

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**YÖN SEÇİCİ VE HIZA AYARLI FİLTRELER, GAUSS VE
GABOR FİLTRELERİNDE SON GELİŞMELER**

Elektronik ve Haberleşme Mühendisi Murathan ALPAY

**FBE Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı Elektronik Programında
Hazırlanan**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı : Prof. Dr. Vedat TAVŞANOĞLU (YTÜ)

İSTANBUL, 2007

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ	iv
KISALTMA LİSTESİ	vi
ŞEKİL LİSTESİ	vii
ÇİZELGE LİSTESİ	x
ÖNSÖZ.....	xi
ÖZET	xii
ABSTRACT	xiii
1. GİRİŞ.....	1
1.1 HSA Üzerine Genel Bakış	2
1.2 Standart HSA Mimarisi	3
1.3 Bir Hücre için r_a -Komşuluk Kavramı	4
1.4 Temel Hücrenin Devre Modeli	5
1.5 Hücresel Sinir Ağlarının Şablonları.....	9
1.6 Hücresel Sinir Ağının Dinamik Denklemlerinin Çeşitli Gösteriliş Şekilleri.....	10
1.6.1 Korelasyon Gösterilişi	10
1.6.2 Uzaysal Konvolüsyon Gösterilişi	10
1.7 Sınır Koşulları.....	11
1.7.1 Dirichlet Sınır Koşulları	13
1.7.2 Dairesel Sınır Koşulları	13
1.7.3 Neumann Sınır Koşulları	13
1.8 Hücresel Sinir Ağlarının Kararlılığı	13
1.8.1 Simetrik Şablon Kararlılık Teoremi	14
1.8.2 İkili Sürekli Hal Çıkışı Teoremi	15
1.9 Çok Katmanlı Hücresel Sinir Ağları.....	15
1.10 Hücresel Sinir Ağlarının Uygulama Alanları	16
1.11 HSA Yapılarının Ayrık Hale Getirilmesi ve Görüntü İşlemeye Uygulanması	17
1.12 Gri Tonlamalı Görüntü İşleme için Kullanılan Lineer HSA Yapısı.....	19
1.13 HSA Yapılarının Farklı Hallerde Kullanılabilirliği.....	19
2. GAUSS VE GABOR BENZERİ FİLTRELERE FARKLI BİR BAKIŞ	21
2.1 Gauss Benzeri Filtreler	21
2.1.1 Genel Yapı	21
2.1.2 HSA Yapısı.....	22
2.2 Doğrultusu ve Bant Genişliği Ayarlanabilen İki Boyutlu Gauss Benzeri Filtreler.....	24
2.2.1 Doğrultusu ve Bant Genişliği Ayarlanabilen Filtrenin Genel Yapısı	24
2.2.2 HSA Yapısı ve Elde Edilişi	25

2.2.3	Simülasyon Sonuçları	27
2.3	Gabor Benzeri Filtreler ve Bazı Kullanım Alanları.....	36
2.3.1	Genel Yapı	36
2.3.2	HSA Yapısı.....	37
2.3.3	Gabor Benzeri Filtrenin HSA Yapısıyla Uygulama Örnekleri.....	40
2.3.3.1	Görüntünün Harmoniğini Seçme.....	40
2.3.3.2	Görüntü Üzerinde Doğrultu Seçme	43
3.	HAREKETLİ GÖRÜNTÜDE HIZA AYARLI VE YÖN SEÇİCİ FİLTRELER.....	46
3.1	Genel Yapı Üzerine Teorik Bakış ve Önceki Çalışmalar.....	46
3.1.1	Temel Hareket Algılama ve Hıza Ayarlı Filtre Teorisi.....	46
3.1.2	Karışık Domende Uzay-zamansal Filtreleme.....	52
3.1.2.1	Giriş	53
3.1.2.2	Türev Difüzyonu İçeren Yapılar.....	54
3.1.2.3	VLSI Uyumlu Gerçekleştirmeler.....	57
3.1.2.4	Tasarım Örneği	58
3.1.2.5	Sonuçlar	61
3.2	HSA Yapısı Üzerinde Yön Seçici Uygulama.....	62
4.	SONUÇLAR ve ÖNERİLER	75
KAYNAKLAR		76
ÖZGEÇMİŞ.....		77

SİMGE LİSTESİ

u_{ij}, x_{ij}, y_{ij}	HSA yapısında bir hücrenin giriş, durum ve çıkışı
ij	Izgara noktası belirteci
$\mathbf{x}$	x, y sürekli uzaysal değişkenleri içeren vektör
m, n	Ayrık uzaysal değişkenler veya düğüm noktaları
r_a	HSA yapısının komşuluk yarıçapı
$C(k, l) \in N_{r_a}(i, j)$	ij , nin r_a komşuluğu içindeki ızgara noktası belirteci
$f(.)$	Parçalı-linear-doyma türü çıkış nonlinearliği
$A(i, j; k, l)$	Geri-besleme şablonu
ya da A	
$B(i, j; k, l)$	İleri besleme (kontrol) şablonu
ya da B	
I	Eşik terimi
$\tilde{A}$	Orta elemanı çıkarılmış geri-besleme şablonu
$\otimes$	Şablon nokta çarpımı
U_{ij}, X_{ij}	Şablon nokta çarpımı için u_{ij}, x_{ij}
$\dot{X}$	Zamana göre türev
C	HSA hücresinin lineer kapasitesi
R_x	HSA hücresinin lineer direnci
τ	HSA hücresinin zaman sabiti
h_{GS}	Gauss filtresinin impuls yanıtı
H_{GS}	Gauss filtresinin frekans yanıtı
h_{GB}	Gabor filtresinin impuls yanıtı
H_{GB}	Gabor filtresinin frekans yanıtı
G	Doğrultusu ve bant genişliği ayarlanabilen Gauss filtresinin frekans yanıtı
h_{v_0}	Hıza ayarlı filtrenin impuls yanıtının yaklaşıklığı
H_{v_0}	Hıza ayarlı filtrenin frekans yanıtı
s	Değişkenlerine göre ayrık ya da sürekli sistem çıkışı

e	Değişkenlerine göre ayrık ya da sürekli sistem girişi
S	Değişkenlerine göre sistem çıkışının Fourier ya da Laplace dönüşümü
E	Değişkenlerine göre sistem girişinin Fourier ya da Laplace dönüşümü
$\sigma, \lambda, \xi, \psi$	Bant genişliği parametreleri
θ, θ_0	Açı parametreleri
$\Omega_x, \Omega_y, \Omega_t$	Sürekli frekans değişkenleri
ω_x, ω_y	Ayrık frekans değişkenleri
T, T_n, T_m	Zaman ve konum adımı büyüklükleri
s_t, s_x, s_y	Alt indislerine göre Laplace değişkenleri
z_n, z_m	Alt indislerine göre z-domeni değişkenleri
$\mathbf{v}$	v_x ve v_y hızlarını içeren vektör
Δ	Laplasiyen operatörü
∇	Gradyan operatörü
γ	Uzaysal sabit
$r, R, a_x, b_x,$ $a_y, b_y, R_1,$ $R_2, R_3, R_4,$ $R_{a,b}$	Lineer dirençler
G_0, G_1	İletkenlik sembolleri
R_L, L_x, L_y, L_t	Sabitler
P, Q	Reel fonksiyonlar

KISALTMA LİSTESİ

HSA	Hücreyel Sinir Ağı
VLSI	Very Large Scale Integration
K.A.Y	Kirchoff'un Akımlar Yasası
K.G.Y	Kirchoff'un Gerilimler Yasası
DC	Direct Current
OTA	Operational Transconductance Amplifier

ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 1.1 4×4 HSA Yapısı (Saatçi, 2003).....	3
Şekil 1.2 Bir hücrenin " $r_a - komşuluğu$ " (Saatçi, 2003)	4
Şekil 1.3 Temel hücrenin devre modeli (Saatçi, 2003)	5
Şekil 1.4 Temel hücre devre modelinin blok diyagramı (Saatçi, 2003).....	8
Şekil 1.5 Durumun bir fonksiyonu olarak parçalı-lineer-doyma türü çıkış nonlinearliği (Saatçi, 2003)	8
Şekil 1.6 Standart HSA'nın konvolüsyon gösterilişinin blok diyagramı (Saatçi, 2003).....	11
Şekil 1.7 Komşuluk boyutu r_a 'nın sınır hücelere etkisi (Saatçi, 2003).....	12
Şekil 2.1 Çeşitli bant genişlikleri için Gauss filtresinin impuls yanıtları (soldakiler) ve onlara karşı düşen frekans yanıtlarının genlikleri (sağdakiler), σ yukarıdan aşağıya büyümektedir.	21
Şekil 2.2 Giriş görüntüsü (sol üst köşe) ve farklı bant genişliklerinde Gauss filtreleri için çıkış görüntüleri.....	22
Şekil 2.3 Gauss filtresinin devre yapısı (Shi, 1998)	23
Şekil 2.4 Doğrultusu ve bant genişliği ayarlanabilen Gauss filtresinin impuls yanıtı (solda) ve frekans yanıtının genliği(sağda).....	25
Şekil 2.5 Doğrultusu ve bant genişliği ayarlanabilen Gauss benzeri filtrenin HSA yapısı (Ip vd., 2005a)	27
Şekil 2.6 41X41'lik sabit giriş görüntüsü.....	28
Şekil 2.7 $\psi = 1$, $\xi = 2$, $\theta = 0$ için birim örnek yanıtı (solda) ve frekans yanıtının genliği.....	28
Şekil 2.8 $\psi = 1$, $\xi = 2$, $\theta = \pi/4$ için birim örnek yanıtı (solda) ve frekans yanıtının genliği .	28
Şekil 2.9 $\psi = 25$, $\xi = 75$, $\theta = 0$ için birim örnek yanıtı (solda) ve frekans yanıtının genliği .	29
Şekil 2.10 $\psi = 25$, $\xi = 75$, $\theta = \pi/3$ için birim örnek yanıtı (solda) ve frekans yanıtının genliği	29
Şekil 2.11 $\psi = 25$, $\xi = 75$, $\theta = \pi/4$ için birim örnek yanıtı (solda) ve frekans yanıtının genliği	29
Şekil 2.12 $\psi = 25$, $\xi = 75$, $\theta = \pi/2$ için birim örnek yanıtı (solda) ve frekans yanıtının genliği	30
Şekil 2.13 $\psi = 100$, $\xi = 300$, $\theta = 0$ için birim örnek yanıtı (solda) ve frekans yanıtının genliği	30

Şekil 2.14 $\psi = 100$, $\xi = 300$, $\theta = \pi/4$ için birim örnek yanıtı (solda) ve frekans yanıtının genliği	30
Şekil 2.15 $\psi = 10$, $\xi = 150$, $\theta = 0$ için birim örnek yanıtı (solda) ve frekans yanıtının genliği	31
Şekil 2.16 $\psi = 10$, $\xi = 150$, $\theta = \pi/2$ için birim örnek yanıtı (solda) ve frekans yanıtının genliği	31
Şekil 2.17 $\psi = 10$, $\xi = 300$, $\theta = 0$ için birim örnek yanıtı (solda) ve frekans yanıtının genliği	31
Şekil 2.18 $\psi = 10$, $\xi = 300$, $\theta = \pi/2$ için birim örnek yanıtı (solda) ve frekans yanıtının genliği	32
Şekil 2.19 256X256'lık giriş görüntüsü	32
Şekil 2.20 $\psi = 1$, $\xi = 2$, $\theta = 0$ için çıkış görüntüsü	33
Şekil 2.21 $\psi = 1$, $\xi = 2$, $\theta = \pi/2$ için çıkış görüntüsü.....	33
Şekil 2.22 $\psi = 10$, $\xi = 150$, $\theta = 0$ için çıkış görüntüsü	34
Şekil 2.23 $\psi = 10$, $\xi = 150$, $\theta = \pi/2$ için çıkış görüntüsü.....	34
Şekil 2.24 $\psi = 50$, $\xi = 150$, $\theta = 0$ için çıkış görüntüsü.....	35
Şekil 2.25 $\psi = 50$, $\xi = 150$, $\theta = \pi/2$ için çıkış görüntüsü.....	35
Şekil 2.26 Bant genişlikleri sabit olan Gabor filtrelerinin çeşitli ötelenme miktarlarına göre frekans yanıtlarının genlikleri	37
Şekil 2.27 Giriş görüntüsü: İki boyutlu kare dalga.....	41
Şekil 2.28 Çıkış görüntüsü ($\lambda = 10^{-3}$ alındığında): Üçüncü harmonik	42
Şekil 2.29 Çıkış görüntüsü ($\lambda = 1$ alındığında).....	42
Şekil 2.30 Giriş görüntüsü	43
Şekil 2.31 Çıkış görüntüleri ($\lambda = 10^{-6}$ alındığında): Seçilen çeşitli doğrultular	44
Şekil 2.32 Çıkış görüntüsü ($\lambda = 1$ alındığında).....	45
Şekil 3.1 (a) Hıza ayarlı bir filtrenin uzay-zamansal frekans domeninde genliğinin -3dB gösterilimi; buradaki ızgara enerji düzleminin hıza ayarlı filtreye uydurulmuş olduğunu göstermektedir. (b) Frekansa ayarlı bir filtre için aynı gösterim; çeşitli düzlemler çıkış enerjisini maksimum yapmaktadır (Torralba ve Herault, 1999).	47
Şekil 3.2 (a) RC yapısı (b) Hıza ayarlı analog yapı. Asimetrik değerler hıza ayarlılığı sağlamaktadır (Torralba ve Herault, 1999).	48

Şekil 3.3 (a) Hıza ayarlı filtrenin uzay-zamansal frekans yanıtının genliği ($f_y = 0$). (b) uzaysal türevin birinci dereceden (kalın çizgiler) ve ikinci dereceden (kesikli çizgiler) yaklaşıklıklarıyla elde edilmiş olan frekans yanıtı için -3 ve -6 dB eşyükselti eğrisi (Torralba ve Herault, 1999).	51
Şekil 3.4 İki filtrenin uzay-zamansal impuls yanıtları (a) düşük (b) yüksek hız seçicilik (Torralba ve Herault, 1999)	52
Şekil 3.5 Geçiş iletkenliği yükselteçleri ile lineer HSA yapısı (Ip vd., 2005b).....	53
Şekil 3.6 Herhangi bir düğümden direnç difüzyonu (Ip vd., 2005b)	53
Şekil 3.7 Herhangi bir komşudan türev difüzyonu (Ip vd., 2005b).....	55
Şekil 3.8 Uzay-zamansal filtre yapısının işaret akış diyagramı (Ip vd., 2005b).....	57
Şekil 3.9 Zhang ve Bruton'un düzlemsel geçiren filtre yapısı (Ip vd., 2005b)	60
Şekil 3.10 Zhang ve Bruton'un düzlemsel geçiren filtresinin işaret akış diyagramı (Ip vd., 2005b)	60
Şekil 3.11 Düzlemsel geçiren filtre yapısının gerçekleştirmesinin giriş verildikten 5,5 saniye sonraki çıkış deseni (Ip vd., 2005b)	61
Şekil 3.12 Analog hıza ayarlı yapı (tekrar) (Torralba ve Herault, 1999)	62
Şekil 3.13 Ayrık frekans yanıtı (Sağda y, solda x doğrultusunda seçicilik.).....	63
Şekil 3.14 41X41'lik giriş görüntüsü	64
Şekil 3.15 +y ve -y yönlerinde seçicilik durumunda çıkış görüntüleri (birim örnek yanıtları).....	64
Şekil 3.16 +x ve -x yönlerinde seçicilik durumunda çıkış görüntüleri (birim örnek yanıtları).....	64
Şekil 3.17 +x+y ve -x-y yönlerinde seçicilik durumunda çıkış görüntüleri (birim örnek yanıtları).....	65
Şekil 3.18 +x-y ve -x+y yönlerinde seçicilik durumunda çıkış görüntüleri (birim örnek yanıtları).....	66
Şekil 3.19 129X129'luk hareketli giriş görüntüsünün ilk durumu.....	66
Şekil 3.20 +y yönünde seçicilik.....	67
Şekil 3.21 -y yönünde seçicilik	68
Şekil 3.22 -x yönünde seçicilik	69
Şekil 3.23 +x yönünde seçicilik.....	70
Şekil 3.24 -x ve -y yönlerinde seçicilik	71
Şekil 3.25 +x ve +y yönlerinde seçicilik	72
Şekil 3.26 +x ve -y yönlerinde seçicilik	73
Şekil 3.27 -x ve +y yönlerinde seçicilik	74

ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 2.1 θ_0 'ın farklı değerleri için kullanılan ω_{x0} ve ω_{y0} değerleri.....	43

ÖNSÖZ

Tez çalışmamda benden yardımlarını hiçbir zaman esirgemeyen değerli öğretmenim sayın Prof. Dr. Vedat Tavşanoğlu'na, verdikleri destekten ve yardımlarından dolayı değerli çalışma arkadaşlarım Nerhun Yıldız ve Evren Cesur'a ve her zaman sabırla yanımda olan anneme ve babama teşekkür ederim. Son olarak, verilen destek nedeniyle TÜBİTAK'a da teşekkür ederim.

ÖZET

Değişik türden filtre yapıları ve bunların Hücresel Sinir Ağları (HSA) üzerine uygulamaları incelenmiştir. Bunlar, sabit görüntü girişleri için Gauss benzeri filtreler, doğrultusu ve bant genişliği ayarlanabilen Gauss benzeri filtreler ve Gabor benzeri filtreleri içermektedir. Ayrıca, hareketli görüntü girişleri için hızı ayarlı ve yön seçici filtreleri kapsamaktadır.

Anahtar Kelimeler: Hücresel sinir ağları, hızı ayarlı filtreler, yön seçici filtreler, HSA Gauss benzeri filtreler, HSA Gabor benzeri filtreler

ABSTRACT

Different types of filters and their applications to Cellular Neural Networks (CNNs) are examined. These are Gauss-like filters, orientation and bandwidth tunable Gauss-like filters and Gabor-like filters for constant image inputs. In addition, velocity-tuned filters and direction selective filters are examined for moving image inputs.

Keywords: Cellular neural networks, velocity-tuned filters, direction selective filters, CNN Gauss-like filters, CNN Gabor-like filters

1. GİRİŞ

Tezin amacı, sabit görüntü üzerinde ayarlanabilen yumuşatma, frekans (harmonik) seçicilik, doğrultu seçicilik ve bunun yanı sıra hareketli görüntü üzerinde yön seçicilik ve hıza ayarlılık gibi özellikleri olan filtrelerin ve bunlara ilişkin HSA yapılarının incelenmesidir.

Tezin ilk bölümünde standart HSA yapısı anlatılmıştır.

İkinci bölümde, Gauss ve Gabor benzeri filtreler üzerine farklı bir bakış yapılmıştır. İki boyutlu uzaysal Gauss filtresinin genel yapısının tekrarı verilerek HSA yapısı ve MATLAB ile yapılan simülasyon sonuçları verilmiştir. Bunlar doğrultusu ve bant genişliği ayarlanabilen uzaysal Gauss filtresi için ve Gabor filtresi için de tekrarlanmıştır. Ayrıca Gabor filtresinin doğrultu seçme ve harmonik seçme uygulamaları da anlatılmıştır.

Üçüncü bölümde, hareketli görüntüde hıza ayarlı ve yön seçici filtreler incelenmiştir. İlk olarak, önceki çalışmalardan yararlanılarak genel yapı üzerine teorik bakış yapılmıştır. Burada ilk önce temel hareket algılama ve hıza ayarlı filtre teorisi anlatılmış olup son olarak bu yapının HSA üzerinde yön seçici bir uygulaması verilmiştir. Ayrıca, bölüm 3.1.2’de karışık domende uzay-zamansal filtreleme başlığı altında türev difüzyonu içeren değişik bir HSA yapısı anlatılmış olup bunun hıza ayarlı oluşu incelenmiştir.

Dördüncü bölümde, elde edilen sonuçlar ve gelecekte yapılması öngörülenler belirtilmiştir.

Bu bölümün devamında Saatçi’nin (2003) tezinden yararlanılmıştır.

Günümüzde görsel veriler, bilgi alışverişinde baskın bir rol kazanmıştır. Görüntü ve video da bu verilerin önemli bir bölümünün kaynağı olduğundan bu verilerin işlenmeleri için gereken hesaplama yükü artmıştır.

Hücrel Sinir Ağları (HSA); hücrelerin düzgün bir ızgara yapısı (genellikle dikdörtgensel) üzerinde düzenli bir şekilde yerleştiği ve yerel, konumdan bağımsız elemanlara sahip şablonların bu hücreler üzerinde işlem yapmak suretiyle hücrelerin etkileşimini sağladığı analog sürekli zamanlı bir işlemci dizisidir (Chua ve Yang, 1988b). HSA topolojisi görüntü işleme uygulamaları için çok uygundur. Bunun nedenleri:

- HSA’da olduğu gibi görüntü işlemede de görüntünün pikselleri üzerinde yapılan işlemin pikselin konumundan bağımsız olması;
- Görüntünün piksellerinin işlem için doğrudan hücre dizisi üzerine verilebilmesi;

- Paralel analog hesaplamanın standart dijital işlemcilerle kıyasla bir hız üstünlüğü sağlaması olarak sıralanabilir.

