ (c) $I = -0.91$ ve (d) $I = -1$ için.



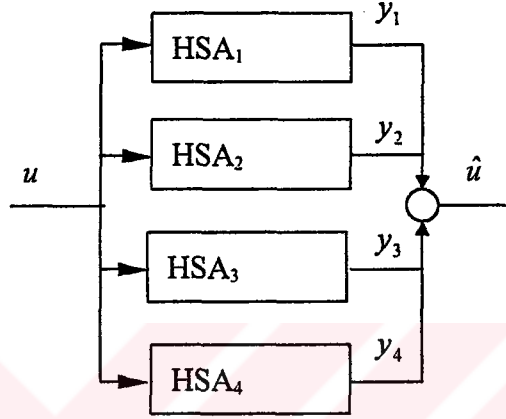
Şekil 4.20 (a) Giriş görüntüsü ve (b) iyileştirilmiş görüntü.

4.6.5. Hücrel Sinir Ağı Öbeği Kullanılarak İmge İyileştirme ve Yenileme

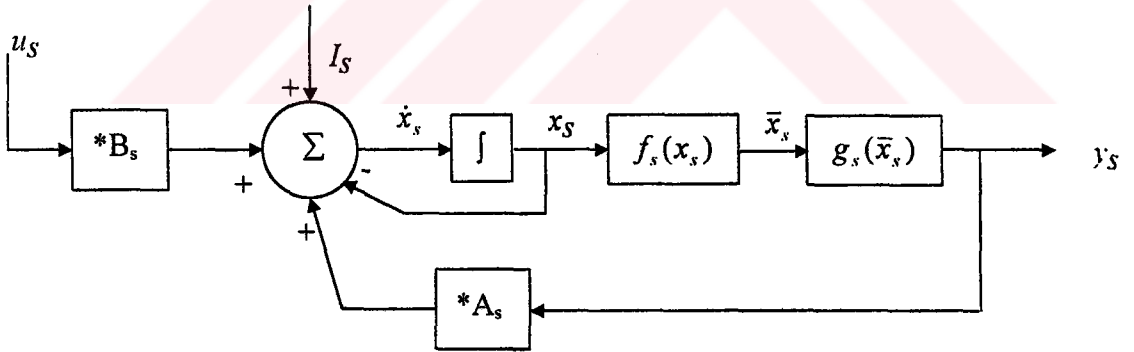
Bu bölümde, HSA öbeğinin imge iyileştirme ve yenileme uygulaması gerçekleştirilmiştir. Önerilen sistemin başarımının artırılması amacıyla, HSA'larının doğrusal-olmayan etkinleştirme fonksiyonları değiştirilmiştir. Benzetim sonuçları ve karşılaştırmalar sunulmuştur. Sonuçlar imge iyileştirme ve yenileme uygulamalarında oldukça yaygın bir şekilde kullanılan [2, 29] median ve Wiener süzgeçleri ile elde edilen sonuçlar ile karşılaştırılmıştır.

Önerilen HSA öbeği Şekil 4.21'de görülmektedir. Şekil 4.22'de ise öbekteki her bir HSA'nın iç yapısına ait blok diagramı görülmektedir. “*” evrişim işlemi temsil etmektedir.

Şekil 4.22'deki $f_s(x_s)$, $1 \leq s \leq 4$, bloğunun işlevi, \bar{x}_s işaretinin sahip olduğu değerleri 0 ile 1 değerleri arasında olmasını sağlamaktadır. Bir sonraki blokta doğrusal olmayan $g_s(\bar{x}_s)$, $1 \leq s \leq 4$, fonksiyonlarına uygulanacak işaretlerin değerlerinin 0 ile 1



Şekil 4.21 Dört kanallı HSA öbeği.



Şekil 4.22 HSA öbeğindeki her bir HSA'nın iç yapısına ait blok diagramı.

arasında olması gerektiğinden bu işleme ihtiyaç duyulmuştur. Doğrusal olan $f_s(x_s)$ fonksiyonları aşağıdaki şekilde elde edilir:

$$f_s(x_s) = C_s x_s + M_s$$

$$C_s = 2 / [\max(x_s) - \min(x_s)] \quad M_s = -C_s \min(x_s)$$

Burada C_s , karşıtlığı ve M_s ortalamayı temsil etmektedir. Şekil 4.22'deki doğrusal olmayan $g_s(\bar{x}_s)$ fonksiyonları ise alçak ve yüksek-geçiren olarak tasarlanan HSA'ları için farklı seçilmiştir. $g_1(\bar{x}_1)$ fonksiyonu

$$g_1(\bar{x}_1) = \frac{1}{2} \left[1 + \frac{1}{\tanh(\alpha_1 \pi / 2)} \tanh \left[\alpha_1 \pi \left(\frac{\bar{x}_1}{\max(\bar{x}_1)} - \frac{1}{2} \right) \right] \right]$$

$0 \leq \alpha_1 \leq 1$ olarak seçilmiştir ve gri tonlamalı \bar{x}_1 işaretinin ara tonlarındaki karşıtlığı artırırken aydınlık ve koyu değerleri değiştirmemektedir. $g_r(\bar{x}_r)$, $r = 2,3,4$, fonksiyonu ise

$$g_r(\bar{x}_r) = \frac{1}{2} \left[1 + \frac{1}{\tan(\alpha_r \pi / 2)} \tan \left[\alpha_r \pi \left(\frac{\bar{x}_r}{\max(\bar{x}_r)} - \frac{1}{2} \right) \right] \right]$$

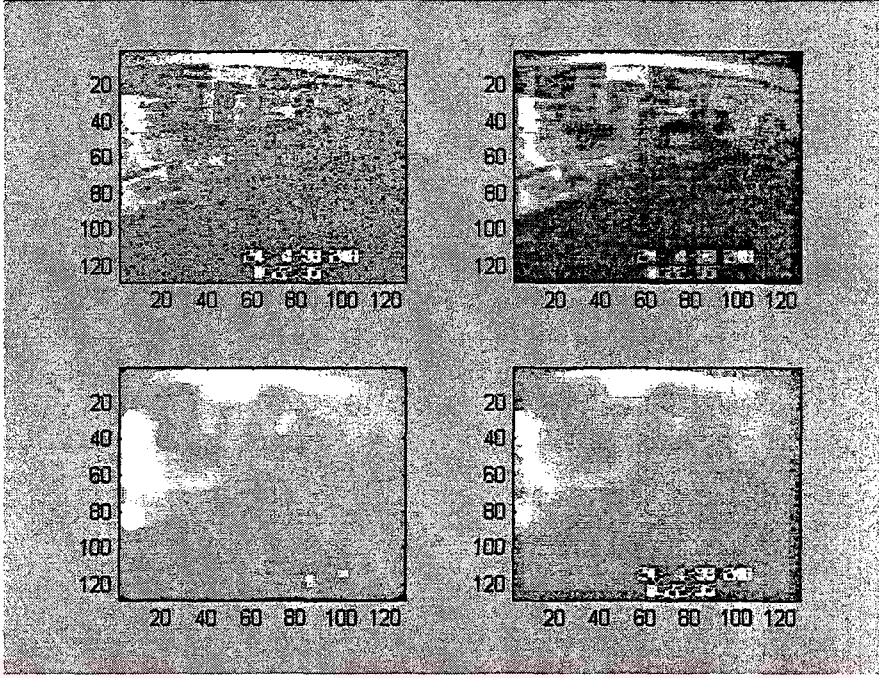
olarak seçilmiştir ve gri tonlamalı \bar{x}_r işaretlerinin ara tonlarındaki karşıtlığı değiştirmemekte, aydınlık ve koyu değerlerdeki karşıtlığı arttırmaktadır.