1.1 HSA Üzerine Genel Bakış

Hücrel Sinir Ağı (HSA) kavramı ilk olarak 1987 yılında Berkeley’de Prof. Leon O. Chua’nın laboratuvarında ortaya atılmış ve 1988’de yapılan Chua ve Yang’ın (1988a; 1988b) yayınlarında bilim dünyasına tanıtılmıştır. Bu bölümün amacı HSA yapısının; temel kavramlarını, gösterim şeklini ve teorisini Chua ve Yang’ın orijinal modeli doğrultusunda ortaya koymaktır. Ayrıca HSA yapısının kullanım yerleri ve uygulama alanları ile ilgili bazı bilgiler verilmiştir. HSA, yerel olarak bağlı; her bir hücrenin kendi küçük komşuluğunda sınırlı sayıda hücreler tarafından etkilendiği; dinamik geri beslemeli bir sinir ağıdır. HSA örneğinin en önemli temel iki bileşeni: (i) analog işlem elemanlarının (nöronlar veya hücreler) sürekli zaman işaret değerleri ile birlikte kullanımı ve (ii) sonlu bir yarıçap içerisinde bulunan hücreler arasındaki yerel etkileşim olarak verilebilir. Yerel bağlantılar, bekleneneği üzere önemli bir kısıtlama değildir çünkü veri; geri beslemeli bağlantılar ve hücre dizisinin zamansal dinamikleri sayesinde hücre dizisinin her yerinde global olarak yayılabilmektedir.

Geleneksel bir sinir ağı yapısında, işlem elemanları arası etkileşimler tipik olarak tamamen bağlantılıdır ve kablolama ve ağırlık belleği için çok büyük bir çip alanı gerekmektedir. Öte yandan HSA mimarisindeki hücreler arası yerel etkileşimler kablolama ve ağırlık belleği için gerekli çip alanını küçültmesinin yanı sıra çok sayıda hücre ile gerçekleştirilmeleri mümkün kılmaktadır. Ayrıca, konumdan bağımsızlık dizindeki her bir hücrenin aynı yapıda olmasını sağlamaktadır ve bu hücre yapısının aynı oluşu, devre tasarım kolaylığı sağlamaktadır. Son olarak, parçalı-lineer-doyma türü çıkış non-lineerliği çok kararlı bir devre gerçekleştirilmesini sağlamaktadır. Bu nedenle, HSA yapıları analog VLSI teknolojisi gerçekleştirmeleri için uygundur. Bu özellik hızlı görüntü işleme donanımları için çok büyük önem taşımaktadır. Günümüzde VLSI teknolojisi kullanılarak hızları ns mertebesinde olan sayısız çok hızlı ve programlanabilir HSA çipleri tasarlanmış ve uluslararası olarak birçok yerde yapılmıştır.

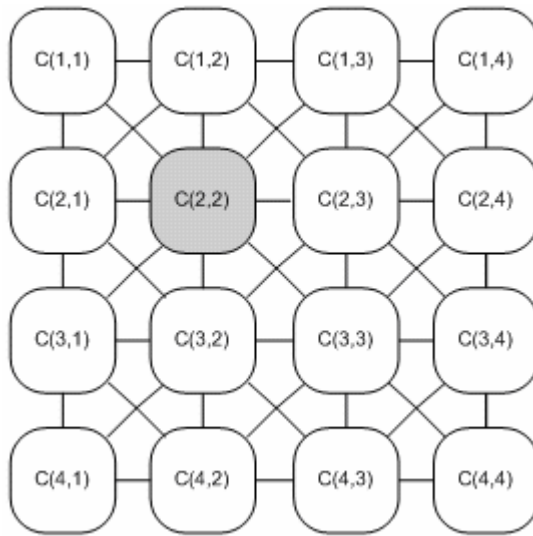
Görüntü işleme uygulamaları için HSA üzerindeki her bir hücre görüntünün içindeki bir piksele karşı düşmektedir. Bundan dolayı, bu yapısal paralellik, işlem yapma açısından büyük bir hıza neden olmaktadır. Bunun yanında; bu tür yapılar gerçek zamanlı işaret işlemeyi mümkün kılan konumda ayrık sürekli zamanlı, sürekli durumlu sistemlerdir.

Ortaya atılışından bu yana HSA birçok genelleme ve değişikliğe uğramıştır. Bu

değişikliklerden bazıları çok katmanlı yapıların kullanımı, değişik türden çıkış non-lineerlikleri, non-lineer şablonlar, durum geri-besleme şablonları ve zaman gecikmeleri olarak verilebilir. Fakat bu tür değişikliklerin pratik devre gerçekleştirmeleri basit ve doğrudan olamayacağı gibi bazı durumlarda mümkün bile değildir. Ayrıca, programlama esasları açısından çok önemli olan basit parametrik yapıya sahip değildirler. Bundan dolayı, Chua ve Yang'a (1988b) göre standart HSA tanımının, basit bir matematiksel tanım olması, düşük dereceden dinamikleri, doğrudan devre gerçekleştirmesi, basit parametrik yapı ve iyi bilinen kararlılık ve yakınsaklık davranışı gibi üstünlükleri vardır.

1.2 Standart HSA Mimarisi

Standart HSA, aynı ve düzenli aralıklarla dizilmiş hücre olarak adlandırılan devre kopyalarıdır. Her bir hücre, birbiriyle sadece en yakın komşuları aracılığıyla doğrudan haberleşir (Chua ve Yang, 1988b). Birbirlerine doğrudan bağlı olmayan hücreler; HSA yapısının sürekli zamanlı dinamiklerinin propagasyon etkileri nedeniyle; birbirlerini dolaylı olarak etkileyebilirler. $M \times N$ boyutlarında bir HSA, $M \times N$ tane hücrenin M satır ve N sütun halinde dizildiği iki boyutlu bir dizidir. i . satır ve j . sütunda bulunan hücre (i, j) hücresi olarak adlandırılıp $C(i, j)$ ile gösterilmektedir. Şekil 1.1, 4×4 büyüklükte, hücrelerin kare şeklindeki bir ızgara üzerinde dizildiği ve yuvarlak köşeli karelerin hücre adı verilen aynı tip işlem elemanlarını gösterdiği iki boyutlu bir HSA örneğini göstermektedir. Hücreler arasındaki bağlantılar, bağlantılı hücreler arasında ağırlıklı etkileşimler olduğunu göstermektedir.



Şekil 1.1 4×4 HSA Yapısı (Saatçi, 2003)

Daha büyük boyutlarda ve altıgensel veya üçgensel gibi herhangi bir düzendeki geometrik ızgara üzerinde HSA tanımı mümkündür. Fakat kare şeklindeki bir ızgara VLSI gerçekleştirmelerinde kolaylık sağlamasının yanında kare şeklindeki ızgara için türetilen çoğu sonuç diğer düzendeki geometrik ızgaralar için doğrudan genellenebilir.

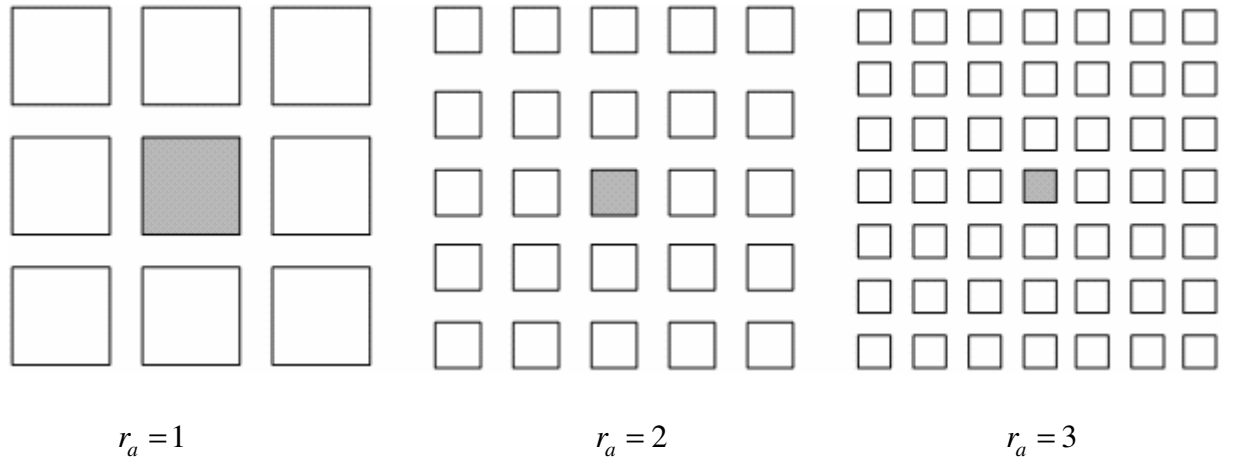
Bu tezde görüntü ve hareketli görüntü (video gibi) işleme konularına değinileceğinden kare şeklindeki ızgara yapısı ve iki boyutlu durum söz konusudur.

1.3 Bir Hücre için r_a -Komşuluk Kavramı

Hücrelerin, merkez hücre etrafında yerel bağılılığının derecesi r_a merkez hücrenin komşuluğunu temsil etmektedir. $C(i, j)$ hücresinin $M \times N$ boyutlarında bir HSA içindeki " r_a -komşuluğu" aşağıdaki şekilde tanımlanmaktadır:

$$N_{r_a}(i, j) = \{C(k, l) \mid \max\{|k-i|, |l-j|\} \leq r_a, 1 \leq k \leq M, 1 \leq l \leq N\} \quad (1.1)$$

Burada r_a pozitif bir tamsayıdır ve komşuluk yarıçapını göstermektedir. Genellikle " r_a -komşuluk", " $(2r_a+1) \times (2r_a+1)$ komşuluk" olarak da adlandırılır. Örneğin, $r_a=1$ 3×3 komşuluğu, $r_a=2$ ve $r_a=3$ ise sırasıyla 5×5 ve 7×7 komşuluğu göstermektedirler. Şekil 1.2 3×3 , 5×5 ve 7×7 veya 1-, 2- ve 3-komşuluğu göstermektedir.

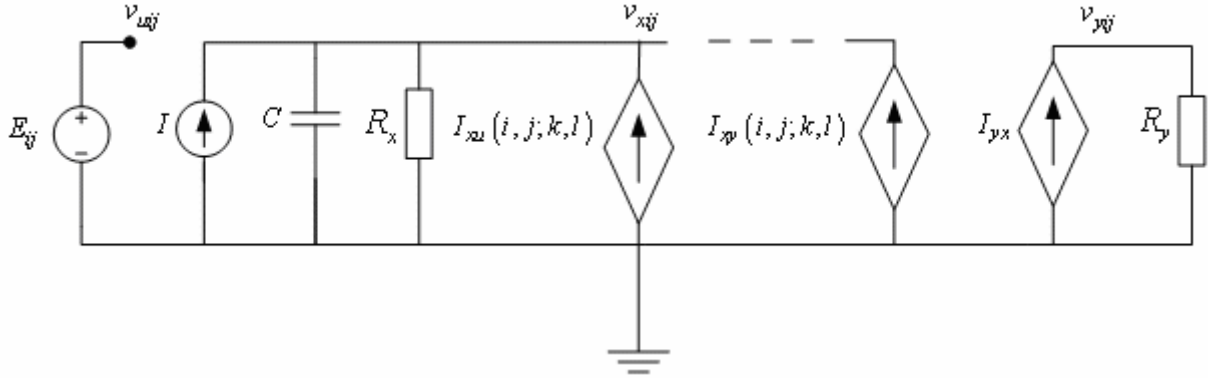


Şekil 1.2 Bir hücrenin " r_a -komşuluğu" (Saatçi, 2003)

$r_a \geq 2$ için VLSI gerçekleştirmelerdeki zorluk seviyesi artar, bu nedenle günümüzdeki çoğu uygulama "1-komşuluk" üzerine tasarlanmaktadır.

1.4 Temel Hücrenin Devre Modeli

Her bir hücre; lineer dirençler, lineer bir kapasite, lineer ve non-lineer kontrollü kaynaklar ve bir tane bağımsız kaynak içeren; analog, dinamik bir devredir. Temel hücrenin devre modeli şekil 2.3'te gösterilmiştir. u , x ve y indisleri sırasıyla giriş, durum ve çıkışı göstermektedir.



Şekil 1.3 Temel hücrenin devre modeli (Saatçi, 2003)

Devre modeli şu özelliklere sahiptir:

- Lineer C kapasitesi ve lineer R_x direnci hücre çekirdeğini oluşturur. Bunlar devrenin dinamiklerinden sorumludur.
- Durum kapasitesi C , hücrenin tek bellek elemanıdır.
- Hücrenin giriş gerilimi v_{uij} , bağımsız gerilim kaynağı E_{ij} tarafından sağlanır ve geçici hal sırasında $(-1,1)$ aralığında olan bir sabit olarak kabul edilir.
- Hücrenin durum gerilimi v_{xij} , C kapasitesi üzerine düşen gerilim ile gösterilmektedir ve bu gerilimin başlangıç koşulunun 1'den küçük veya eşit bir büyüklüğe sahip olduğu kabul edilir.
- Hücrenin çıkış gerilimi v_{yij} , non-lineer (parçalı-lineer) bir gerilim kontrollü akım kaynağı I_{yx} tarafından sağlanır. I_{yx} , v_{xij} tarafından kontrol edilmektedir ve burada $I_{yx} = \frac{1}{R_y} f(v_{xij})$ ve $v_{yij} = f(v_{xij})$ olmaktadır.
- Hücre ve en yakın komşuları arasındaki ağırlıklı etkileşimler, lineer gerilim kontrollü

akım kaynakları $I_{xu}(i, j; k, l), \dots, I_{xy}(i, j; k, l)$ ile modellenmiştir. Bu akım kaynakları her bir komşu hücreye giden kontrol edici giriş gerilimi v_{ukl} ve her bir komşu hücreden gelen çıkış gerilimi v_{ykl} geri beslemesine bağlıdır. Bu kaynakların karakteristikleri şöyle verilebilir:

Her $C(k, l) \in N_{r_a}(i, j)$ için $I_{xy}(i, j; k, l) = A(i, j; k, l)v_{ykl}$ ve $I_{xu}(i, j; k, l) = B(i, j; k, l)v_{ukl}$ şeklindedir. Eğer p komşu hücrelerin sayısını gösteriyorsa, her bir hücre en çok $2p$ tane lineer gerilim kontrollü akım kaynağı içerir.

- Eşik terimi bağımsız bir akım kaynağı I şeklinde gösterilir.

Eğer $v_{uij} = u_{ij}$, $v_{xij} = x_{ij}$ ve $v_{yij} = y_{ij}$ olarak alınırsa, $C(i, j)$ hücresinin durum denklemi şekil 1.3'ten K.A.Y ve K.G.Y uygulanarak elde edilebilir:

Kapasiteye gelen toplam giriş akımı = (geri beslemeli çıkışların ağırlıklı toplamı) + (kontrol girişlerinin ağırlıklı toplamı) + (sabit bir I eşik terimi)

$$C \frac{dx_{ij}(t)}{dt} = -\frac{1}{R_x} x_{ij}(t) + \sum_{C(k, l) \in N_{r_a}(i, j)} A(i, j; k, l) y_{kl}(t) + \sum_{C(k, l) \in N_{r_a}(i, j)} B(i, j; k, l) u_{kl} + I \quad (1.2)$$

Burada $A(i, j; k, l)$, $C(i, j)$ hücresi ile $C(k, l)$ hücresi arası etkileşim ağırlığını; $B(i, j; k, l)$ ise $C(k, l)$ hücresinin girişinden $C(i, j)$ hücresine olan giriş ağırlığını göstermektedir. Sürekli zamanlı bir hücrenin eşdeğer blok diyagramı şekil 1.4'te gösterilmiştir.

Temel HSA hücresi $C(i, j)$, bir tek durum değişkenine sahiptir ve bu nedenle dinamikleri birinci mertebededir. Dizideki her bir hücre, komşu hücrelere ağırlıklı bir toplam şeklinde olan ağırlıklı bağlantılar tarafından bağlıdır. Ayrıca bu ağırlıklı toplam, ek olarak girişlerin ağırlıklı bir toplamı ve eşik terimi I ile toplanmış olup durum değişkeninin değişim hızını kontrol etmektedir. Genelliğin kaybedilmemesi için devrenin zaman sabiti $\tau = R_x C$, $R_x = 1$, $C = 1$ seçilerek 1'e eşitlenebilir ve $M \times N$ boyutlarındaki bir HSA yapısının durum ya da dinamik denklemleri (1.3)'teki gibi verilebilir.

$$\begin{aligned}
\frac{ddurum_{ij}}{dt} &= -durum_{ij} + \sum_{\text{komşu } k,l} A(i,j;k,l) \text{çıkış}_{kl} + \sum_{\text{komşu } k,l} B(i,j;k,l) \text{giriş}_{kl} + I \\
\frac{dx_{ij}(t)}{dt} &= -x_{ij}(t) + \sum_{C(k,l) \in N_{r_a}(i,j)} A(i,j;k,l) y_{kl}(t) + \sum_{C(k,l) \in N_{r_a}(i,j)} B(i,j;k,l) u_{kl} + I \\
&1 \leq i \leq M, 1 \leq j \leq N
\end{aligned} \tag{1.3}$$

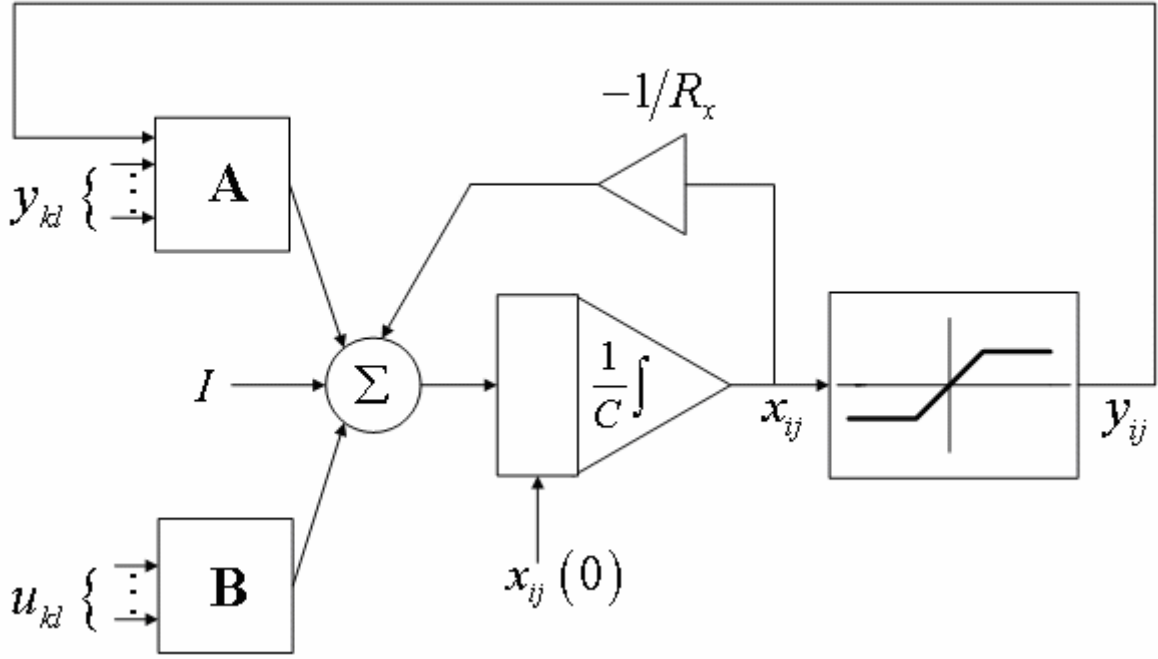
Hücredeki tek non-lineerlik, (1.4) ile verilen parçalı-lineer-doyma türü çıkış fonksiyonudur:

$$\begin{aligned}
\text{çıkış}_{ij} &= f(\text{giriş}_{ij}) \\
y_{ij} = f(x_{ij}) &= \frac{1}{2}(|x_{ij} + 1| - |x_{ij} - 1|) \\
&1 \leq i \leq M, 1 \leq j \leq N
\end{aligned} \tag{1.4}$$

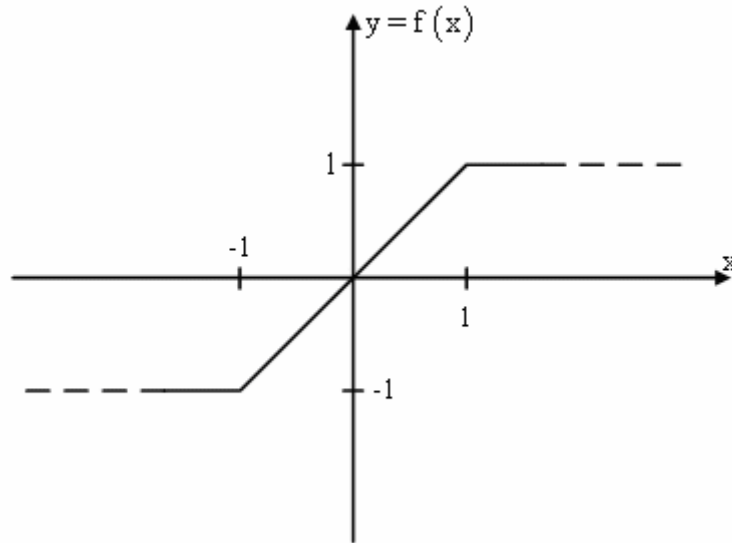
(1.4), (1.5) şeklinde de verilebilir.

$$y_{ij} = f(x_{ij}) = \begin{cases} 1, & \forall x_{ij} \geq 1 \\ x_{ij}, & \forall |x_{ij}| < 1 \\ -1, & \forall x_{ij} \leq -1 \end{cases} \tag{1.5}$$

Bu karakteristik şekil 1.5'te verilmiştir. Bu fonksiyondaki orta parçanın eğimi ve doyma sınırlarının hepsi bire eşit olduğundan, normalizasyon faktörleri olarak düşünülebilirler. $A(i,j;k,l)$ ve $B(i,j;k,l)$ katsayıları; sırasıyla geri besleme ve kontrol ağırlıkları olmak üzere; komşu hücrelerin çıkış ve girişlerini ölçeklemek için kullanılan ölçekleme faktörlerinin iki değişik tipidir. Aslında geri besleme ağırlıklarının işlevi kontrol ağırlıklarınıninkinden farklıdır. Farklılık; $A(i,j;k,l)$ geri besleme katsayıları tarafından ölçeklenen y_{ij} çıkış değişkenlerinin; (1.4) ifadesinde verildiği gibi x_{ij} durum değişkenlerinin bir fonksiyonu olmalarından ortaya çıkmaktadır. Bu nedenle, bu katsayılar farklı hücreler arasındaki dinamik bağlantının gücünü temsil ederken $B(i,j;k,l)$ kontrol ağırlıkları girişlerin zamandan bağımsız büyüklüklerini ölçeklemek için kullanılırlar. Bundan dolayı bir HSA hücresinin durum denklemi, iki ayrı kısmın bileşimi olarak düşünülebilir: Bunlar geri besleme katsayıları ve zaman sabiti tarafından tanımlanan dinamik kısım, kontrol katsayıları ve eşik terimi tarafından tanımlanan statik kısım şeklindedir.



Şekil 1.4 Temel hücre devre modelinin blok diyagramı (Saatçi, 2003)



Şekil 1.5 Durumun bir fonksiyonu olarak parçalı-lineer-doyma türü çıkış nonlineerliği (Saatçi, 2003)

HSA ızgarası üzerinde bulunan her bir hücre birinci mertebeden adi bir diferansiyel denklem şeklindedir. Fakat komşu hücrelerle arada var olan bağlantı nedeniyle belirli bir hücre için bu diferansiyel denklemin zamandaki çözümü diğer hücrelerden bağımsız olarak düşünülemez. HSA'nın dinamikleri, hücresel birinci mertebe diferansiyel denklem takımı olan bir diferansiyel denklem sistemi tarafından kontrol edilmektedir.

1.5 Hücresel Sinir Ağlarının Şablonları

HSA yapılarının en önemli özelliklerinden biri, $A(i, j; k, l)$ ve $B(i, j; k, l)$ bağlantı ağırlıklarının uzaydan bağımsız olması ve sadece her bir hücre etrafında küçük bir komşuluk alanı için tanımlanmış olmasıdır. Bu birimler arası bağlantıların yerelliği HSA yapıları ile diğer dinamik sinir ağları arasındaki temel farktır. Bir hücre ile bu hücrenin komşu hücreleri arasındaki bağlantıları tanımlayan matrisler Klonlama Şablonları olarak adlandırılırlar. Bu şablonlar HSA düzlemi üzerinde kaydırılırsa, aynı bağlantı şeklini klonlayacaklardır. Klonlama şablonu terimi bu değişmezlik özelliğini vurgulamak için kullanılır. Bağlantı şekli tüm dizi üzerinde kopyalandığı için çok az sayıda ağırlığın belirlenmesi ve bellekte tutulmasına ihtiyaç vardır. Bu; verilen giriş ve başlangıç koşuluyla $M \times N$ boyutlarındaki bir HSA yapısının davranışını $A(i, j; k, l)$, $B(i, j; k, l)$ ve I 'yı temsil eden $2 \cdot (2r_a + 1)^2 + 1$ tane reel sayıdan oluşan kümenin belirleyeceği; anlamına gelmektedir. Literatürde, şablonlar genelde A şablonu ve B şablonu ya da sırasıyla geri besleme şablonu ve ileri besleme (ya da kontrol) şablonu olarak adlandırılmaktadır. Bunun dışında, çoğu zaman bir matris şeklinde ifade edilirler.

$r_a = 1$ alınan bir HSA için şablonlar (1.6) şeklinde verilebilir:

$$\begin{aligned}
 A &= \begin{bmatrix} A(i, j; i-1, j-1) & A(i, j; i-1, j) & A(i, j; i-1, j+1) \\ A(i, j; i, j-1) & A(i, j; i, j) & A(i, j; i, j+1) \\ A(i, j; i+1, j-1) & A(i, j; i+1, j) & A(i, j; i+1, j+1) \end{bmatrix} \\
 B &= \begin{bmatrix} B(i, j; i-1, j-1) & B(i, j; i-1, j) & B(i, j; i-1, j+1) \\ B(i, j; i, j-1) & B(i, j; i, j) & B(i, j; i, j+1) \\ B(i, j; i+1, j-1) & B(i, j; i+1, j) & B(i, j; i+1, j+1) \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{1.6}$$

(1.6), (1.7) şeklinde de verilebilir.

$$\begin{aligned}
 A &= \begin{bmatrix} a_{i-1, j-1} & a_{i-1, j} & a_{i-1, j+1} \\ a_{i, j-1} & a_{i, j} & a_{i, j+1} \\ a_{i+1, j-1} & a_{i+1, j} & a_{i+1, j+1} \end{bmatrix} \\
 B &= \begin{bmatrix} b_{i-1, j-1} & b_{i-1, j} & b_{i-1, j+1} \\ b_{i, j-1} & b_{i, j} & b_{i, j+1} \\ b_{i+1, j-1} & b_{i+1, j} & b_{i+1, j+1} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{1.7}$$

Bu matris şekli HSA yapısının durum denklemlerinin korelasyon ve konvolüsyon

operatörlerinin yardımıyla daha kısa şekillerde yeniden yazılmasını sağlamaktadır.

1.6 Hücresel Sinir Ağının Dinamik Denklemlerinin Çeşitli Gösteriliş Şekilleri

Şablonların uzaydan bağımsızlık ve simetri özellikleri kullanılarak HSA yapısının dinamik denklemleri (1.3) değişik şekillerde yazılabilirler. Bu bölümde, HSA yapısının dinamik denklemleri için genelde kullanışlı olan iki değişik şekil anlatılacaktır.

1.6.1 Korelasyon Gösterilişi

HSA yapısının dinamik denklemlerindeki giriş görüntüsünü ve durumları öteleyerek (1.8) ile verilen korelasyon gösterilişi elde edilebilir.

$$\frac{dx_{ij}(t)}{dt} = -x_{ij}(t) + \sum_{C(k,l) \in N_{r_a}(i,j)} A_{kl} y_{i+k,j+l}(t) + \sum_{C(k,l) \in N_{r_a}(i,j)} B_{kl} u_{i+k,j+l} + I \quad (1.8)$$

$$1 \leq i \leq M, 1 \leq j \leq N$$

Burada $N_{r_a}(i,j)$, $C(i,j)$ hücresinin " r_a -komşuluğu" içinde bulunan hücre indislerinin kümesini göstermektedir.

1.6.2 Uzaysal Konvolüsyon Gösterilişi

Chua ve Yang (1988b) tarafından da tanımlandığı üzere şablonların uzaydan bağımsızlık özelliği kullanılarak durum ve giriş görüntüleri yerine ağırlık şablonları ötelenerek hücre dinamiklerinin alternatif bir gösterilişi elde edilebilir.

$$\frac{dx_{ij}(t)}{dt} = -x_{ij}(t) + \sum_{C(k,l) \in N_{r_a}(i,j)} A_{k-i,l-j} y_{kl}(t) + \sum_{C(k,l) \in N_{r_a}(i,j)} B_{k-i,l-j} u_{kl} + I \quad (1.9)$$

$$1 \leq i \leq M; 1 \leq j \leq N$$

Herhangi bir klonlama şablonu W için iki boyutlu uzaysal konvolüsyon operatörü $(*)$ Chua ve Yang'a (1988b) göre (1.10) ile tanımlanabilir:

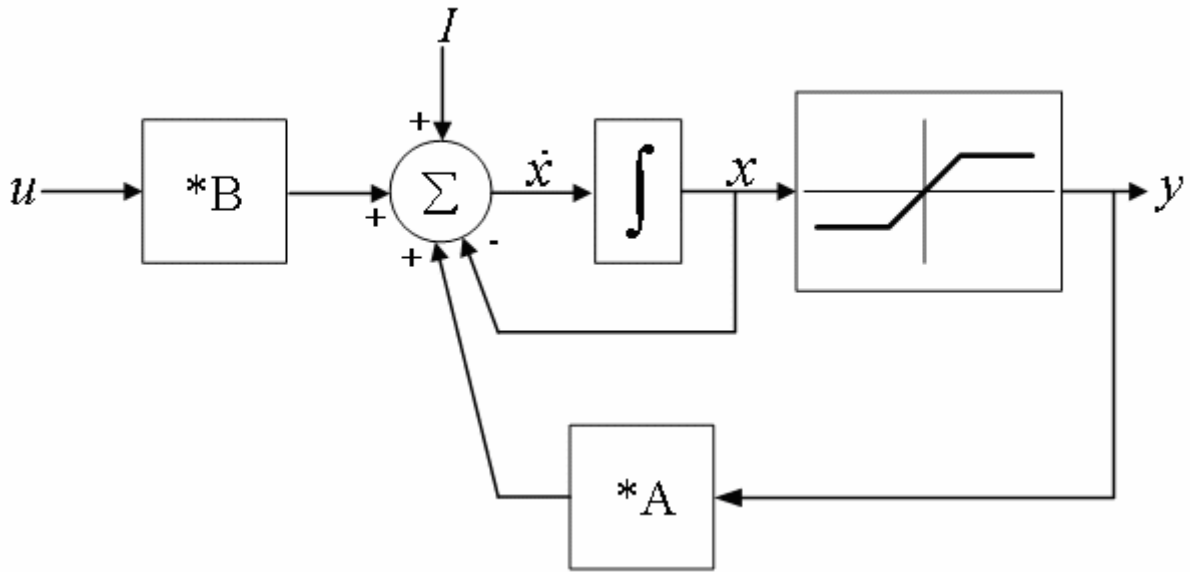
$$W * v_{ij} = \sum_{C(k,l) \in N_{r_a}(i,j)} W_{k-i,l-j} v_{kl} \quad (1.10)$$

Bu operatör kullanılarak (1.9) denklemi uzaysal konvolüsyon şeklinde tekrar düzenlenebilir.

$$\frac{dx_{ij}(t)}{dt} = -x_{ij}(t) + A * y_{kl}(t) + B * u_{kl} + I \quad (1.11)$$

$$1 \leq i \leq M; 1 \leq j \leq N$$

Korelasyon denkleminin konvolüsyon denklemine dönüşümü indis değişkenlerinin değiştirilmesiyle yapılabilir. Çoğu şablon simetrik olduğu için, konvolüsyon denkleminde indis değişkenlerinin değişimi yapılmadan kullanılabilirler. Şekil 1.6'da konvolüsyon gösterilişinin blok diyagramı verilmiştir.

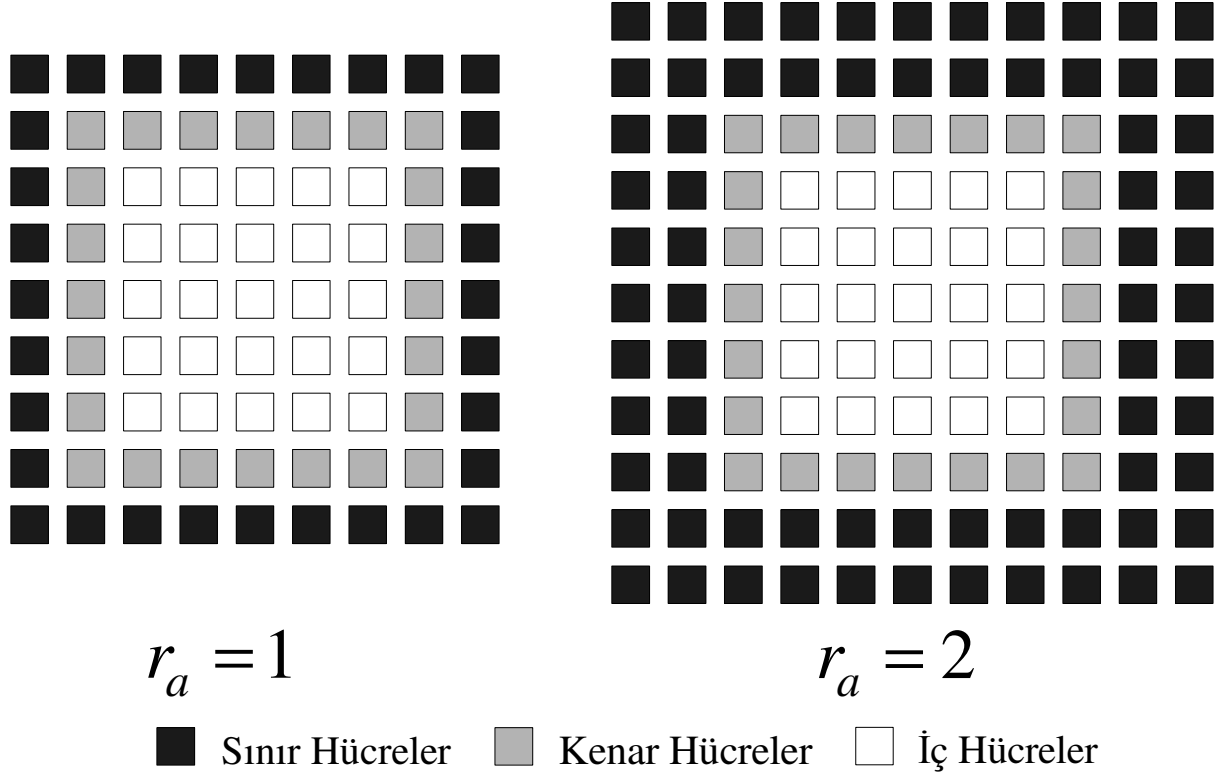


Şekil 1.6 Standart HSA'nın konvolüsyon gösterilişinin blok diyagramı (Saatçi, 2003)

1.7 Sınır Koşulları

Pratik uygulamalarda kullanılan HSA yapıları genellikle sınırlı ızgaralar üzerinde tanımlanmaktadır. Bu nedenle, ızgaranın sınırlarında yer alan hücreler ızgaranın içinde yer alan hücrelerden daha az komşuya sahiptir. Tam komşu kümesinin eksikliği, ızgaranın çevresine yerleştirilen sanal hücreler eklenerek giderilebilir. Bu sanal hücreler sınır hücreleri olarak adlandırılırken ızgaranın içindeki hücreler iç hücreler olarak adlandırılır. En az bir tane sınır hücre komşusu bulunan iç hücreler de kenar hücreler olarak adlandırılırlar. Burada sanal hücrelerin gerçek hücre olmadığına dikkat edilmelidir çünkü (1.3) denkleminde uymazlar ve bundan dolayı dinamik operatörler olarak düşünülemezler. ızgaranın çevresindeki sınır hücrelerinin çerçeve genişliği komşuluk boyutu r 'ye eşit olmalıdır (Şekil 1.7). Sınır hücrelerinin x durum değişkenleri ve u girişlerinin değerleri yapının sınır koşulları olarak adlandırılır. Sınır koşullarıyla uğraşmanın başka bir yolu kenar hücrelerinin durum

denklemlerini değiştirmektir. Fakat bu iki metot arasındaki fark sadece kavramsaldır çünkü matematiksel olarak eşdeğer oldukları gösterilebilir.



Şekil 1.7 Komşuluk boyutu r_a 'nın sınır hücelere etkisi (Saatçi, 2003)

Sınır koşulları HSA yapılarının davranışı üzerinde önemli bir rol oynar ve aynı HSA için farklı sınır koşulları tamamen farklı sonuçlara neden olabilir. Örneğin, bir çalışmada HSA yapılarının dinamik davranışı üzerinde sınır koşullarının etkisi düşünülerek üç farklı sınıf HSA yapısı ele alınmıştır. İlk sınıftakiler sınır koşullarından bağımsız olarak her zaman kararlı olmuştur. İkinci sınıftakiler; hangi sınır koşulu olursa olsun, kararlı denge noktalarına sahip olmadıkları için her zaman kararsız olmuştur. Üçüncü sınıftakiler ise bazı sınır koşullarıyla kararlı fakat diğer sınır koşullarıyla tamamen kararsız olan HSA yapılarını içermektedir.

Pratikte sınırlı HSA yapılarının sınır koşullarıyla uğraşmak için üç farklı yaklaşım bulunmaktadır. Şimdi bu yaklaşımlar ele alınacaktır.

1.7.1 Dirichlet Sınır Koşulları

Bu tip sınır koşulları sabit veya sıfır sınır koşulları olarak da bilinirler. Sınır hücrelerin girişleri ve çıkışlarına sabit değerler atanmaktadır. (1.3) denkleminde de görüleceği üzere bunun yapılması her bir kenar hücreye sadece sabit bir değer eklenmesi anlamındadır. Bundan dolayı; bu sabit, kenar hücrenin girişi içine dahil edilebilir ve kenar hücrelerin sıfır giriş ve çıkış şeklinde sabit değerlere sahip olduğu düşünülebilir. Bundan sonra; tüm sınır hücreler, kenar hücrelerin dinamik denklemleri değiştirilerek hesaplamaya dahil edilmeyebilirler. Fakat görüntü işleme uygulamalarında bu metot bir kenar etkisine sahiptir ki bu da ızgaranın kenarında bazı ters etkiler oluşturan sabit değerli sınır hücrelerinin neden olduğu beklenmedik bir süreksizliktir.

1.7.2 Dairesel Sınır Koşulları

Bu tip sınır koşulları katlamalı veya toroidal olarak da bilinirler. Sınır hücreleri, ızgaranın diğer tarafındaki kenar hücrelerin giriş ve durum değerlerini alır hale getirilmektedirler. Örneğin; ızgaranın en sol tarafında bulunan bir sınır hücre her zaman, aynı satırda olup ızgaranın sağ tarafında bulunan kenar hücrenin değerlerini almaktadır. Benzer olarak; ızgaranın üst tarafında bulunan bir sınır hücre her zaman, aynı sütunda olup ızgaranın alt tarafında bulunan bir kenar hücrenin değerlerini almaktadır.

1.7.3 Neumann Sınır Koşulları

Bu tip sınır koşulları ayna veya yansıyan sınır koşulları olarak da bilinirler. Sınır hücreleri ızgaranın aynı tarafında olan kenar hücrelerin değerlerini alır hale getirilmektedirler. Başka bir deyişle, ızgaradaki kenar hücreleri ızgaranın kenarlarında bir ayna görmektedirler. Örneğin, ızgaranın sol kenarındaki bir kenar hücre sol komşusu olarak kendisini görmektedir. Bu metot, diğer iki metoda göre VLSI gerçekleştirme kolaylığı açısından üstünlüğe sahiptir. Ayrıca, ızgaranın kenarında bulunan ters süreksizlikleri de yok etmektedir.

1.8 Hücresel Sınır Ağlarının Kararlılığı

Tasarlanan sistemin davranışını bilmek önemlidir. Bu nedenle sistemin istenen fonksiyonu yerine getirmesi genellikle, istenilen davranışı gösteren matematiksel bir model verilerek açıklanmaktadır. Genel olarak, model ve fiziksel gerçekleştirme için aynı terim kullanılır ve ikisi de “sistem” olarak adlandırılır. Bir sistemin fiziksel olarak nasıl gerçekleştirildiğine bakmaksızın, matematiksel modelin değişkenlerinin sınırlı olması önemlidir. Aksi takdirde

sistem, beklendiği gibi istenilen fonksiyonu yerine getirmeyecektir. Ayrıca matematiksel modelin, sistemden veya sisteme doğru giriş çıkış bilgi içeriğinin nasıl yayıldığını tarif etmesi gerekmektedir. HSA yapılarında giriş bilgisi, bir veya iki zamandan bağımsız görüntü (giriş ve başlangıç koşulları) içermektedir ve sistem zamandan bağımsız (sürekli) bir hale eriştikten sonra çıkış hücre çıkışından alınmaktadır. Bu nedenle sistemin zamandan bağımsız bir hale erişip erişmediğinin bilinmesi çok önemlidir.

Kararlılık konusu, bu tezin konusunun dışında yer almasına rağmen, Chua ve Yang modelinin kararlılığı hakkında olan ve Chua ve Yang'ın (1988b) yayınında verilen bazı önemli teorik sonuçlar özetlenecektir.

1.8.1 Simetrik Şablon Kararlılık Teoremi

A geri besleme şablonu, HSA yapısının kararlılığını belirlemektedir. Eğer (1.12) ile verilen koşul sağlanıyorsa şablon simetrik olmaktadır:

$$A(i, j; k, l) = A(k, l; i, j), \quad 1 \leq i, k \leq M, \quad 1 \leq j, l \leq N \quad (1.12)$$

(1.13) ile verilen kısıtlama durumları altında, (1.3) ve (1.4) denklemleriyle tanımlanan ve simetrik şablonlara sahip olan HSA yapılarının tamamen kararlı oldukları Chua ve Yang'ın (1988b) yayınında ispatlanmıştır:

$$\begin{aligned} |x_{ij}(0)| &\leq 1, \quad 1 \leq i \leq M, \quad 1 \leq j \leq N \\ u_{ij} &\leq 1, \quad 1 \leq i \leq M, \quad 1 \leq j \leq N \\ C &> 0, \quad R_x > 0 \end{aligned} \quad (1.13)$$

Başka bir deyişle; verilen herhangi bir sınırlı giriş u_{ij} , ve herhangi bir başlangıç durumu $x_{ij}(0)$ için simetrik bir HSA yapısının çıkışı her zaman kararlı sabit bir noktaya yakınsamaktadır. Bu durum (1.14) ya da (1.15) ile gösterilmektedir.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} y_{ij}(t) = \text{sabit}, \quad 1 \leq i \leq M, \quad 1 \leq j \leq N \quad (1.14)$$

ya da

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \frac{dy_{ij}(t)}{dt} = 0, \quad 1 \leq i \leq M, \quad 1 \leq j \leq N \quad (1.15)$$

1.8.2 İkili Sürekli Hal Çıkışı Teoremi

$A(i, j; k, l)$ normalize edilmiş geri besleme katsayıları olarak düşünölsün, kısacası $R_x = 1$ ve $C = 1$ durumunda olsun. Bu durumda, kendi üstüne geri besleme olarak adlandırılan $C(i, j)$ hücresinin çıkışından girişine olan $A(i, j; i, j)$ geri beslemesi, her bir hücrenin sürekli hal çıkışının +1 ya da -1 olmasını garantilemek için yeterli bir miktarda pozitif geri besleme sağlamak amacıyla her zaman +1'den büyük olmalıdır ($A(i, j; i, j) > 1/R_x$ Chua ve Yang'ın (1988b) yayınında gösterildiği gibi). Başka bir deyişle, (1.16) ve (1.17) ile verilen özelliklere sahip olmalıdır:

$$A(i, j; i, j) > 1 \Rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} |x_{ij}(t)| \geq 1, 1 \leq i \leq M, 1 \leq j \leq N \quad (1.16)$$

ve

$$A(i, j; i, j) > 1 \Rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} y_{ij}(t) = \pm 1, 1 \leq i \leq M, 1 \leq j \leq N \quad (1.17)$$

Bu durum, A şablonunun merkez elemanının +1'den büyük olduğu anlamına gelmektedir.