Önerilen HSA öbeğine ait elde edilen benzetim sonuçları ve karşılaştırmalar Şekil 4.23'de verilmiştir. Şekil 4.23(a)'da iyileştirilmesi amaçlanan 128×128 boyutunda gürültülü imge gösterilmiştir. Burada gürültünün istatistiksel özellikleri bilinmemektedir. HSA öbeği ile elde edilen sonuç Şekil 4.23(b)'de gösterilmiştir. Tasarlanan HSA öbeğindeki A_1 ve B_1 şablonları aşağıdaki gibidir:

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0.0001 & 0.0008 & 0.0021 & 0.0028 & 0.0021 & 0.0008 & 0.0001 \\ 0.0008 & 0.0037 & 0.0074 & 0.0090 & 0.0074 & 0.0037 & 0.0008 \\ 0.0021 & 0.0074 & 0.0221 & 0.0336 & 0.0221 & 0.0074 & 0.0021 \\ 0.0028 & 0.0090 & 0.0336 & 0.0310 & 0.0336 & 0.0090 & 0.0028 \\ 0.0021 & 0.0074 & 0.0221 & 0.0336 & 0.0221 & 0.0074 & 0.0021 \\ 0.0008 & 0.0037 & 0.0074 & 0.0090 & 0.0074 & 0.0037 & 0.0008 \\ 0.0001 & 0.0008 & 0.0021 & 0.0028 & 0.0021 & 0.0008 & 0.0001 \end{bmatrix}$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0.0201 & 0 & -0.0403 & 0 & -0.0201 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0.0403 & 0 & 0.8360 & 0 & -0.0403 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0.0201 & 0 & -0.0403 & 0 & -0.0201 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$\alpha_1=0.986$, $\alpha_2=\alpha_3=\alpha_4=0.9785$ ve $I_s =0$ olarak seçilmiştir. Elde edilen bu sonuç imge iyileştirme ve yenilemede sıkça kullanılan iki farklı süzgeç çıkışı ile karşılaştırılmıştır. Bunlardan birincisi doğrusal olmayan sıralamaya dayalı bir süzgeç olan median süzgecidir. Median süzgecin bilinen avantajı imgedeki gürültüyü temizlerken, doğrusal süzgeçlerin aksine kenarları da belirgin hale getirmesidir. 11×11 median süzgeç çıkışı Şekil 4.23(c)'de görülmektedir. İkinci süzgeç ise günümüzde imge yenilemede en iyi sonucu veren uyarlanabilir bir süzgeç olan Wiener süzgeçtir. Bu süzgecin bir dez-avantajı özgün imgeye veya gürültüye ait bir ön bilgi gerektirmesidir. 11×11 Wiener süzgeç çıkışı Şekil 4.23(d)'de görülmektedir. Şekillerden de görüldüğü gibi HSA öbeği çıkışında elde edilen sonuç diğer süzgeçlere göre daha iyidir. HSA öbeği kullanıldığında gürültüye ait bir ön bilgi olmadan gürültü temizlenmiş ve imgedeki kenarlar belirgin hale gelmiştir. Karşılaştırma yapılan diğer süzgeç çıkışlarında gürültü temizlenmesine karşın imgedeki kenarlar belirgin değildir.



Şekil 4.23 (a) Özgün imge; (b), (c) ve (d) sırası ile HSA öbeği, 11×11 median ve 11×11 Wiener süzgeç kullanılarak iyileştirilen imgeler.

5. TARTIŞMA ve SONUÇ

Bu tez çalışmasında iki kanallı IIR süzgeç öbeği tasarımına ait yeni bir yaklaşım önerilmiştir. FIR süzgeçler ile gerçekleştirilen süzgeç öbeği yapılarında, PR koşulunun sağlanması için yüksek dereceden süzgeçler kullanılması gerekmektedir. Bu da sistemin çıkışındaki grup-gecikmesini ve sistemin maliyetini artırmaktadır. IIR süzgeçler kullanılması durumunda, hem grup-gecikmesi hem de sistemin maliyeti düşürülmektedir. Bu durumda da süzgeçlerin doğrusal fazlı olmaması ve kararlılığı tasarım için problem oluşturmaktadır. Önerilen yöntemle elde edilen süzgeçler kararlı olduğu gibi HSA'lar ile gerçekleştirildiği takdirde aynı zamanda doğrusal fazlı olmaktadır. Elde edilen IIR süzgeçlerin durdurma-bandı tepelikleri [7]'de tasarlanan FIR süzgeçlerinkinden daha büyük değerlerdedir. Buna rağmen önerilen yöntemle tasarlanan süzgeç öbeği yapısının geriçatım hatası, [7]'deki geriçatım hatasının yaklaşık üçte biri kadardır (Şekil 3.8).