1.9 Çok Katmanlı Hücresel Sinir Ağları

Tek katmanlı bir HSA yapısı çok katmanlı bir HSA yapısına durum değişkenlerinin etkileşimleri aynı katman üzerinde tutularak Chua ve Yang'ın (1988b) yayınında gösterildiği gibi genelleştirilebilir. Çok katmanlı bir HSA yapısı, $m \times M \times N$ tane hücreden oluşan çok katmanlı bir dizidir. Burada m yapıdaki katman sayısını göstermektedir. Genelde, her bir katman ayrı bir iş yapar. Çok katmanlı model, her bir hücre başına sadece bir durum değişkeni gösterebilen tek katmanlı modelin aksine her bir hücre için birden fazla durum değişkeni gösterebilmektedir (Örn. Her bir katman için bir değişken). Bunun yanı sıra, aynı hücrenin durum değişkenleri arasındaki etkileşim, hücreler arası etkileşim yerel (komşularla sınırlı) olarak kaldığı halde, tamamlanmış olabilir. Bu yorumda, her bir katman ayrı ayrı kendi sınır hücrelerine sahiptir. Anlatım kolaylığı açısından konvolüsyon operatörü kullanılırsa, çok katmanlı yapının dinamiklerini etkileyen durum denklemleri, (1.18)'de olduğu gibi kısa ve öz bir vektör formunda verilebilir:

$$\mathbf{C} \frac{d\mathbf{x}_{ij}(t)}{dt} = -\mathbf{R}^{-1} \mathbf{x}_{ij}(t) + \mathbf{A} * \mathbf{y}_{ij}(t) + \mathbf{B} * \mathbf{u}_{ij} + \mathbf{I} \quad (1.18)$$

$$1 \leq i \leq M; 1 \leq j \leq N$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} C_1 & & 0 & 0 \\ & \ddots & & \\ 0 & & & 0 \\ 0 & 0 & & C_m \end{bmatrix}; \mathbf{R} = \begin{bmatrix} R_{1x} & & 0 & 0 \\ & \ddots & & \\ 0 & & & 0 \\ 0 & 0 & & R_{mx} \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ . & . & 0 & & 0 \\ . & & . & 0 & 0 \\ . & & & . & 0 \\ \mathbf{A}_{m1} & . & . & . & \mathbf{A}_{mm} \end{bmatrix}; \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{11} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ . & . & 0 & & 0 \\ . & & . & 0 & 0 \\ . & & & . & 0 \\ \mathbf{B}_{m1} & . & . & . & \mathbf{B}_{mm} \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

$$\mathbf{x}_{ij} = \begin{bmatrix} x_{1ij} \\ . \\ . \\ . \\ x_{mij} \end{bmatrix}; \mathbf{y}_{ij} = \begin{bmatrix} y_{1ij} \\ . \\ . \\ . \\ y_{mij} \end{bmatrix}; \mathbf{u}_{ij} = \begin{bmatrix} u_{1ij} \\ . \\ . \\ . \\ u_{mij} \end{bmatrix}; \mathbf{I} = \begin{bmatrix} I_1 \\ . \\ . \\ . \\ I_m \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

Burada m , çok katmanlı hücresel yapıdaki durum değişkeni sayısını, başka bir deyişle katman sayısını göstermektedir. Bir matrisle bir vektör arasındaki konvolüsyon operatörü (*), bu operatörün matrisin her bir değeriyle vektörün her bir değeri arasına gelmesi koşuluyla matris çarpımına benzer düşünülebilir. $\mathbf{C}$ ve $\mathbf{R}$ 'nin diyagonal buna karşın $\mathbf{A}$ ve $\mathbf{B}$ 'nin blok üçgensel matrisler oldukları açıkça belli olmaktadır. $\mathbf{A}$ ve $\mathbf{B}$ matrislerinin yapısı bağlantıların sadece alt katmanlardan m . katmana doğru olduğunu ve diğer tarafa doğru bir bağlantı olmadığını göstermektedir.

Çok katmanlı HSA yapılarının en önemli özelliklerinden bir tanesi, HSA yapısının dinamikleri için cebrik ve diferansiyel denklemlerin birleşimi şeklinde ifade edilen bazı katmanlar için kapasitelerin sıfıra eşitlenmesiyle (ya da diğer değerlere göre çok küçük olanların tüm pratik durumlarda için sıfır olarak alınması) görülebilir. Bu, pratik problemlerin çözümü için HSA yapılarının tasarımında büyük bir esneklik sağlar.

1.10 Hücresel Sinir Ağlarının Uygulama Alanları

Bu bölüm bilinen bazı HSA uygulamalarının listesini vermektedir. Fakat literatürde yayınlanan çok sayıda uygulama ve artan hızı nedeniyle yetersiz kalacaktır. Ana uygulama alanlarının özeti şöyle verilebilir:

Görüntü işlemede, HSA yapıları hem ikili hem de gri tonlamalı resim girişleri ile şu

uygulamaları yapabilirler:

- Özellik çıkartma ve sınıflama.
- Hareket algılama, hareket tahmini ve hareket kontrolü.
- Obje sayma ve boyut tahmini.
- Görüntü zenginleştirme.
- Görüntü inceltme ve kalınlaştırma.
- Tonlama.
- Görüntü sıkıştırma ve açma.
- Gabor benzeri filtreleme.
- Radon Dönüşümü.

3 boyutlu yüzey analizinde HSA şu uygulamayı yapabilir:

- Minimum ve maksimumun algılanması

Kısmi türevli diferansiyel denklemlerin gerçek zamanda çözümü için HSA, örneğin şu uygulamalar için uygundur:

- Difüzyon denkleminin modellenmesi.
- Laplace denkleminin modellenmesi.
- Dalga denkleminin modellenmesi.

Bunların dışında, biyolojik görme ve diğer duylara ilişkin motor organların modellenmesi için de HSA yapısı uygulamalara açıktır.

1.11 HSA Yapılarının Ayrık Hale Getirilmesi ve Görüntü İşlemeye Uygulanması

HSA yapılarının görüntü işlemeye uygunluğu (1.3) ile verilen hücre diferansiyel denkleminin bir fark denklemi ile yaklaşıklığının yapılması sonucu görülebilir (Chua ve Yang, 1988a). Bunun yapılması amacıyla $t = nT$ olarak tanımlanıp (burada T sabit zaman adımıdır) ve $x_{ij}(t)$ 'nin türevi ileri fark yaklaşıklığı ile açılmaktadır.

$$\begin{aligned} \frac{1}{T} [x_{ij}((n+1)T) - x_{ij}(nT)] = & -x_{ij}(nT) + \\ & \sum_{C(k,l) \in N_{r_a}(i,j)} A(i,j;k,l) y_{kl}(nT) + \sum_{C(k,l) \in N_{r_a}(i,j)} B(i,j;k,l) u_{kl} + I \end{aligned} \quad (1.22)$$

$$1 \leq i \leq M, 1 \leq j \leq N$$

ve

$$y_{ij}(nT) = f(x_{ij}(nT)) = 0.5(|x_{ij}(nT) + 1| - |x_{ij}(nT) - 1|) \quad (1.23)$$

$$1 \leq i \leq M, 1 \leq j \leq N$$

Bölüm 1.4'te de bahsedildiği gibi, HSA yapısının statik kısmı (1.24)'teki gibi tanımlanabilir:

$$I_{ij} = \sum_{C(k,l) \in N_{r_a}(i,j)} B(i,j;k,l) u_{kl} + I \quad (1.24)$$

$$1 \leq i \leq M, 1 \leq j \leq N$$

Anlatım kolaylığı açısından T zaman adımının nT 'den atılıp (1.23) ve (1.24) denklemlerinin (1.22)'de yerine konulmasıyla fark denklemi (1.25) şeklinde elde edilebilir:

$$x_{ij}(n+1) = x_{ij}(n) + T \left[-x_{ij}(n) + \sum_{C(k,l) \in N_{r_a}(i,j)} A(i,j;k,l) f(x_{kl}(n)) + I_{ij} \right] \quad (1.25)$$

$$1 \leq i \leq M, 1 \leq j \leq N$$

(1.25) denklemi, $\mathbf{x}(\mathbf{n})$ ile verilen bir görüntünün $\mathbf{x}(\mathbf{n}+1)$ ile gösterilen başka bir görüntüye dönüşmesini sağlayan iki boyutlu bir filtre olarak yorumlanabilir. Bir adım filtreleme için, $x_{ij}(n+1)$ çıkış görüntüsünün piksel değerleri, $N_{r_a}(i,j)$ uygun komşuluğunda bulunan $x_{ij}(n)$ giriş görüntüsünün piksel değerlerinden doğrudan doğruya belirlenmektedir. Pratikte, bu komşuluk her zaman mümkün olabildiği kadar küçük seçilmektedir. Bu nedenle, bir adım filtre sadece görüntülerin yerel özelliklerini kullanabilir. Görüntünün global özelliklerinin önemli olduğu durumlarda, yapının geri besleme bağlantıları tarafından sağlanan propagasyon özelliği, bir adım filtrenin n kere iterasyonu aracılığıyla görüntüden ek global bilgi çıkarılması için kullanılabilir. n iterasyon sonunda, komşuluk bölgesi $N_{r_a}(i,j)$ 'den n kat büyük olur ve bu nedenle çıkış görüntüsünün piksel değerleri, giriş görüntüsünün daha büyük komşuluk bölgesi tarafından dolaylı olarak etkilenir. n iterasyon sayısı yeteri kadar büyük olduğunda komşuluk bölgesi; (i,j) ve r_a 'dan bağımsız olarak tüm görüntüyü kaplayacaktır.

Tüm bunlar sonucunda önemli bir sonuç olarak şu söylenebilir: İterasyonlu filtrelerin propagasyon özelliği; yakında bulunan komşuların uzaktakilere oranla daha fazla etkiye sahip olmalarını sağlayarak yerel özellikleri korurken; görüntülerdeki global özelliklerin de çıkartılmasını mümkün kılar.

1.12 Gri Tonlamalı Görüntü İşleme için Kullanılan Lineer HSA Yapısı

(1.3) ile verilen HSA durum denklemlerindeki çıkış non-lineerliği kaldırılırsa, bu tip HSA yapısı için bir hücrenin denklemi (1.26) şeklinde olacaktır.

$$\frac{dx_{ij}(t)}{dt} = -x_{ij}(t) + \sum_{C(k,l) \in N_{ra}(i,j)} A(i,j;k,l)x_{kl}(t) + \sum_{C(k,l) \in N_{ra}(i,j)} B(i,j;k,l)u_{kl} + I \quad (1.26)$$

Buradaki $-x_{ij}(t)$ ifadesi de A şablonunun içine dahil edilebilir, bu durumda sadece şablonun orta teriminden 1 çıkarılması gerekir. $M \times N$ pikselden oluşan gri tonlamalı bir görüntüyü $M \times N$ boyutlarında lineer bir HSA yapısı ile işlemek için resmin gri tonlarının değerleri uygun giriş aralığına $[-1,1]$ normalize edilmelidir (örn. beyaz -1, siyah +1, gri tonlar aralıkta şeklinde). Örneğin bu durumda hem lineer HSA yapısının girişlerinin hem de $x_{ij}(0)$ başlangıç durumunun giriş görüntüsü olarak ya da $u_{ij} = 0$ ve $x_{ij}(0)$ başlangıç durumunun giriş görüntüsü olarak alınması iki değişik alternatiftir. Lineer HSA yapısının parametreleri, yapının tamamen kararlı olmasını sağlayacak şekilde olduğu zaman geçici hal sona erdikten sonra durum bir denge noktasına erişecektir. Bu işlemin sonucunda elde edilecek olan çıkış görüntüsü de $M \times N$ tane çıkışa sahip gri tonlamalı bir çıkış görüntüsü olacaktır.

1.13 HSA Yapılarının Farklı Hallerde Kullanılabilirliği

HSA yapısı, bir görüntü işleme aracı olarak (1.27) gibi bir işlem yapmaktadır:

$$\left. \begin{matrix} x_{ij}(0) \\ u_{ij}(t) \end{matrix} \right\} \rightarrow y_{ij}(t) \quad (1.27)$$

Burada $x_{ij}(0)$ ve $u_{ij}(t)$ giriş görüntüsünü ve $y_{ij}(t)$ çıkış görüntüsünü ifade etmektedir. HSA tarafından yapılan bu işlem dinamik bir işlem olup şablonların ve $y_{ij}(t)$ çıkışının alındığı gerçek zamanın bir fonksiyonudur. HSA yapısı bir diferansiyel denklemin sürekli hal

çözümünü aradığı halde, görüntü işleme uygulamalarında bazı anlık ya da ara çözümler bazı ilginç sonuçları görsel hale getirmek için yeterli olabilir. Sistem denge konumuna erişmeden önce çıkış alınarak, durumların geçici hallerinden birçok veri elde edilebilir. Bunun sonucunda genellikle $y_{ij}(t)$ çıkışı için HSA yapısının iki çalışma hali tanımlanmaktadır:

- i) Sürekli halde çalışma hali (ya da DC sürekli hal çıkışı $\lim_{t \rightarrow \infty} y_{ij}(t)$): yapı, kararlı bir denge noktasına eriştiğinde $y_{ij}(t)$ çıkışı alınır.
- ii) Geçici halde çalışma hali (ya da anlık çıkış): verilen bir $t = t_1$ anında $y_{ij}(t_1)$ çıkışı alınır.

2. GAUSS VE GABOR BENZERİ FİLTRELERE FARKLI BİR BAKIŞ

2.1 Gauss Benzeri Filtreler

Bu bölümde Gauss benzeri filtrelerin bilinen genel yapısının tekrarı verilecektir, ayrıca bu filtrelerin HSA yapısı da ele alınacaktır (Shi, 1998).

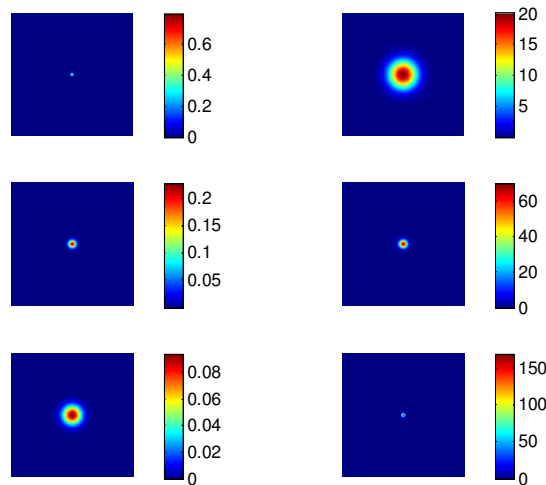
2.1.1 Genel Yapı

İki boyutlu uzaysal Gauss filtresi alçak geçiren bir filtre olup sürekli impuls ve frekans yanıtlarının ifadeleri sırasıyla (2.1) ve (2.2) ile verilebilir:

$$h_{GS}(x, y) = e^{-\left[\frac{1}{2\pi\sigma^2}(x^2 + y^2)\right]}, \quad (x, y) \in (-\infty, \infty)^2 \quad (2.1)$$

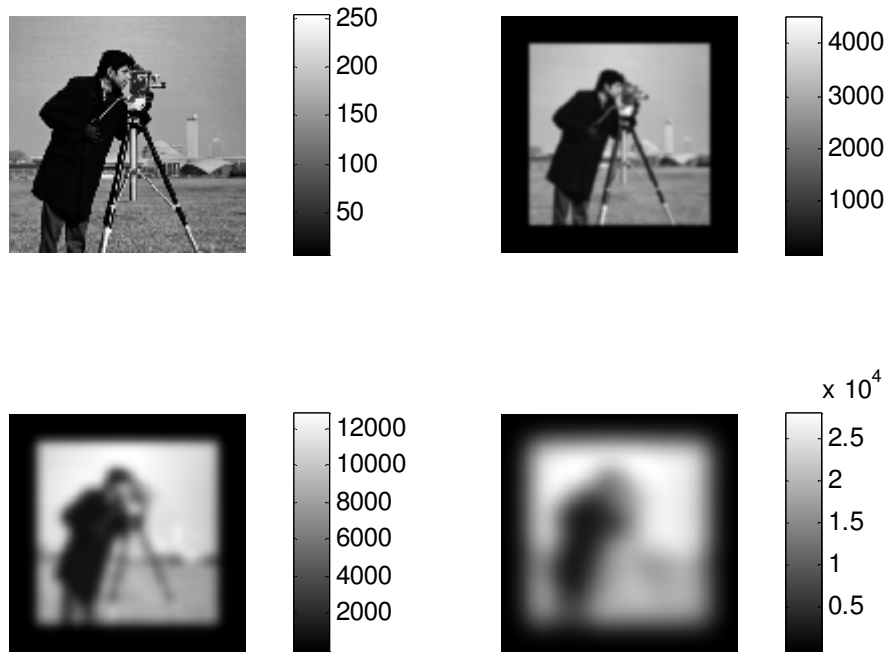
$$H_{GS}(j\Omega_x, j\Omega_y) = e^{-\left[2\pi\sigma^2(\Omega_x^2 + \Omega_y^2)\right]}, \quad (\Omega_x, \Omega_y) \in (-\infty, \infty)^2 \quad (2.2)$$

Burada σ büyüklüğü bant genişliği parametresi olup büyüdükçe bant genişliği daralacaktır ve bu sayede daha keskin bir alçak geçiren filtre elde edilmiş olacaktır. İmpuls yanıtı açısından düşünülürse bu parametre büyüdükçe impuls yanıtının uzaydaki yayılımı artacaktır. Değişik σ değerleri için impuls yanıtlarının ve frekans yanıtlarının genliklerinin şekilleri şekil 2.1 ile verilmiştir:



Şekil 2.1 Çeşitli bant genişlikleri için Gauss filtresinin impuls yanıtları (soldakiler) ve onlara karşı düşen frekans yanıtlarının genlikleri (sağdakiler), σ yukarıdan aşağıya büyümektedir.

Bu filtrenin bir resim üzerine uygulanması sonucu bant genişliği daraldıkça, başka bir deyişle impuls yanıtının uzaydaki yayılımı arttıkça, filtreleme işlemi uzayda konvolüsyona karşılık düştüğünden resmin her bir pikseli diğer piksellerde ele alınarak işleneceğinden ayrıntılar kaybedilecektir ve bunun sonucunda keskin bir alçak geçiren filtreleme etkisi görülecektir. Tersî durumda ise filtrenin bant genişliği artacak, başka bir deyişle impuls yanıtının uzayda yayılımı azalacağından, resmin her bir pikselinin diğer piksellerle olan ilişkisi azalacağından ayrıntılar zayıflamış da olsa ortaya çıkacaktır ve bu durumda giriş resmindeki belirginliğe yaklaşılabilecektir. Şekil 2.2’de bir görüntü üzerinde farklı bant genişlikleriyle elde edilen sonuçların şekilleri giriş görüntüsü ile birlikte yer almaktadır:

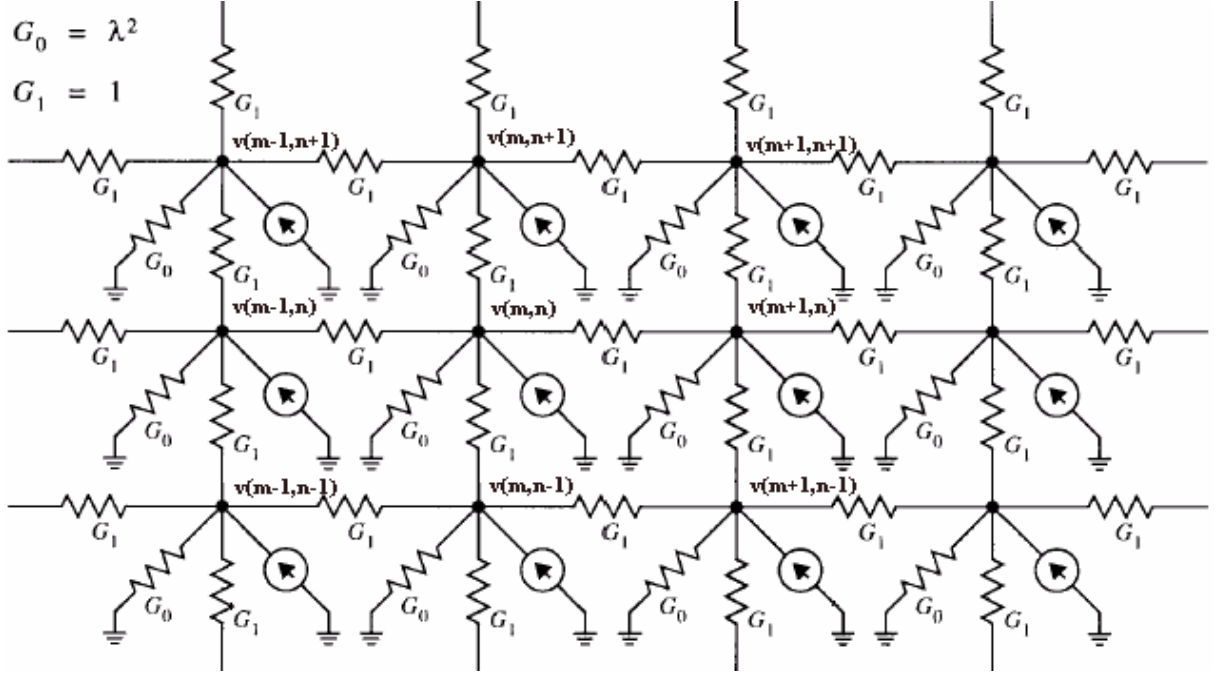


Şekil 2.2 Giriş görüntüsü (sol üst köşe) ve farklı bant genişliklerinde Gauss filtreleri için çıkış görüntüleri

2.1.2 HSA Yapısı

Lineer ve şablonları uzaydan bağımsız 3×3 'lük ya da başka bir deyişle 1-komşuluklu HSA yapısı ele alındığında şekil 2.3'te verilen devreden yola çıkılarak alçak geçiren bir filtre karakteristiği elde edilecektir ki bu da sürekli uzayda Gauss filtresinin bir HSA yaklaşımıdır. HSA denklemi (2.3) ifadesiyle ele alınsın:

$$\frac{dx_{ij}}{dt} = -x_{ij} + A \otimes X_{ij} + B \otimes U_{ij} + I \quad (2.3)$$



Şekil 2.3 Gauss filtresinin devre yapısı (Shi, 1998)

Şekil 2.3'te $v(m, n)$ düğümüne K.A.Y uygulanması sonucu elde edilen geri-besleme ve giriş şablonları (2.4) şeklinde ifade edilebilirler:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & G_1 & 0 \\ G_1 & -(G_0 + 4G_1) + 1 & G_1 \\ 0 & G_1 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & G_0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$G_0 = \lambda$ ve $G_1 = 1$ için şablonlar,

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & -(\lambda^2 + 3) & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

şeklini alacaktır. Herhangi bir eşik değeri olmadığı için $I = 0$ alınmıştır. Şablonlardan elde edilen frekans yanıtının ifadesi fark denkleminin Fourier dönüşümü alınarak (2.6) şeklinde verilebilir:

$$H_{GS}(e^{j\omega_y}, e^{j\omega_x}) = \frac{\lambda^2}{4 + \lambda^2 - 2 \cdot \cos(\omega_x) - 2 \cdot \cos(\omega_y)} \quad (2.6)$$

Görüldüğü gibi (2.6) ifadesi ayrık bir frekans yanıtıdır. Buradaki λ parametresi bant genişliğini göstermekte olup bant genişliği ile doğru orantılıdır bir başka deyişle λ büyüdükçe bant genişliği artacaktır.

2.2 Doğrultusu ve Bant Genişliği Ayarlanabilen İki Boyutlu Gauss Benzeri Filtreler

Bu bölümde ise iki boyutlu uzaysal Gauss filtresinin nasıl doğrultusunun ve bant genişliğinin ayarlanabilen hale nasıl getirildiği anlatılıp özyinelemeli yaklaşım adı verilen bu yaklaşımın HSA yapısının nasıl elde edildiği anlatılacaktır (Ip vd., 2005a). Bu yapı kullanılarak elde edilen simülasyon sonuçları verilecektir.

2.2.1 Doğrultusu ve Bant Genişliği Ayarlanabilen Filtrenin Genel Yapısı

İki boyutlu Gauss filtresinin özyinelemeli yaklaşımından yararlanılarak doğrultusu ve bant genişliği ayarlanabilen bir alçak geçiren filtre elde etmek amacıyla şu adımlar uygulanmalıdır (Ip vd., 2005a):

Öncelikle iki boyutlu Gauss filtresinin sürekli frekans yanıtının x ve y yönünde bant genişliğinin ölçeğinin ayarlanabilmesi için frekans yanıtından yola çıkılarak bu frekans yanıtı (2.7) şeklinde ifade edilmelidir:

$$G(\Omega_x', \Omega_y') = e^{-\left(\psi \Omega_x'^2 + \xi \Omega_y'^2\right)}, \quad (\Omega_x', \Omega_y') \in (-\infty, \infty)^2 \quad (2.7)$$

Burada ψ ve ξ , bant genişliğinin ölçeğini ayarlayan parametrelerdir.

Buradan da görüldüğü gibi Gauss filtresinin frekans yanıtının bant genişliğinin ölçeği ayarlanabilmekte olup doğrultusu ayarlanamamaktadır. Bu nedenle frekans yanıtının Ω_x ve Ω_y eksenlerine göre döndürülmüş hale getirmek kısacası doğrultusunu ayarlanabilir hale getirmek için (2.8) ile verilen iki boyutlu dönüşüm uygulansın:

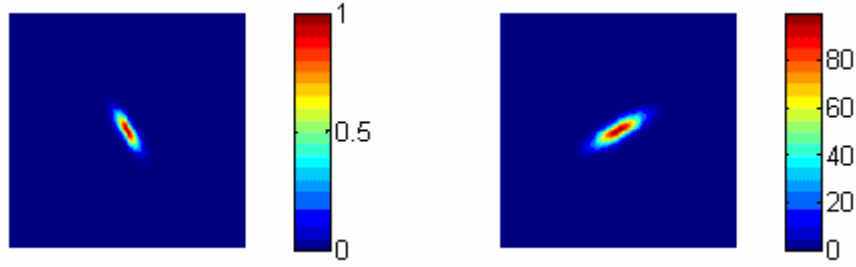
$$\begin{aligned} \Omega_x &= \Omega_x' \cos \theta - \Omega_y' \sin \theta \\ \Omega_y &= \Omega_x' \sin \theta + \Omega_y' \cos \theta \end{aligned} \quad (2.8)$$

Burada θ açısının pozitif yönü saat yönü olmaktadır. (2.7)'ye (2.8) uygulandığında

(2.9)'daki frekans yanıtı elde edilmiştir:

$$G'(\Omega_x, \Omega_y) = e^{-\left(\psi \cos^2 \theta + \xi \sin^2 \theta\right) \Omega_x^2 + \left(\frac{\psi - \xi}{2}\right) \sin 2\theta \Omega_x \Omega_y - \left(\xi \cos^2 \theta + \psi \sin^2 \theta\right) \Omega_y^2} \quad (2.9)$$

ψ ve ξ , bant genişliğinin ölçeğini ayarlayan parametrelere ek olarak θ açısı parametresiyle de doğrultu ayarlanabilir hale gelmiştir. $\psi=10$, $\xi=100$, $\theta=\pi/3$ için impuls yanıtının ve frekans yanıtının genliğinin şekilleri şekil 2.4 ile verilmiştir.



Şekil 2.4 Doğrultusu ve bant genişliği ayarlanabilen Gauss filtresinin impuls yanıtı (solda) ve frekans yanıtının genliği (sağda)

2.2.2 HSA Yapısı ve Elde Edilişi

2.2.1'de elde edilen (2.9) ifadesiyle verilen frekans yanıtının filtreleme işlemi yaptığı (2.10)'daki frekans domenini ifadesinden görülmektedir (Ip vd., 2005a):

$$S(\Omega_x, \Omega_y) = G'(\Omega_x, \Omega_y) E(\Omega_x, \Omega_y) \quad (2.10)$$

(2.10) ile verilen ifadede $S(\Omega_x, \Omega_y)$ ve $E(\Omega_x, \Omega_y)$ sırasıyla sistem çıkışı ve girişidir. Doğrultusu ve bant genişliği ayarlanabilen Gauss filtresinin öz yinelemeli yaklaşımını elde edebilmek için $G'(\Omega_x, \Omega_y)$ frekans yanıtının çarpmaya göre tersinden yararlanılmıştır. Bu ters fonksiyon $G^D(\Omega_x, \Omega_y)$ şeklinde gösterilmiş olup (2.11) ile verilmiştir:

$$G^D(\Omega_x, \Omega_y) = e^{\left(\psi \cos^2 \theta + \xi \sin^2 \theta\right) \Omega_x^2 - \left(\frac{\psi - \xi}{2}\right) \sin 2\theta \Omega_x \Omega_y + \left(\xi \cos^2 \theta + \psi \sin^2 \theta\right) \Omega_y^2} \quad (2.11)$$

Ω_x ve Ω_y 'nin bir fonksiyonu olan (2.7)'nin herhangi bir noktada sıfır değerini almaması dolayısıyla $(0,0)$ noktasında $G^D(\Omega_x, \Omega_y)$ 'nin güç serisi açılımı yapılabilir. Bu

açılım da 3. dereceden terimden itibaren kesilirse (2.13)'teki G^a fonksiyonu $G^D(\Omega_x, \Omega_y)$ 'nin bir yaklaşıklığı olarak elde edilmektedir:

$$G^D(\Omega_x, \Omega_y) = G^D_{\Omega_x=\Omega_y=0} + \left[\Omega_x \frac{\partial}{\partial \Omega_x} + \Omega_y \frac{\partial}{\partial \Omega_y} \right] G^D_{\Omega_x=\Omega_y=0} + \frac{1}{2!} \left[\Omega_x \frac{\partial}{\partial \Omega_x} + \Omega_y \frac{\partial}{\partial \Omega_y} \right]^2 G^D_{\Omega_x=\Omega_y=0} + \dots \quad (2.12)$$

$$G^D(\Omega_x, \Omega_y) \approx G^a = (\psi \cos^2 \theta + \xi \sin^2 \theta) \Omega_x^2 + \frac{1}{2} (\xi - \psi) \Omega_x \Omega_y \sin 2\theta + (\xi \cos^2 \theta + \psi \sin^2 \theta) \Omega_y^2 + 1 \quad (2.13)$$

(2.10) denkleminin verilen filtrelemedeki ideal doğrultusu ve ölçeği ayarlanabilen Gauss frekans yanıtının yaklaşıklığı, böylece rasyonel bir frekans yanıtına sahip bir sistemle yukarıdaki şekilde sağlanabilmektedir. Bu filtreleme işlemi ise (2.14) ile verilen şekilde gösterilebilir:

$$S(\Omega_x, \Omega_y) = \frac{1}{G^a(\Omega_x, \Omega_y)} E(\Omega_x, \Omega_y) \quad (2.14)$$

(2.14) ifadesinde (2.13) yerine konularak düzenlenip ters Fourier dönüşümü alındığında ise (2.15)'teki diferansiyel denklem elde edilir:

$$\left\{ 1 + (\psi \cos^2 \theta + \xi \sin^2 \theta) \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{1}{2} (\xi - \psi) \sin 2\theta \frac{\partial^2}{\partial xy} + (\xi \cos^2 \theta + \psi \sin^2 \theta) \frac{\partial^2}{\partial y^2} \right\} s_{x,y} = e_{x,y} \quad (2.15)$$

Bu diferansiyel denklem ile verilen sistem filtreleme işleminin bir yaklaşıklığıdır. (2.15) ile verilen ifadede sürekli türevler yer almaktadır. Bu nedenle bu türevlere (2.16) ile verilen sonlu farklar yaklaşıklıkları uygulanmıştır:

$$\frac{\partial s}{\partial v} = \frac{s(v+1) - s(v)}{T_v}, \quad \frac{\partial^2 s}{\partial v^2} \approx \frac{s(v+1) - 2s(v) + s(v-1)}{T_v^2}, \quad v = n, m \quad (2.16)$$

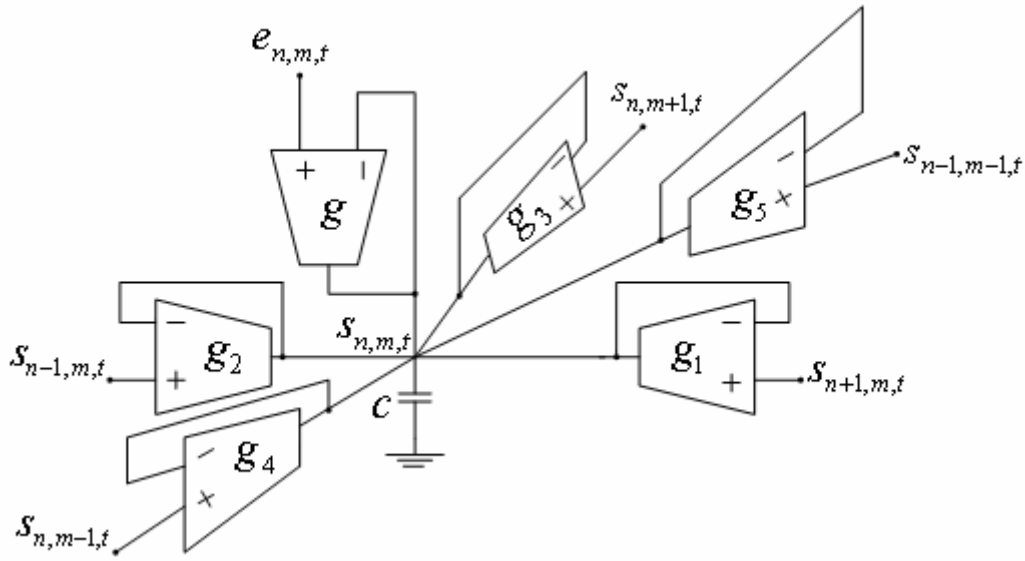
Burada $T_n = T_m = 1$ alındıktan sonra (2.15) bir fark denklemi haline gelecektir. Bu fark denkleminin iki boyutlu z-dönüşümü alınarak (2.17) ile verilen (2.9)'un ayrık yaklaşıklığı

elde edilmiştir.

$$\frac{S_{z_n, z_m}}{E_{z_n, z_m}} = 1 / \left\{ 1 + 2C_1 + 2C_3 - C_2 - (C_1 - C_2)z_n^{-1} - C_1z_n^{+1} - (C_3 - C_2)z_m^{-1} - C_3z_m^{+1} - C_2z_n^{-1}z_m^{-1} \right\} \quad (2.17)$$

$$\begin{aligned} C_1 &= \psi \cos^2 \theta + \xi \sin^2 \theta \\ C_2 &= 0.5(\xi - \psi) \sin 2\theta \\ C_3 &= \xi \cos^2 \theta + \psi \sin^2 \theta \end{aligned} \quad (2.18)$$

Elde edilen HSA yapısı şekil 2.5 ile verilmiştir.



Şekil 2.5 Doğrultusu ve bant genişliği ayarlanabilen Gauss benzeri filtrenin HSA yapısı (Ip vd., 2005a)

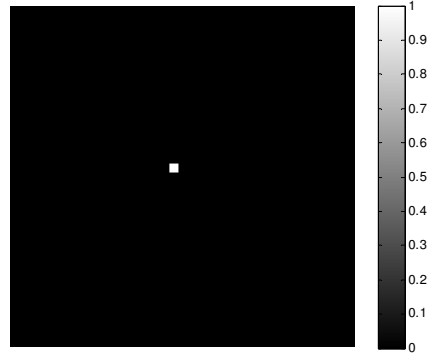
2.2.3 Simülasyon Sonuçları

(2.15)'ten (2.16) kullanılarak elde edilen fark denkleminin (2.3) ile verilen HSA denkleminin şekline getirilmesi sonucu elde edilen geri-besleme ve giriş şablonları (2.19) ile verilen şekilde olacaktır:

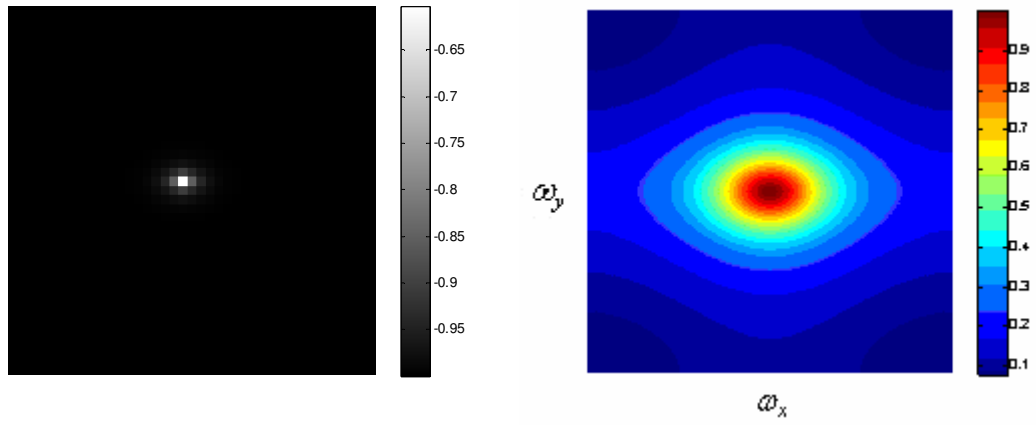
$$A = \begin{bmatrix} C_2 & (C_1 - C_2) & 0 \\ (C_3 - C_2) & (C_2 - 2C_1 - 2C_3) & C_3 \\ 0 & C_1 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Bu şablonlar kullanılarak yapılan simülasyonlar sonucu elde edilen birim örnek yanıtları ve (2.17) ifadesinden elde edilen frekans yanıtlarının genlikleri bant genişliğinin çeşitli ölçek ve

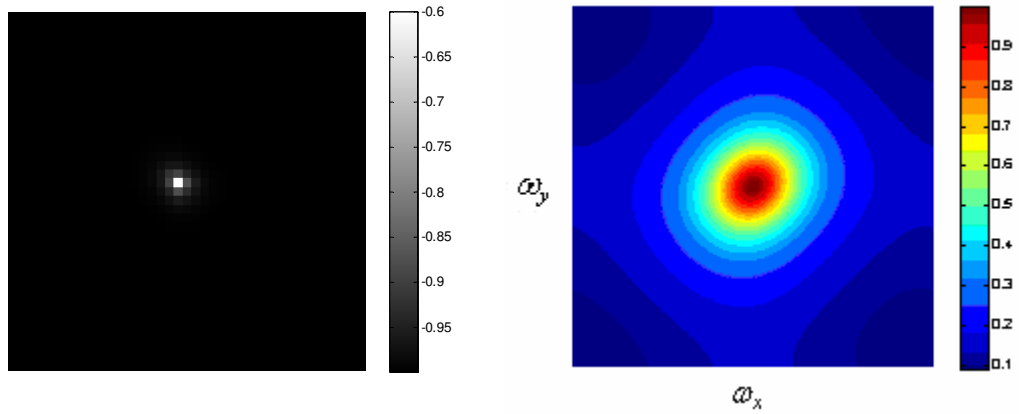
doğrultu parametreleriyle çizdirilmiştir. 41x41'lik bir görüntüden elde edilen sonuçlar şekil 2.6'da verilmiştir:



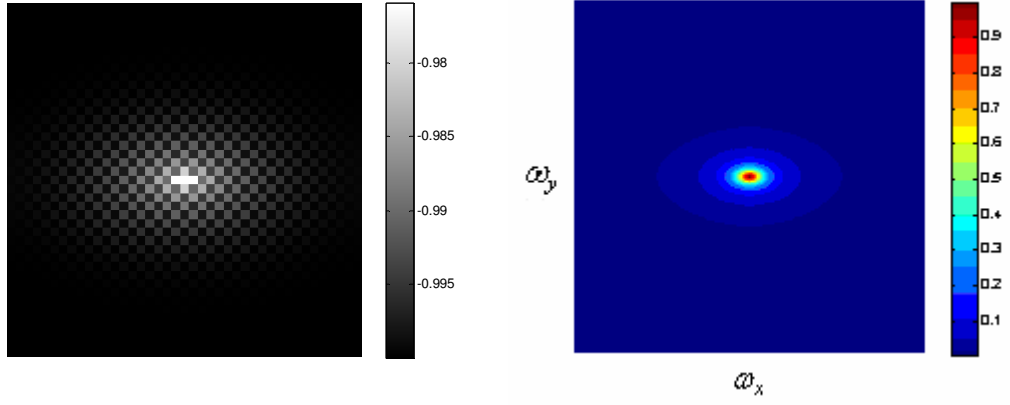
Şekil 2.6 41X41'lik sabit giriş görüntüsü



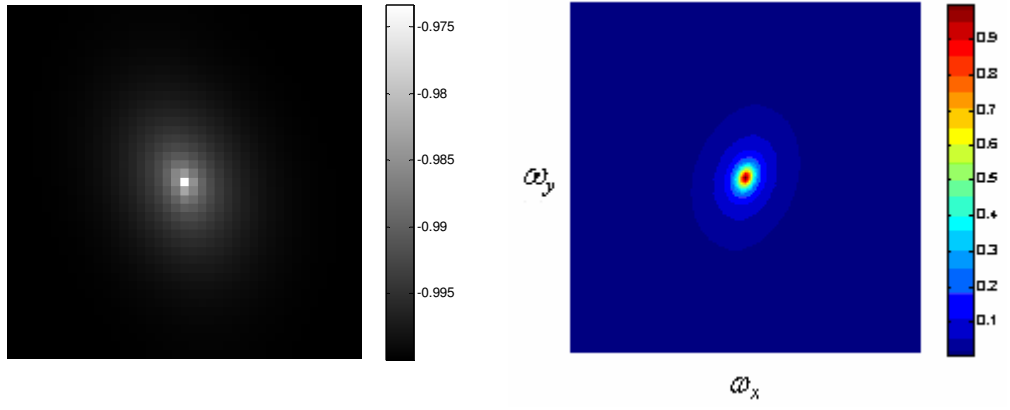
Şekil 2.7 $\psi = 1$, $\xi = 2$, $\theta = 0$ için birim örnek yanıtı (solda) ve frekans yanıtının genliği



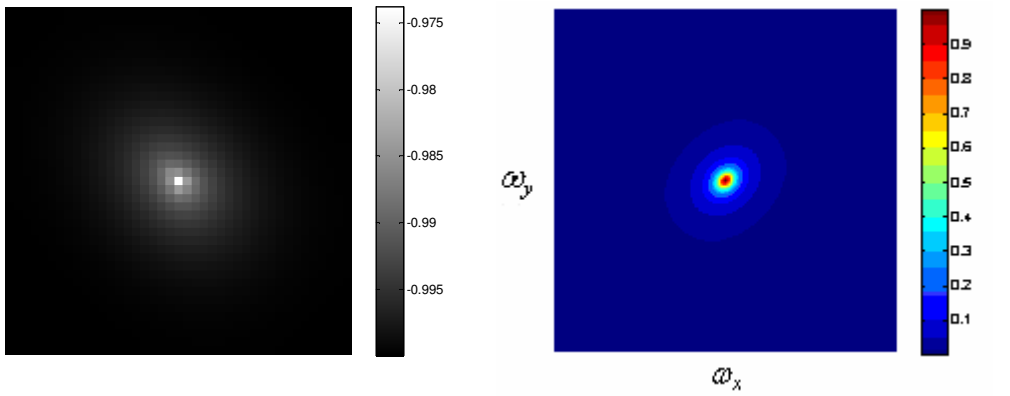
Şekil 2.8 $\psi = 1$, $\xi = 2$, $\theta = \pi/4$ için birim örnek yanıtı (solda) ve frekans yanıtının genliği