Tasarlanan süzgeçlerden HSA'ları şablon katsayıları elde edilmiştir. Süzgeçler kararlı olarak tasarlandığı için bunlardan elde edilen HSA'lar da kararlı olmaktadır.

Elde edilen sonuçlar aşağıdaki gibi özetlenebilir: Doğrusal alçak veya yüksek-geçiren süzgeç olarak tasarlanan HSA'a çıkış doğrusalsızlığı da dahil edilerek bir giriş görüntüsü uygulanıp çıkış gözleendiğinde $0 < A_{00} < 1$ olan HSA'nın çıkışı 256 renk gri cetvel değerlerine sahipken, $-1 < A_{00} < 0$ olan HSA'nın çıkışının sadece iki renk (siyah ve beyaz) değerlere sahiptir. HSA'nın $0 < A_{00} < 1$ için doğrusal, $-1 < A_{00} < 0$ için doğrusal olmayan bir sistem olarak çalışmaktadır. Fakat daha sonraki benzetim

sonuçlarından, bunun HSA'ları için genel bir sonuç olmadığı HSA'nın doğrusal veya doğrusal olmayan bir sistem olarak çalışmasının yanlılık terimi I 'ya ve giriş görüntüsüne de bağlı olduğu görülmüş oldu. Öyle ki siyaha yakın değerlerin çoğunlukta olduğu (ortalaması -1 'e yakın) bir giriş görüntüsü seçildiğinde, $0 < A_{00} < 1$ için de çıkışlar iki renk olarak elde edildi. Ayrıca yanlılık teriminin $I > 1$ ve $I < -1$ olduğu durumlarda da çıkış iki renk olarak elde edildi.

Sonuç olarak , bu tez süresince elde edilen özgün sonuçlar şu şekilde sıralanabilir:

(i) İki kanallı IIR PR-QMF öbeklerinin eniyilemeye dayalı frekans domeni tasarımı için yeni bir yaklaşım. (ii) Bu yaklaşım kullanılarak tasarlanan nedensel olmayan iki kanallı IIR süzgeç öbeklerinin HSA'ları ile gerçelenmesi. (iii) HSA'nın doğrusal bir süzgeç olarak çalışması isteniyorsa tasarım aşamasında A şablonunun merkez değeri A_{00} , yanlılık terimi I ve giriş görüntüsünün ortalaması ve gerekirse ilinti matrisi de dikkate alınmalıdır.

Bu tez çalışmasının devamında, iki kanallı yapının çok-kanallı yapıya genelleştirilmesi düşünülmektedir.

KAYNAKÇA

- [1] CROUNSE, K. R., and CHUA, L. O., Oct. 1995, "Methods for image processing and pattern formation in cellular neural networks: A tutorial," *IEEE Trans. on CAS-I*, vol. 45, no. 10, pp. 583-601.
- [2] LIM, J. S., 1990, *Two-Dimensional Signal and Image Processing*, Prentice Hall, Inc., Englewood Cliffs, ISBN 0-13-935322-4.
- [3] VAIDYANATHAN, P. P., 1993, *Multirate Systems and Filter Banks*, Prentice Hall, Inc., Englewood Cliffs. ISBN 0-13-605718-7.
- [4] AKANSU, A. N., and HADDAD, R. A., 1992, *Multiresolution Signal Decomposition: Transforms, Subbands, and Wavelets*, Academic Press, Inc. ISBN 0-12-047140-X.
- [5] VAIDYANATHAN P. P., and HOANG P. Q., Jan. 1988, "Lattice structures for optimal design and robust implementation of two-channel perfect reconstruction QMF banks," *IEEE Trans. ASSP*, vol. ASSP-36, pp. 81-94.
- [6] NGUYEN, T. Q., and VAIDYANATHAN P. P., May 1989, "Two-channel perfect-reconstruction FIR QMF structures which yield linear-phase analysis and synthesis filters," *IEEE Trans. on ASSP*, vol. ASSP-37, pp. 676-690.
- [7] JOHNSTON, J. D., Apr. 1980, "A filter family designed for use in quadrature mirror filter banks," *Proc. of Int. Conf. Acoustic, Speech, and Signal Processing*, pp. 291-294.