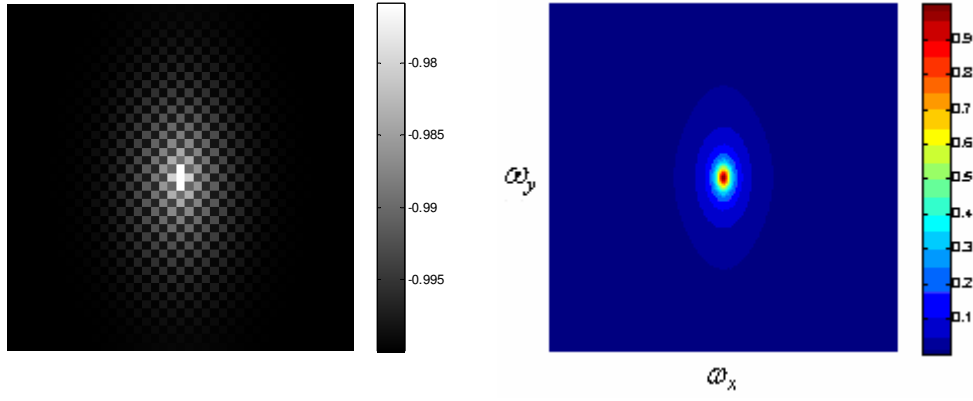
Şekil 2.9 $\psi = 25$, $\xi = 75$, $\theta = 0$ için birim örnek yanıtı (solda) ve frekans yanıtının genliği



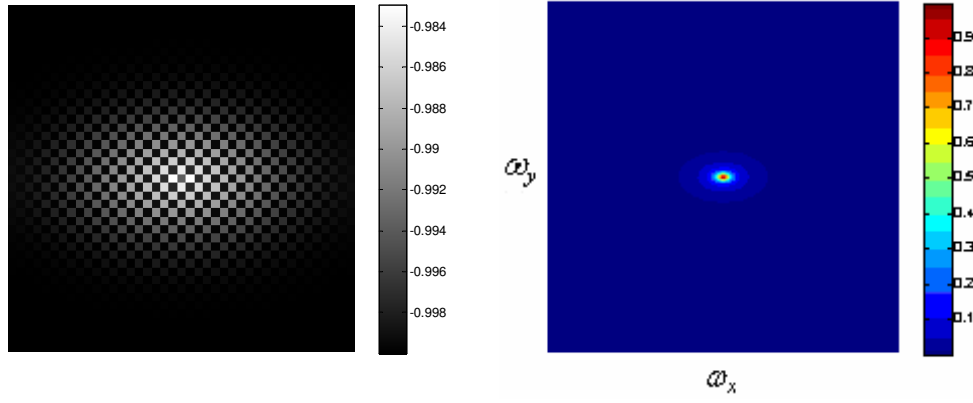
Şekil 2.10 $\psi = 25$, $\xi = 75$, $\theta = \pi/3$ için birim örnek yanıtı (solda) ve frekans yanıtının genliği



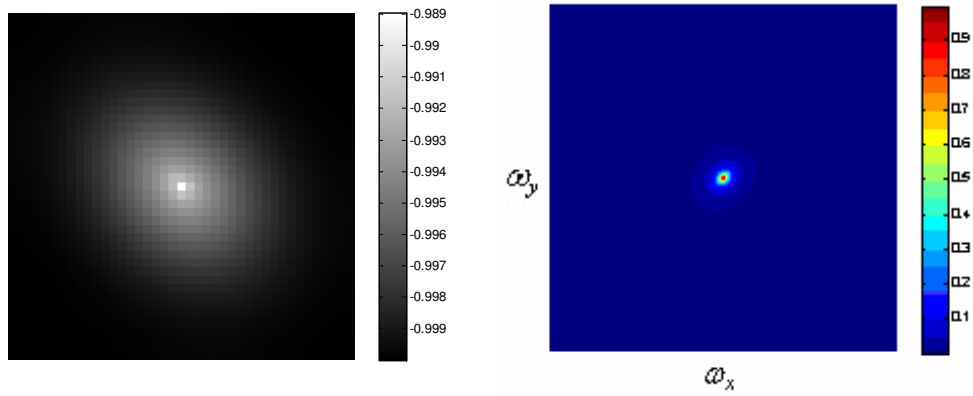
Şekil 2.11 $\psi = 25$, $\xi = 75$, $\theta = \pi/4$ için birim örnek yanıtı (solda) ve frekans yanıtının genliği



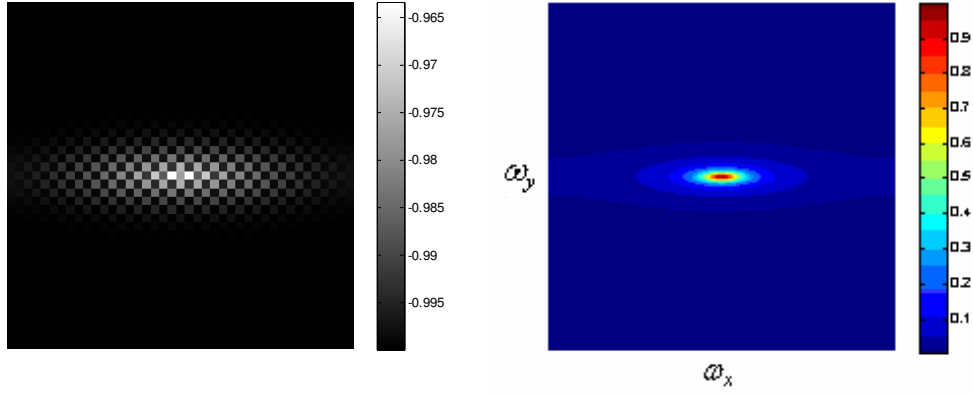
Şekil 2.12 $\psi = 25$, $\xi = 75$, $\theta = \pi/2$ için birim örnek yanıtı (solda) ve frekans yanıtının genliği



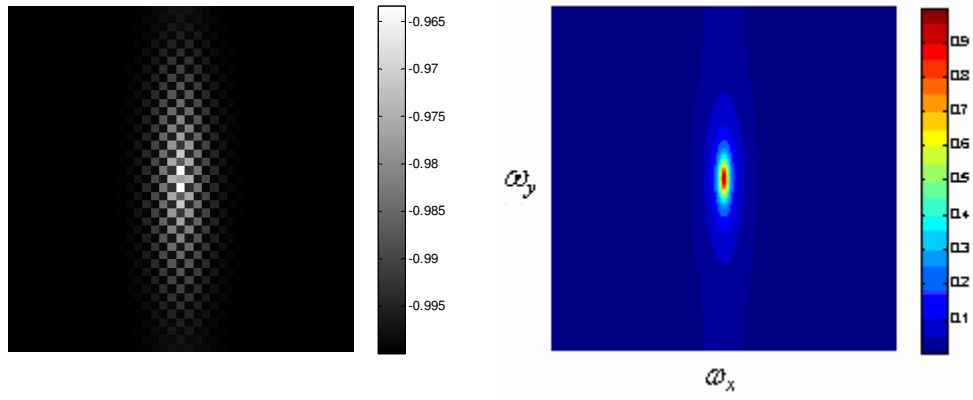
Şekil 2.13 $\psi = 100$, $\xi = 300$, $\theta = 0$ için birim örnek yanıtı (solda) ve frekans yanıtının genliği



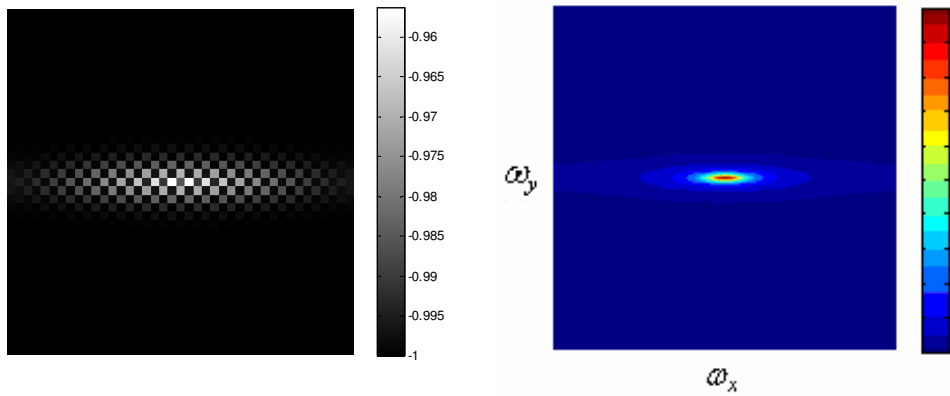
Şekil 2.14 $\psi = 100$, $\xi = 300$, $\theta = \pi/4$ için birim örnek yanıtı (solda) ve frekans yanıtının genliği



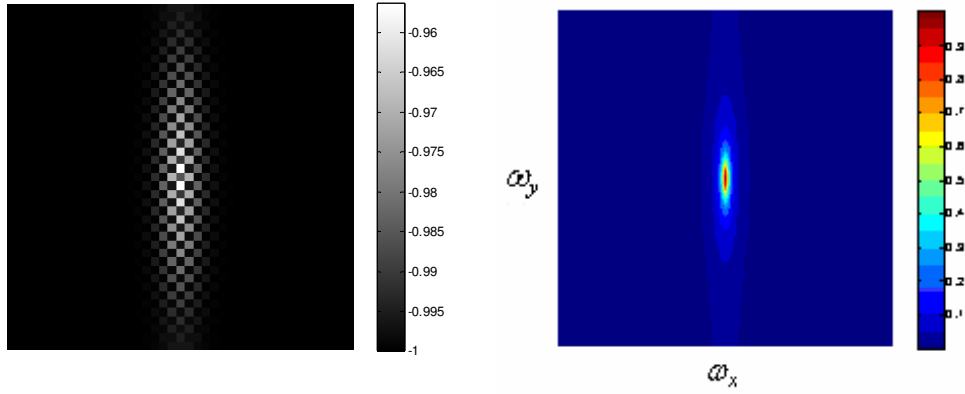
Şekil 2.15 $\psi = 10$, $\xi = 150$, $\theta = 0$ için birim örnek yanıtı (solda) ve frekans yanıtının genliği



Şekil 2.16 $\psi = 10$, $\xi = 150$, $\theta = \pi/2$ için birim örnek yanıtı (solda) ve frekans yanıtının genliği



Şekil 2.17 $\psi = 10$, $\xi = 300$, $\theta = 0$ için birim örnek yanıtı (solda) ve frekans yanıtının genliği



Şekil 2.18 $\psi = 10$, $\xi = 300$, $\theta = \pi/2$ için birim örnek yanıtı (solda) ve frekans yanıtının genliği

Bu çıkan sonuçlardan ψ ve ξ büyüdükçe impuls yanıtının yayılımının arttığı görülmektedir. Ayrıca, frekans yanıtının dönmüş olarak görünmesinin nedeni θ açısının Ω_x ve Ω_y eksen takımını pozitif yönde döndürmesinin bir sonucu olmaktadır.

Bunun yanı sıra başka bir görüntü ve parametrelerin değişimine göre elde edilen sonuçlar ise aşağıda verilmiştir:



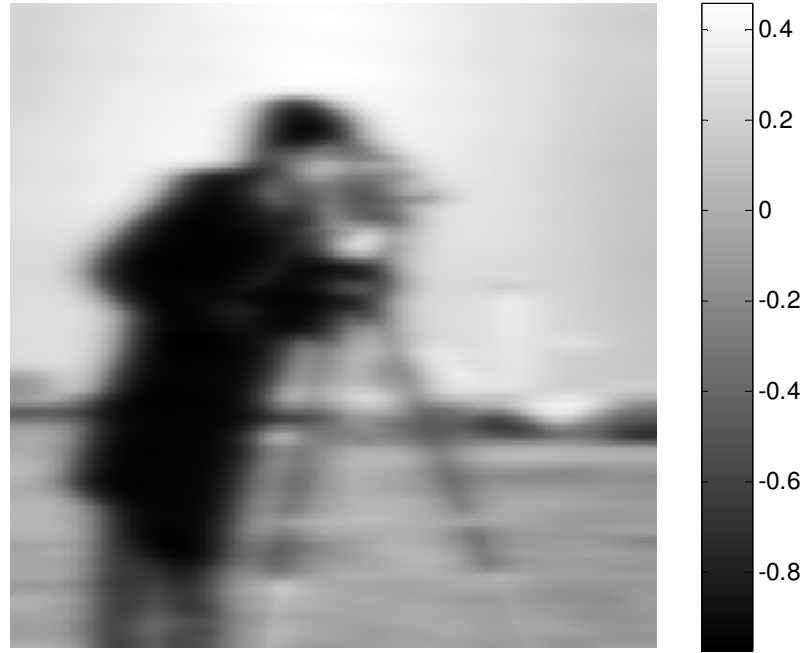
Şekil 2.19 256X256'lık giriş görüntüsü



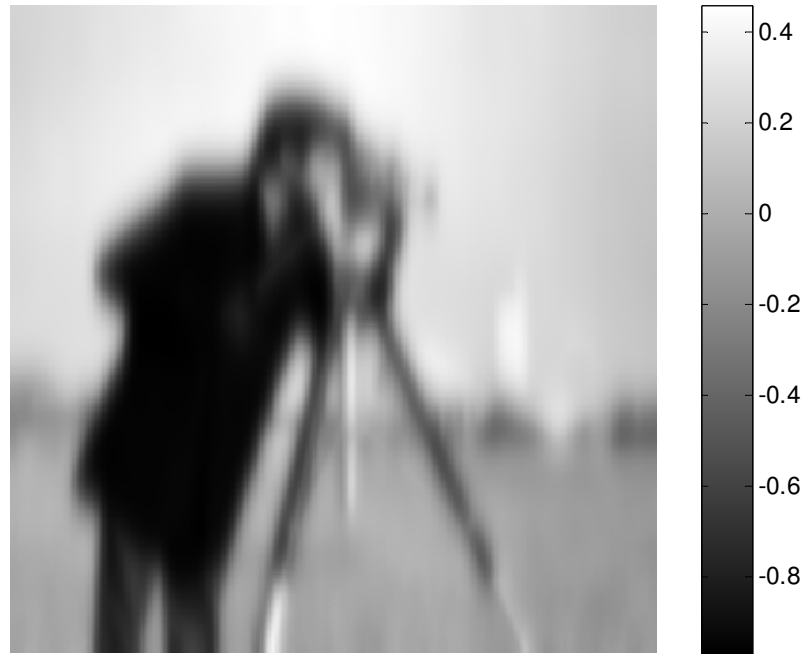
Şekil 2.20 $\psi = 1$, $\xi = 2$, $\theta = 0$ için çıkış görüntüsü



Şekil 2.21 $\psi = 1$, $\xi = 2$, $\theta = \pi/2$ için çıkış görüntüsü



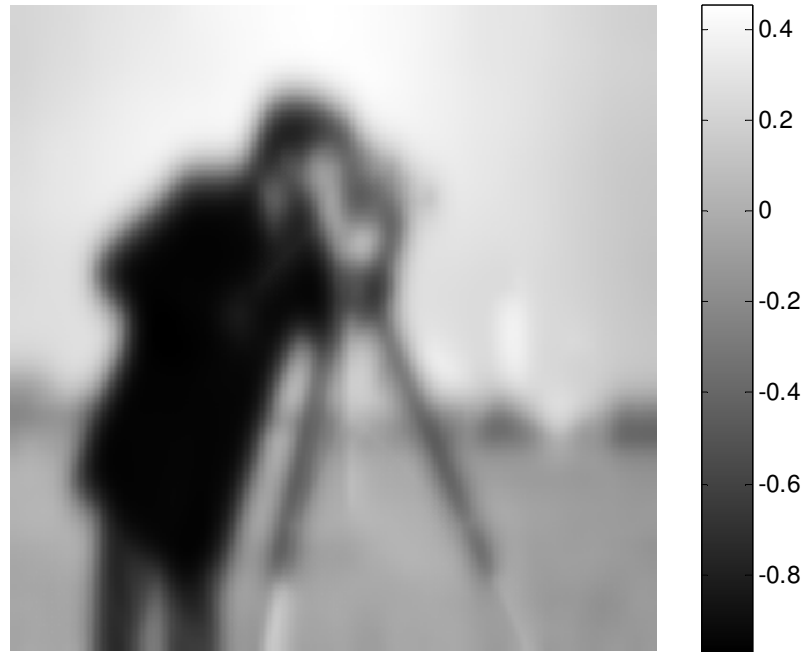
Şekil 2.22 $\psi = 10$, $\xi = 150$, $\theta = 0$ için çıkış görüntüsü



Şekil 2.23 $\psi = 10$, $\xi = 150$, $\theta = \pi/2$ için çıkış görüntüsü



Şekil 2.24 $\psi = 50$, $\xi = 150$, $\theta = 0$ için çıkış görüntüsü



Şekil 2.25 $\psi = 50$, $\xi = 150$, $\theta = \pi/2$ için çıkış görüntüsü

Bu sonuçlardan, görüntü üzerinde ayarlanabilen bir yumuşatma sağlandığı bir başka deyişle eliptik hale gelen Gauss benzeri filtrenin döndürülerek ve bant genişliği ölçeklenerek ayarlı bir alçak geçiren filtreleme sağlandığı görülmüştür.

2.3 Gabor Benzeri Filtreler ve Bazı Kullanım Alanları

Bu bölümde Gabor benzeri filtrelerin genel yapısının tekrarı ve HSA yapısı anlatılacaktır (Shi, 1998). Bunun yanı sıra bazı uygulamalarına örnekler verilecektir.

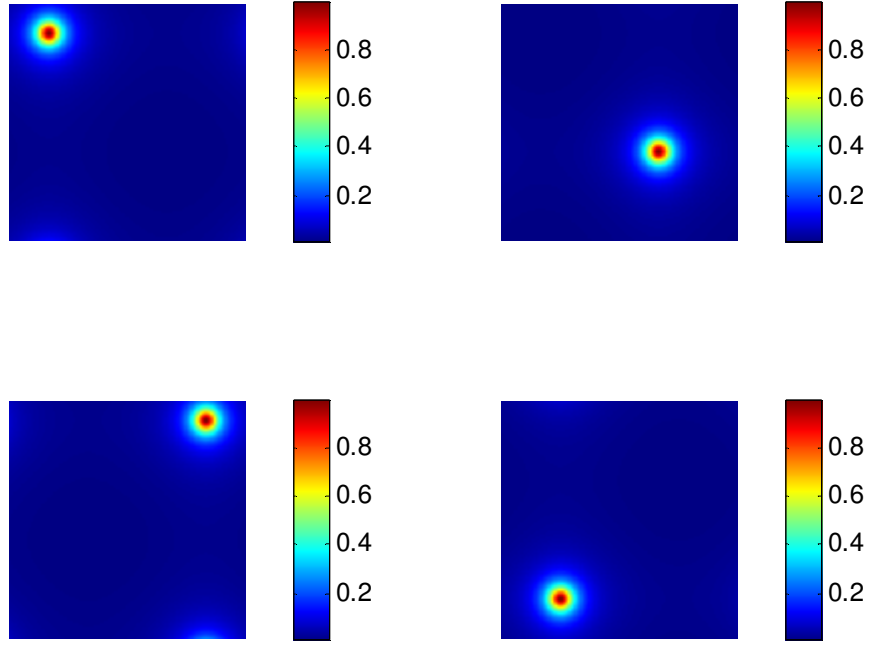
2.3.1 Genel Yapı

Bilindiği gibi Gabor filtresi uzaysal bant geçiren bir filtre olup bölüm 2.1’de verilen Gauss filtresinin merkezinin frekans domeninde orijinden başka bir $(\Omega_{x_0}, \Omega_{y_0})$ noktasına ötelenmesiyle elde edilir. Bu durumda elde edilen sürekli impuls yanıtı ve frekans yanıtının ifadeleri sırasıyla (2.20) ve (2.21) ile verilebilir:

$$h_{GB}(x, y) = h_{GS}(x, y) \cdot e^{j[\Omega_{x_0} \cdot x + \Omega_{y_0} \cdot y]}, \quad (x, y) \in (-\infty, \infty)^2 \quad (2.20)$$

$$H_{GB}(j\Omega_x, j\Omega_y) = e^{-\left[2\pi\sigma^2 \left((\Omega_x - \Omega_{x_0})^2 + (\Omega_y - \Omega_{y_0})^2 \right)\right]}, \quad (\Omega_x, \Omega_y) \in (-\infty, \infty)^2 \quad (2.21)$$

Görüldüğü gibi frekans yanıtındaki ötelemenin impuls yanıtına etkisi karmaşık bir sayıyla çarpım olmuştur kısacası impuls yanıtı reel olmamakla birlikte frekans yanıtı reeldir. σ bant genişliği parametresine ek olarak (Ω_x, Ω_y) ’de ötelenme miktarı olan $(\Omega_{x_0}, \Omega_{y_0})$ parametreleri de ek olarak gelmiştir. Bu parametrelerin değişimine göre çeşitli frekans yanıtlarının genlikleri şekil 2.26’da verilmiştir.