- [8] SMITH, M. J. T., and EDDINS, S. L., Aug. 1990, "Analysis/synthesis techniques for subband image coding," *IEEE Trans. on ASSP*, vol. ASSP-38, pp. 1446-1456.
- [9] NGUYEN, T. Q., and LAAKSO, T. I, May 1994, "On perfect-reconstruction allpass-based cosine modulated IIR filter banks," *Proc. of ISCAS'94*, pp. 33-36.
- [10] KLOUCHE-DJEDID, A., and LAWSON, S. S., Apr. 2000, "Design of doubly complementary filters with approximate linear phase," *IEE Proc.-Vis. Image Signal Process.*, vol. 147, no. 2, pp. 103-108.
- [11] KLOUCHE-DJEDID, A., and LAWSON, S. S., Dec. 1999, "Design of stable causal perfect-reconstruction IIR uniform DFT filter banks with good numerical properties," *IEEE Trans. on CAS-II*, vol. 46, no. 12.
- [12] SHI, B. E., Feb. 1998, "Gabor-type filtering in space and time with cellular neural networks," *IEEE Trans. on CAS-I*, vol. 45, no. 2, pp. 121-132.
- [13] ADAMS, J. W., and SULLIVAN, J. L., Feb. 1998, "Peak-constrained least-square optimization," *IEEE Trans on Signal Processing*, vol. 46, no. 2, pp. 306-321.
- [14] LU, W. -S., Nov. 1999, "Design of stable IIR digital filters with equiripple passbands and peak-constrained least-square stopbands," *IEEE Trans. on CAS-II*, vol. 46, no. 11, pp. 1421-1426.
- [15] WAH, B. W., SHANG, Y., and WU, Z., Sep. 1999, "Discrete Lagrangian methods for optimizing the design of multiplierless QMF banks," *IEEE Trans. on CAS-II*, vol. 46, no. 9, pp. 1179-1191.

- [16] TUFAN, E., TAVŞANOĞLU, V., ve SAATÇI, E., Mayıs 1998, "Sonsuz dürtü cevaplı süzgeç öbeği kullanılarak görüntü iyileştirme," *6. Sinyal İşleme ve Uygulamaları Kurultayı SİU'98*, cilt 1, sayfa 149-152, Ankara.
- [17] TUFAN E., Aug. 1999, "Image enhancement using IIR filter banks," *European Conference Circuit Theory and Design ECCTD '99*, Italy.
- [18] TUFAN-AKMAN, E., and KAYABOL, K., July 2001, "IIR PR-QMF bank design based on Lagrangian method," *WSES/IEEE Multi-conf. on Circuits, Systems, Communications, and Computers CSCC'01*, Rethymnon, Crete Island, Greece.
- [19] NORBEDO, S., MATTIAS, D., and CLAESSION, I., 2001, "On the converge of dual nested complex approximation," Seminar notes, Department of Telecommunications and Signal Processing, Blekinge Institute of Technology, Ronneby, Sweden.
<http://www.its.bth.se/staff/sno/seminars/kthseminar/dncaseminar.htm>
- [20] NASH, S. G., and SOFER, A., 1996, *Linear and Nonlinear Programming*, McGraw-Hill, Inc.. ISBN 0-07-114537-0.
- [21] CHUA, L. O., and YANG, L., Oct. 1988, "Cellular neural network: Theory," *IEEE Trans. on CAS-I*, vol. 35, no.10, pp. 1257-1290.
- [22] ZARANDY, A., ORZO, L., GRAWES, E., and WERBLIN, F., Feb. 1999, "CNN based models for color vision and illusions," *IEEE Trans. on CAS-I*, vol. 46, no. 2, pp. 229-238.