Şekil 2.26 Bant genişlikleri sabit olan Gabor filtrelerinin çeşitli ötelenme miktarlarına göre frekans yanıtlarının genlikleri

2.3.2 HSA Yapısı

Gabor filtresinin Gabor benzeri filtre olarak (2.3) ile verilen uzayda ayırık HSA yapısı ile gerçekleştirilebilmesi için (2.5) ile verilen şablonlardan geri besleme şablonu A 'nın elemanları $a_{m,n}$ olarak alınırsa ve bunların yerine $a_{m,n} \cdot e^{j\omega_{x_0}m} e^{j\omega_{y_0}n}$ alınırsa (2.22)'deki şablonlar elde edilecektir. Bunlar da Gabor benzeri filtrenin şablonları olmaktadır.

$$A = \begin{bmatrix} 0 & e^{j\omega_{x_0}} & 0 \\ e^{j\omega_{y_0}} & -(\lambda^2 + 3) & e^{-j\omega_{y_0}} \\ 0 & e^{-j\omega_{x_0}} & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Burada da herhangi bir eşik değeri olmadığı için $I = 0$ alınmıştır. Lineer durum için frekans yanıtı, A şablonu ile X 'in B şablonu ile U 'nun çarpılıp toplanması sonucu elde edilen fark denkleminde yararlanılarak z-dönüşümüne ve buradan da Fourier dönüşümüne geçilmesiyle elde edilir. Bu durumda çarpımların toplamı olarak yapılan matrisel işlemin sonucu;

$$\begin{aligned}
& -(4 + \lambda^2) \cdot X(m, n) + e^{j\omega_{x0}} \cdot X(m, n-1) + e^{-j\omega_{x0}} \cdot X(m, n+1) + e^{j\omega_{y0}} \cdot X(m-1, n) \\
& + e^{-j\omega_{y0}} \cdot X(m+1, n) + \lambda^2 \cdot U(m, n) = 0
\end{aligned} \tag{2.23}$$

şeklinde bir fark denklemdir. Buradan her iki tarafın z-dönüşümü alınır;

$$\begin{aligned}
& -(4 + \lambda^2) \cdot X(z_y, z_x) + e^{j\omega_{x0}} \cdot X(z_y, z_x) \cdot z_x^{-1} + e^{-j\omega_{x0}} \cdot X(z_y, z_x) \cdot z_x + \\
& + e^{j\omega_{y0}} \cdot X(z_y, z_x) \cdot z_y^{-1} + e^{-j\omega_{y0}} \cdot X(z_y, z_x) \cdot z_y + \lambda^2 \cdot U(z_y, z_x) = 0
\end{aligned} \tag{2.24}$$

haline gelecektir, bu denklemde $z_x = e^{j\omega_x}$, $z_y = e^{j\omega_y}$ alındığında;

$$\begin{aligned}
& -(4 + \lambda^2) \cdot X(z_y, z_x) + e^{-j(\omega_x - \omega_{x0})} \cdot X(z_y, z_x) + e^{j(\omega_x - \omega_{x0})} \cdot X(z_y, z_x) + \\
& + e^{-j(\omega_y - \omega_{y0})} \cdot X(z_y, z_x) + e^{j(\omega_y - \omega_{y0})} \cdot X(z_y, z_x) + \lambda^2 \cdot U(z_y, z_x) = 0
\end{aligned} \tag{2.25}$$

şeklinde olacaktır, bu ifade düzenlenirse;

$$\begin{aligned}
& -(4 + \lambda^2) \cdot X(z_y, z_x) + 2 \cdot \cos(\omega_x - \omega_{x0}) \cdot X(z_y, z_x) + \\
& + 2 \cdot \cos(\omega_y - \omega_{y0}) \cdot X(z_y, z_x) + \lambda^2 \cdot U(z_y, z_x) = 0
\end{aligned} \tag{2.26}$$

elde edilir; buradan frekans yanıtı (2.27) şeklinde elde edilir.

$$H_{GB}(e^{j\omega_y}, e^{j\omega_x}) = \frac{X(e^{j\omega_y}, e^{j\omega_x})}{U(e^{j\omega_y}, e^{j\omega_x})} = \frac{\lambda^2}{4 + \lambda^2 - 2 \cdot \cos(\omega_x - \omega_{x0}) - 2 \cdot \cos(\omega_y - \omega_{y0})} \tag{2.27}$$

Bu sonuçtan anlaşılacağı üzere (2.6) ile verilen frekans yanıtı $\omega_{x0} = \omega_{y0} = 0$ için geçerlidir.

Burada bant genişliği parametresine ek olarak bant geçirme özelliğini sağlayan ve çeşitli kullanım alanları sağlayan ω_{x0} ve ω_{y0} iki yeni parametre görülmektedir.

Gabor filtresinin şablonları (2.22)'den görüldüğü gibi karmaşıktır. Reel bir sistemle gerçekleştirilemez gibi görünmelerine karşın gerçekleştirilebilirler. (2.22)'de verilmiş olan şablonlar (2.3)'teki genel HSA denklemi içindir. Oysa anlatım kolaylığı açısından ve buradaki uygulamaların hepsi lineer olduklarından (2.3)'teki ifade (2.28)'deki şekle getirilebilir.

$$\frac{dx_{ij}}{dt} = \tilde{A} \otimes X_{ij} + B \otimes U_{ij} + I \tag{2.28}$$

Bu durumda şablonlar (2.29) ile verilen şekilde olacaktır.

$$\tilde{A} = \begin{bmatrix} 0 & e^{j\omega_{x0}} & 0 \\ e^{j\omega_{y0}} & -(4 + \lambda^2) & e^{-j\omega_{y0}} \\ 0 & e^{-j\omega_{x0}} & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

Reel şablonların elde edilmesi için HSA'daki matrislerin birbirleriyle çarpılıp reel ve imajiner kısımlarına ayrıştırılmasıyla elde edilen denklemler yazılırsa;

$$\tilde{A} = \begin{bmatrix} 0 & \cos(\omega_{x0}) + j \cdot \sin(\omega_{x0}) & 0 \\ \cos(\omega_{y0}) + j \cdot \sin(\omega_{y0}) & -(4 + \lambda^2) & \cos(\omega_{y0}) - j \cdot \sin(\omega_{y0}) \\ 0 & \cos(\omega_{x0}) - j \cdot \sin(\omega_{x0}) & 0 \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

$$X = \begin{bmatrix} X_e(m-1, n-1) + j \cdot X_o(m-1, n-1) & X_e(m, n-1) + j \cdot X_o(m, n-1) \\ X_e(m-1, n) + j \cdot X_o(m-1, n) & X_e(m, n) + j \cdot X_o(m, n) \\ X_e(m-1, n+1) + j \cdot X_o(m-1, n+1) & X_e(m, n+1) + j \cdot X_o(m, n+1) \\ X_e(m+1, n-1) + j \cdot X_o(m+1, n-1) \\ X_e(m+1, n) + j \cdot X_o(m+1, n) \\ X_e(m+1, n+1) + j \cdot X_o(m+1, n+1) \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

$\dot{X} = \dot{X}_e + j \cdot \dot{X}_o = \tilde{A} \otimes X + B \otimes U$ olacağından denklemin sol tarafının reel kısmı çarpımın reel kısmı ile sağ tarafının imajiner kısmı ise çarpımın imajiner kısmıyla ilişkilendirileceğinden elde edilen denklem çiftleri sırasıyla (2.32) ile (2.33) ifadeleriyle verilmiştir.

$$\begin{aligned} \dot{X}_e = & \cos(\omega_{x0}) \cdot X_e(m, n-1) - \sin(\omega_{x0}) \cdot X_o(m, n-1) + \cos(\omega_{y0}) \cdot X_e(m-1, n) - \\ & \sin(\omega_{y0}) \cdot X_o(m-1, n) - (4 + \lambda^2) \cdot X_e(m, n) + \cos(\omega_{y0}) \cdot X_e(m+1, n) + \\ & \sin(\omega_{y0}) \cdot X_o(m+1, n) + \cos(\omega_{x0}) \cdot X_e(m, n+1) + \sin(\omega_{x0}) \cdot X_o(m, n+1) + \\ & \lambda^2 \cdot X_e(m, n) \end{aligned} \quad (2.32)$$

$$\begin{aligned} \dot{X}_o = & \cos(\omega_{x0}) \cdot X_o(m, n-1) + \sin(\omega_{x0}) \cdot X_e(m, n-1) + \cos(\omega_{y0}) \cdot X_o(m-1, n) + \\ & \sin(\omega_{y0}) \cdot X_e(m-1, n) - (4 + \lambda^2) \cdot X_o(m, n) + \cos(\omega_{y0}) \cdot X_o(m+1, n) - \\ & \sin(\omega_{y0}) \cdot X_e(m+1, n) + \cos(\omega_{x0}) \cdot X_o(m, n+1) - \sin(\omega_{x0}) \cdot X_e(m, n+1) \end{aligned} \quad (2.33)$$

(2.32) ve (2.33) şablonlarına ayrıştırıldıklarında B şablonunun aynen ve sadece reel kısımda kalmasına karşın $\tilde{A}$ şablonunun reelden imajinere ve imajinerden reele geri beslemeleriyle her

iki kısımdaki bileşenleriyle birlikte 4 farklı $\tilde{A}$ şablonunun olduğu görülmüştür. Bunlar kapalı olarak denklem çiftinde yerlerine konursa ;

$$\begin{aligned}\dot{X}_e &= A_{RR} \otimes X_e + A_{RI} \otimes X_o + B \otimes U \\ \dot{X}_o &= A_{II} \otimes X_o + A_{IR} \otimes X_e\end{aligned}\quad (2.34)$$

(2.34) şeklindeki iki birbirine bağlı diferansiyel denklem takımı elde edilir, burada gösterilen şablonların açık halleri (2.35) ile verilmiştir.

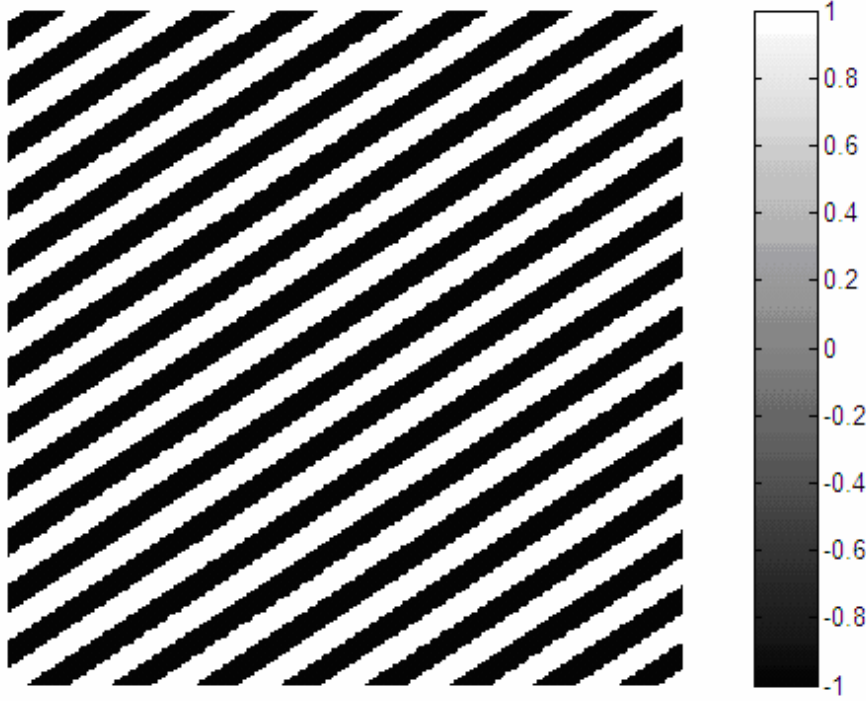
$$\begin{aligned}\tilde{A}_{RR} &= \begin{bmatrix} 0 & \cos(\omega_{x0}) & 0 \\ \cos(\omega_{y0}) & -(4 + \lambda^2) & \cos(\omega_{y0}) \\ 0 & \cos(\omega_{x0}) & 0 \end{bmatrix} & \tilde{A}_{II} &= \begin{bmatrix} 0 & \cos(\omega_{x0}) & 0 \\ \cos(\omega_{y0}) & -(4 + \lambda^2) & \cos(\omega_{y0}) \\ 0 & \cos(\omega_{x0}) & 0 \end{bmatrix} \\ \tilde{A}_{RI} &= \begin{bmatrix} 0 & -\sin(\omega_{x0}) & 0 \\ -\sin(\omega_{y0}) & 0 & \sin(\omega_{y0}) \\ 0 & \sin(\omega_{x0}) & 0 \end{bmatrix} & \tilde{A}_{IR} &= \begin{bmatrix} 0 & \sin(\omega_{x0}) & 0 \\ \sin(\omega_{y0}) & 0 & -\sin(\omega_{y0}) \\ 0 & -\sin(\omega_{x0}) & 0 \end{bmatrix} \\ B &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (2.35)$$

Sonuçta kompleks olan HSA yapısı iki reel katman ile gerçekleştirilebilir hale getirilmiştir. (2.34)'ün üst kısmında yer alan diferansiyel denklem reel katmanı, alt kısımda yer alan diferansiyel denklem ise imajiner katmanı reel katsayılar ile hesaplamak amacıyla kullanılır.

2.3.3 Gabor Benzeri Filtrenin HSA Yapısıyla Uygulama Örnekleri

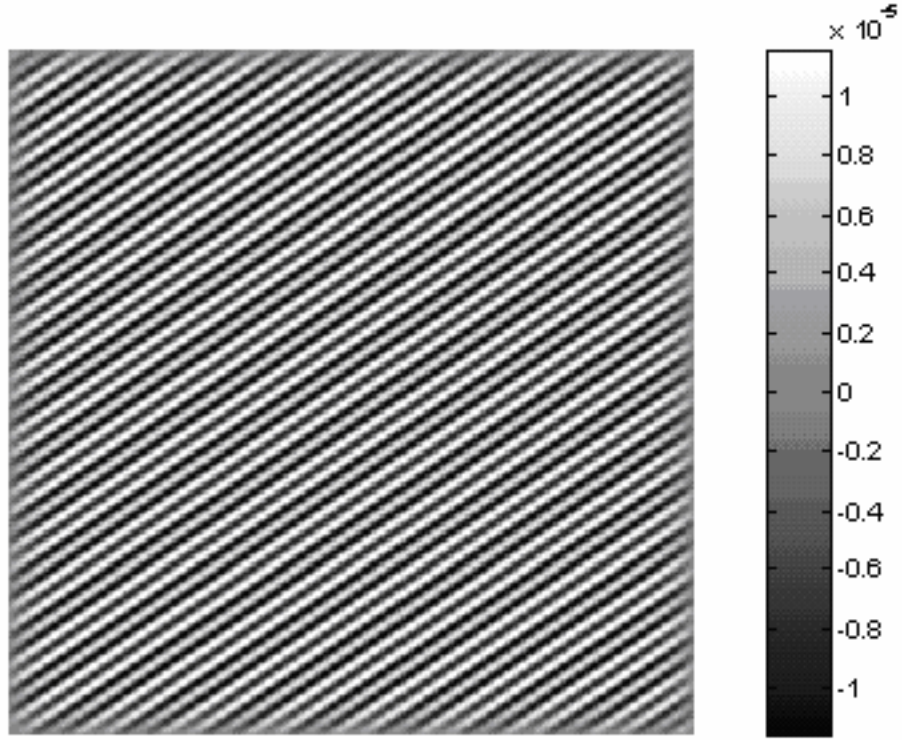
2.3.3.1 Görüntünün Harmoniğini Seçme

Gabor benzeri uzaysal iki boyutlu filtre bir görüntü üzerine HSA yapısı kullanılarak ω_{x0} ve ω_{y0} parametreleri istenilen harmoniğin frekansına getirilerek uygulanırsa çıkış görüntüsü o frekanstaki harmonik olacaktır. Örneğin şekil 2.27'deki iki boyutlu kare dalga görüntüsü ele alınsın.



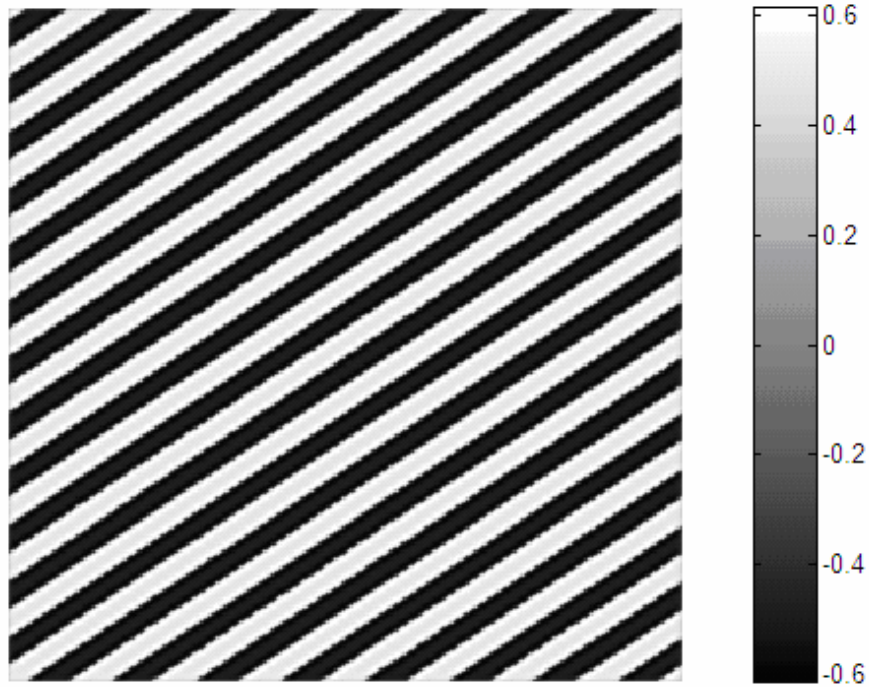
Şekil 2.27 Giriş görüntüsü: İki boyutlu kare dalga

Şekil 2.27'deki görüntü 256x256 örneklendiğinde y-ekseninde 8 periyot, x-ekseninde 12 periyot olacağından $N_{x_1} = 256/12 = 64/3$ ve $N_{y_1} = 256/8 = 32$ olur. Bu durumda birinci harmoniğin frekans bileşenleri $\omega_{x_1} = 2\pi/(64/3) = \frac{3}{32}\pi$, $\omega_{y_1} = 2\pi/32 = \frac{\pi}{16}$ olur. Görüntünün üçüncü harmoniğini geçiren bir Gabor filtresi elde etmek için geri besleme şablonundaki ω_{x_0} ve ω_{y_0} parametreleri $\omega_{x_0} = 3 \cdot \omega_{x_1} = 3 \cdot \frac{3}{32}\pi = \frac{9}{32}\pi$, $\omega_{y_0} = 3 \cdot \omega_{y_1} = 3 \cdot \frac{\pi}{16} = \frac{3\pi}{16}$ şeklinde olacaktır. Bu değerler ile dar bir bant genişliği elde etmek amacıyla $\lambda = 10^{-3}$ alınıp şekil 2.28'deki çıkış görüntüsü elde edilmektedir.



Şekil 2.28 Çıkış görüntüsü ($\lambda = 10^{-3}$ alındığında): Üçüncü harmonik

Burada bant genişliği parametresinin önemi büyüktür.



Şekil 2.29 Çıkış görüntüsü ($\lambda = 1$ alındığında)

Yüksek bir bant genişliği değerinde filtre bu işlevini; daha çok harmonik aldığından; yerine

getirememektedir. Şekil 2.29 da bunu göstermektedir.

2.3.3.2 Görüntü Üzerinde Doğrultu Seçme

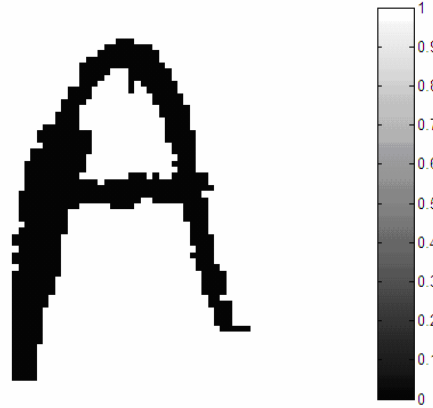
Gabor filtresinin doğrultu seçiciliği (2.36) şeklinde verilebilir.

$$z = \cos(\omega_{xo} \cdot n + \omega_{yo} \cdot m) = 1 \quad \cos(\omega_{xo} \cdot n + \omega_{yo} \cdot m) = 0 \quad m = -\frac{\omega_{yo}}{\omega_{xo}} \cdot n + 2k \cdot \frac{\pi}{\omega_{xo}} \quad (2.36)$$

(2.36) ifadesinden görüleceği gibi Gabor filtresinin uzaysal olarak seçici olduğu doğrultuya ait olan ve frekansta filtreyi $(\omega_{xo}, \omega_{yo})$ noktasına öteleyen açı değeri,

$$\theta_0 = \arctan\left(-\frac{\omega_{yo}}{\omega_{xo}}\right) \quad (2.37)$$

olacaktır (Shi, 1998). Örnek olarak elle yazılıp taranmış bir 'A' harfi giriş görüntüsü olarak alınmıştır.