- [23] TAVSANOGLU, V., and SAATCI, E., 2000, "Feature extraction for character recognition using Gabor-type filters implemented by cellular neural networks," *Proc. of the 6th IEEE Int. Workshop on Cellular Neural Networks and Their Applications*, pp. 63-68.
- [24] OZMEN, A., TUFAN-AKMAN, E., KAYABOL, K., and UCAN, O. N., Nov. 2001, "The combination of steerable filters and CNN for edge detection application," *2nd Int. Conf. on Electrical and Electronics Engineers ELECO'01*, pp. 122-125, Bursa, Turkey.
- [25] GUILLEMOT, C., and ANSARI, R., Oct. 1994, "Two-dimensional filters with wideband circularly symmetric frequency response," *IEEE Trans. on CAS-II*, vol. 41, no. 10, pp. 703-707.
- [26] LU, H.-C., and YEH, K.-H., Oct. 2000, "2-D filters design using least square error with scalling-free McClellan transformation," *IEEE Trans. on CAS-II*, vol. 47, no. 10, pp. 1104-1107.
- [27] KAYABOL, K., ve TUFAN-AKMAN, E., Mayıs 2001, "Hücesel sinir ağları kullanılarak 2B IIR PRQMF öbeği tasarımı," *Elektrik, Elektronik ve Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu ve Fuarı NEU-CEE'01*, sayfa 324-327, Lefkoşa. KKTC.
- [28] TUFAN-AKMAN, E., and KAYABOL, K., Aug. 2001, "2-D two-channel IIR PRQMF bank design using CNN," *European Conference on Circuit Theory and Design ECCTD'01*, vol. 2, pp. 265-268, Espoo, Finland.

[29] CASTLEMAN, K. R., *Digital Image Processing*, Prentice-Hall, Inc., New Jersey,

ISBN: 0-13-211467-4.



EK-I

TASARIM ALGORİTMASI

1. Adım:

\mathbf{a}^0 ve \mathbf{b}^0 'yi ilk değer olarak ata

$\lambda^0 = 0$ ve $\mu^0 = 0$ olarak ata

p 'yi maksimum döngü sayısı olarak ata

c 'yi $0 < c < 1$ olacak şekilde yakınsama hızı olarak ata

2. Adım:

(A2) ve (A5)'teki ifadelerden değişim frekanslarını hesapla

3. Adım:

\mathbf{a} , \mathbf{b} ve λ 'yi herbir özyinelemede aşağıdaki gibi güncelle

$$\mathbf{a}^{p+1} = \mathbf{a}^p - c \nabla_{\mathbf{a}} L(\mathbf{a}, \mathbf{b}, \lambda, \mu)$$

$$\mathbf{b}^{p+1} = \mathbf{b}^p - c \nabla_{\mathbf{b}} L(\mathbf{a}, \mathbf{b}, \lambda, \mu)$$

$$\lambda^{p+1} = \lambda^p + c \nabla_{\lambda} L(\mathbf{a}, \mathbf{b}, \lambda, \mu)$$

Arama yerel bir minimuma ulaşırsa μ 'yü aşağıdaki gibi güncelle

$$\mu^{p+1} = \mu^p - c \nabla_{\mu} L(\mathbf{a}, \mathbf{b}, \lambda, \mu)$$

4. Adım:

Eğer $\left\| \begin{bmatrix} \nabla_{\mathbf{a}} L^T & \nabla_{\mathbf{b}} L^T & \nabla_{\lambda} L^T & \nabla_{\mu} L^T \end{bmatrix} \right\| < \varepsilon$ ise arama sonlandırılır. Aksi halde algoritma 2.

Adım'dan itibaren tekrarlanır. Burada ε önceden belirlenmiş bir hata hoşgörü değeridir.

ÖZGEÇMİŞ

Koray Kayabol 1977 yılında Sakarya'da doğdu. İlk, orta ve lise öğrenimini Sakarya'da sırası ile Karaosman İlkokulu, Adapazarı Atatürk Ortaokulu ve Adapazarı Atatürk Lisesi'nde tamamladıktan sonra 1993 yılında İstanbul Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde lisans eğitimine başladı. 1997 yılında bu bölümden mezun olarak Elektrik-Elektronik Mühendisi ünvanını aldı. 1998 yılında İstanbul Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda Yüksek Lisans öğrenimine başladı ve halen devam etmektedir.

2001 yılında İstanbul Üniversitesi, Telekomünikasyon Anabilim Dalına Araştırma Görevlisi olarak atandı ve halen bu görevi sürdürmektedir. Bilimsel ilgi alanları işaret ve imge işleme, süzgeçler ve süzgeç öbekleri, eniyileme ve hücrel sinir ağlarıdır.