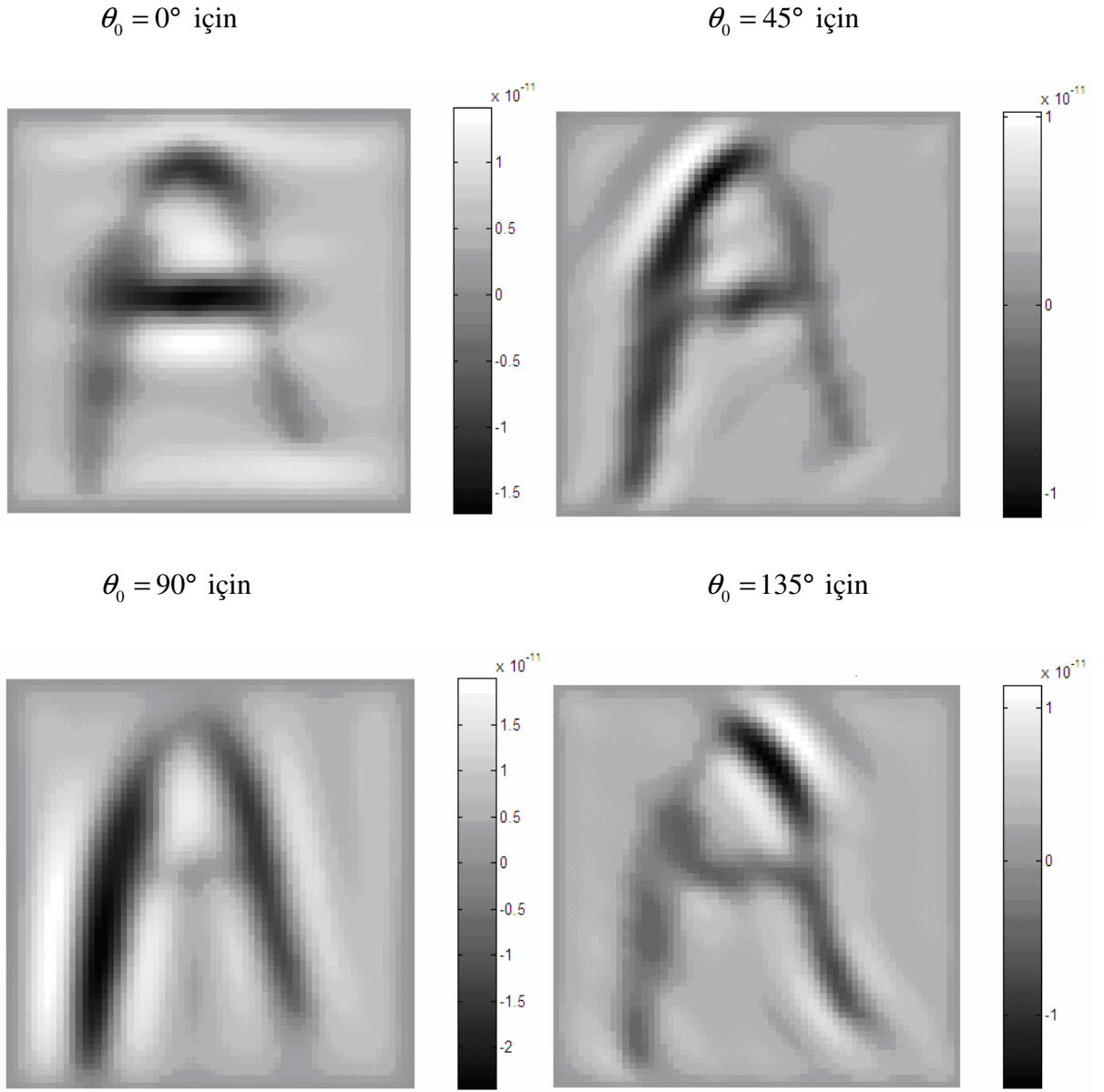
Şekil 2.30 Giriş görüntüsü

Çeşitli doğrultuların seçilmesi için açı ayarlamaları Çizelge 2.1'de gösterilmiştir:

θ_0	0°	45°	90°	135°
ω_{yo}	0	$\frac{\pi}{8}$	$\frac{\pi}{8}$	$\frac{\pi}{8}$
ω_{xo}	$\frac{\pi}{8}$	$\frac{\pi}{8}$	0	$\frac{\pi}{8}$

Çizelge 2.1 θ_0 'ın farklı değerleri için kullanılan ω_{xo} ve ω_{yo} değerleri

Bu değerler ile dar bir bant genişliği elde etmek amacıyla $\lambda = 10^{-6}$ alınıp şekil 2.31'deki çıkış görüntüleri elde edilmektedir.

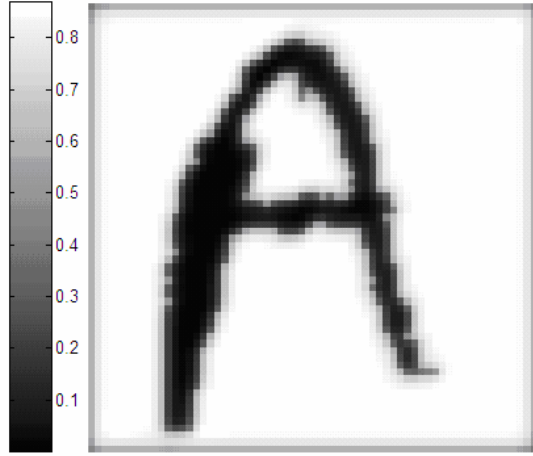


Şekil 2.31 Çıkış görüntüleri ($\lambda = 10^{-6}$ alındığında): Seçilen çeşitli doğrultular

Burada da bant genişliği parametresi önemlidir. $\lambda = 1$ için aynı girişe karşı düşen çıkışlar şekil 2.32'de verildiği gibidir. Yüksek bant genişliği nedeniyle ilgilenilecek frekanslar kaybedildiğinden, kısacası daha çok frekans alındığından doğrultular da kaybedilmektedir.



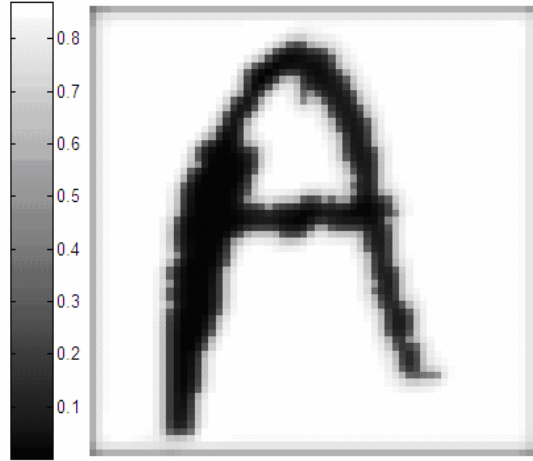
$\theta_0 = 0^\circ$ için



$\theta_0 = 45^\circ$ için



$\theta_0 = 90^\circ$ için



$\theta_0 = 135^\circ$ için

Şekil 2.32 Çıkış görüntüsü ($\lambda = 1$ alındığında)

3. HAREKETLİ GÖRÜNTÜDE HIZA AYARLI VE YÖN SEÇİCİ FİLTRELER

Önceki bölümde zamanla değişmeyen görüntüler kısacası sabit girişler üzerinde işlem yapan filtreler ele alınmıştı. Bu bölümde ise hareketli görüntü, başka bir deyişle sabit olmayan giriş üzerinde işlem yapan filtreler üzerinde durulacaktır.

3.1 Genel Yapı Üzerine Teorik Bakış ve Önceki Çalışmalar

Bu kısımda temel hareket algılama, hız ayarlı filtre teorisi ve karışık domende uzay-zamansal filtreleme konularına değinilecektir.

3.1.1 Temel Hareket Algılama ve Hıza Ayarlı Filtre Teorisi

Bu alt bölümde yapılan çalışma Torralba ve Herault (1999) tarafından yapılan yayınının incelemesidir. Basit bir hareket modeli, parlaklık işaretinin sabit bir hız ve yönde yer değiştirdiğini varsaymaktadır. Böyle bir durumda; e parlaklık fonksiyonunu, $\mathbf{x} = (x, y)^t$ uzaysal değişkenleri, t zaman değişkeni, $\mathbf{v} = (v_x, v_y)^t$ hız vektörünü ve $(.)^t$ transpozeyi gösterirken $e(\mathbf{x}, t) = e(\mathbf{x} - \mathbf{v}t)$ şeklinde yazılabilir. Fourier dönüşümü sırasıyla uzaysal ve zamansal değişkenlere uygulandığında (3.1)'deki ifade elde edilmektedir:

$$E(\mathbf{F}_s, F_t) = E(\mathbf{F}_s) \delta(F_t + \mathbf{v}' \mathbf{F}_s) \quad (3.1)$$

Burada $\mathbf{F}_s = (F_x, F_y)^t$ uzaysal frekans vektörünü, F_t zamansal frekansı, $E(\mathbf{F}_s)$ statik parlaklık deseni $e(\mathbf{x})$ 'in uzaysal Fourier dönüşümünü ve $\delta(.)$ 'de Dirac delta distribüsyonunu göstermektedir.

Enerji temelli metotlar, enerji düzleminin doğrultusunu algılamak için frekans domenini örnekleyen bir filtreler dizisi kullanırlar. Literatürde; Shi (1998) tarafından bildirilen Gabor filtreleri gibi uzay-zamansal frekansa ayarlı, hız ayarlı ve uzay-hız ayrıştırılabilir üç çeşit filtre tipi mevcuttur. Burada diğer iki yaklaşımdan daha basit bir mimariye sahip olabileceklerinden dolayı hız ayarlı filtrelere değinilecektir (Torralba ve Herault, 1999).

Hareket eden bir desene karşı düşen bir $H(\mathbf{F}_s, F_t)$ uzay-zamansal filtre çıkışı şöyle yazılabilir:

$$S(\mathbf{F}_s, F_t) = H(\mathbf{F}_s, -\mathbf{v}' \mathbf{F}_s) E(\mathbf{F}_s) \delta(F_t + \mathbf{v}' \mathbf{F}_s) \quad (3.2)$$

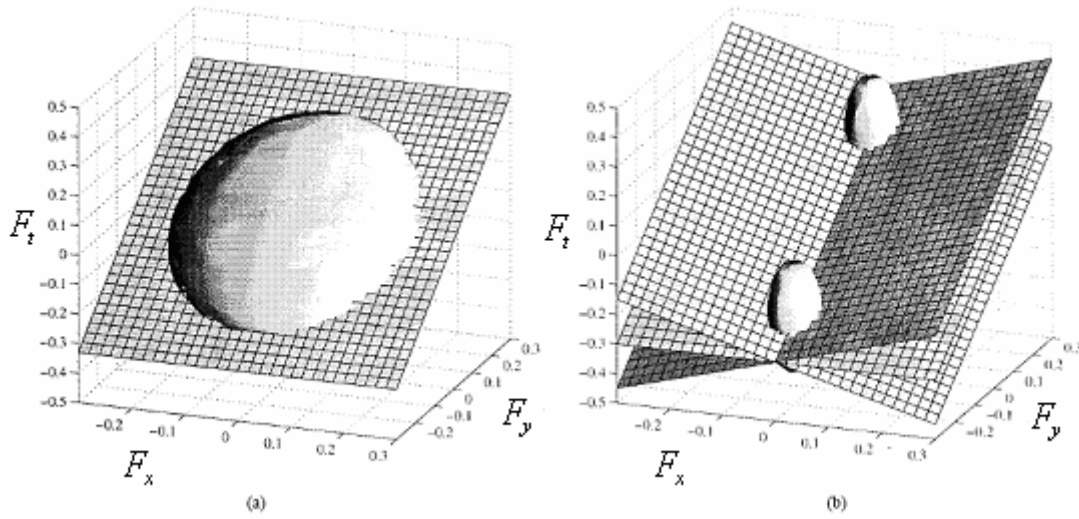
Bu da girişin, $H(\mathbf{F}_s, -\mathbf{v}'\mathbf{F}_s)$ frekans yanıtına sahip eşdeğer bir uzaysal filtre tarafından filtrelendiği anlamına gelmektedir.

Herhangi bir $\mathbf{v} = \mathbf{v}_0$ giriş hızı için hıza ayarlı bir $H_{\mathbf{v}_0}(\mathbf{F}_s, F_t)$ filtresinin genliğinin herhangi bir $\mathbf{F}_s$ uzaysal frekansında $F_t = -\mathbf{v}_0'\mathbf{F}_s$ te bir tek maksimuma sahip olması gerekmektedir.

$\mathbf{v}_0$ hızı için hıza ayarlı bir filtrenin frekans yanıtı (3.3) şeklinde yazılabilir:

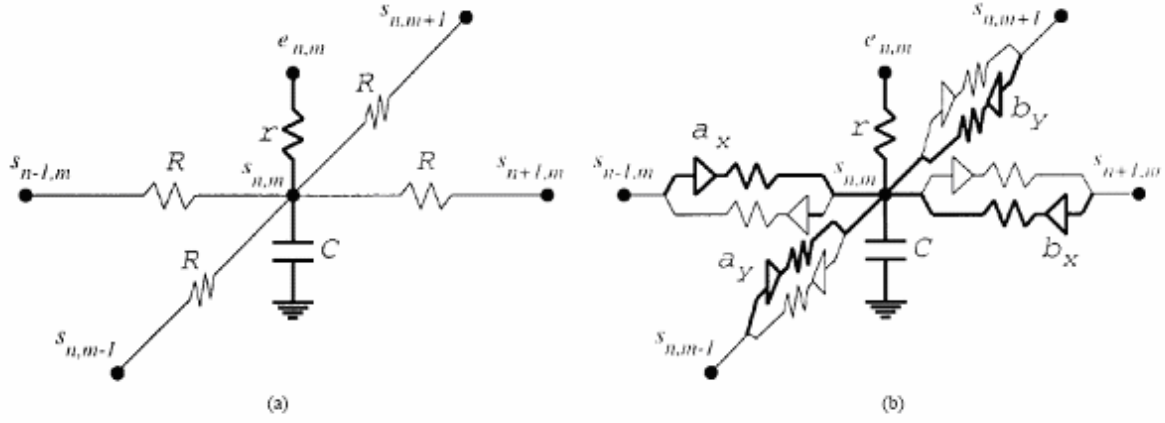
$$H_{\mathbf{v}_0}(\mathbf{F}_s, F_t) = H_0(\mathbf{F}_s, F_t + \mathbf{v}_0'\mathbf{F}_s) \quad (3.3)$$

Burada $H_0(\mathbf{F}_s, F_t)$ sıfır hıza ayarlı bir filtreyi göstermektedir. Bu hıza ayarlı filtre tanımının doğrudan bir sonucudur. Ayırıştırılabilir Gabor filtreleri, frekansa ayarlı olup hıza ayarlı olmadıkları için bu özelliği sağlamazlar. Şekil 3.1 geniş bantlı bir hıza ayarlı filtre ile dar bantlı frekansa ayarlı Gabor filtresinin farkını göstermektedir (Torralba ve Herault, 1999).



Şekil 3.1 (a) Hıza ayarlı bir filtrenin uzay-zamansal frekans domeninde genliğinin -3dB gösterilimi; buradaki ızgara enerji düzleminin hıza ayarlı filtreye uydurulmuş olduğunu göstermektedir. (b) Frekansa ayarlı bir filtre için aynı gösterim; çeşitli düzlemler çıkış enerjisini maksimum yapmaktadır (Torralba ve Herault, 1999).

Hıza ayarlı analog yapılar ele alınacak olursa bunların gerçekleştirilmelerinin basit analog devre yapılarıyla olabilmesi için bağlantıları azaltmak amacıyla filtrenin düşük dereceden olması gerekmektedir. Bu durum Şekil 3.2(a)'da gösterilen dirençler ve kapasitelerden oluşan analog bir yapı (RC yapısı) ile mümkündür.



Şekil 3.2 (a) RC yapısı (b) Hıza ayarlı analog yapı. Asimetrik değerler hıza ayarlılığı sağlamaktadır (Torralba ve Herault, 1999).

Bu RC yapısı uzay-zamansal bir alçak geçiren filtredir. Şekil 3.2(a)'da gösterildiği gibi her bir çıkış düğümü girişe bir r direnci ile, yanındaki 4 komşu düğüme R dirençleri ile, toprağa ise bir C kapasitesi ile bağlıdır. Düğümler ayrık uzaysal n ve m değişkenleri ile gösterilmiştir. (n, m) çıkış düğümüne Kirchoff'un akımlar yasası uygulanırsa (3.4) ile verilen denklem elde edilmektedir:

$$e_{n,m}(t) = s_{n,m}(t) + \gamma [4s_{n,m}(t) - s_{n-1,m}(t) - s_{n+1,m}(t) - s_{n,m-1}(t) - s_{n,m+1}(t)] + \tau ds_{n,m}(t)/dt \quad (3.4)$$

Burada $\gamma = r/R$ ve $\tau = rC$ alınmıştır. (3.4) denklemi uzayda ayrık fakat zamanda sürekli. Bu nedenle (3.5)'teki sürekli denklemin bir yaklaşıklığı olarak düşünülebilir (Torralba ve Herault, 1999):

$$e(x, y, t) = s(x, y, t) - \gamma \Delta s(x, y, t) + \tau \cdot \partial s(x, y, t) / \partial t \quad (3.5)$$

Δ , uzaysal Laplasiyen operatörüdür. (3.5)'e Fourier dönüşümünün uygulanması sonucunda analog yapının frekans yanıtı (alçak uzaysal frekanslar için geçerli) elde edilecektir (Torralba ve Herault, 1999).

$$H_0(\mathbf{F}_s, F_t) = \frac{1}{1 + 4\pi^2 \gamma |\mathbf{F}_s|^2 + j2\pi\tau F_t} \quad (3.6)$$

Alçak geçiren uzay-zamansal karakteristiğine bağlı olarak, statik girişler için çıkış enerjisi maksimum olacaktır. Bu filtre, sıfır hızına ayarlanmış bir filtre tanımını doğrulamaktadır. (3.6)'ye (3.3)'ün uygulanması sonucu filtrenin herhangi bir $\mathbf{v}_0$ hızına ayarlanması

mümkündür.

$$H_{\mathbf{v}_0}(\mathbf{F}_s, F_t) = \frac{1}{1 + 4\pi^2 \gamma |\mathbf{F}_s|^2 + j2\pi\tau(F_t + \mathbf{v}_0^t \mathbf{F}_s)} \quad (3.7)$$

Bu alçak geçiren fonksiyon (Şekil 3.1(a)) uzay-zamansal frekans domeninde yönlendirilmiştir (Torralba ve Herault, 1999). (3.7)'nin ters Fourier dönüşümünden 3.8'deki diferansiyel denklem elde edilir:

$$e(x, y, t) = s(x, y, t) - \gamma \Delta s(x, y, t) + \tau \cdot (\mathbf{v}_0^t \nabla s(x, y, t) + \partial s(x, y, t) / \partial t) \quad (3.8)$$

Burada ∇ , uzaysal gradyan operatörüdür. Bu filtrenin analog bir yapı olarak gerçekleştirilmesi için, zamansal türevin kapasite ile gerçekleştirilmesine karşın uzaysal türevlerin ayrık yaklaşıklıklarına ihtiyaç vardır. Bu nedenle uzaysal türevler için şu yaklaşıklıklar kullanılacaktır: $\partial s / \partial x \approx [s_{n+1,m} - s_{n-1,m}] / 2$, $\partial^2 s / \partial x^2 \approx [s_{n+1,m} - 2s_{n,m} + s_{n-1,m}] / 2$, $\partial s / \partial y$ ve $\partial^2 s / \partial y^2$ için de m indisi ile aynı yaklaşıklıklar kullanılacaktır. Örnekler arasındaki uzaklık bir uzaysal birimdir. Türevlerin yaklaşıklıkları yerlerine konup aynı indisli terimler gruplanırsa (3.9)'daki ifade elde edilecektir:

$$e_{n,m}(t) = s_{n,m}(t) + \gamma [4s_{n,m}(t) - a_x \cdot s_{n-1,m}(t) - b_x \cdot s_{n+1,m}(t) - a_y \cdot s_{n,m-1}(t) - b_y \cdot s_{n,m+1}(t)] + \tau ds_{n,m}(t) / dt \quad (3.9)$$

Katsayılar ise (3.10) ile verildiği gibidir:

$$a_x = 1 + \frac{v_{x_0}^t}{2\gamma}, \quad a_y = 1 + \frac{v_{y_0}^t}{2\gamma}, \quad a_x + b_x = a_y + b_y = 2 \quad (3.10)$$

(3.9) denkleminin şekil 3.2(b)'deki yapı ile gerçekleştirilmesi yapılmıştır (Torralba ve Herault, 1999). Hıza ayarlı filtre, her biri r , R , C , a_x , b_x , a_y ve b_y devre parametrelerinin birer fonksiyonu olan dört parametre ile belirlenmiştir: γ = uzaysal bir sabit; τ = zaman sabiti ve $\mathbf{v}_0^t = (v_{x_0}, v_{y_0})$ = ayarlandığı hız.

(3.9) denklemindeki uzaysal türevlerin ayrık yapısından dolayı (3.7) denkleminde verilen analog yapının frekans yanıtına göre biraz bozulma olmaktadır. (3.9) denkleminde Fourier dönüşümü uygulandığında (3.11) ile verilen frekans yanıtı elde edilir:

$$H(\mathbf{f}_s, f_t) = \frac{1}{P(\mathbf{f}_s) + jQ(\mathbf{f}_s, f_t)} \quad (3.11)$$

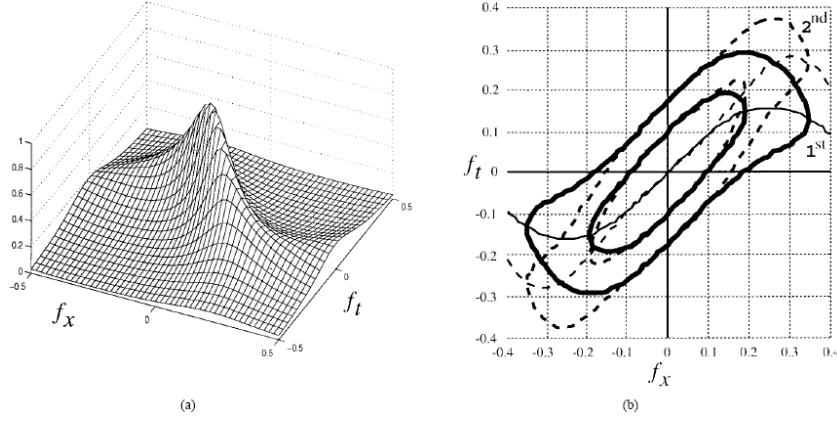
Burada $j = \sqrt{-1}$ olup P ve Q reel fonksiyonları (3.12) ile verilmiştir:

$$\begin{aligned} P(\mathbf{f}_s) &= 1 + \gamma \left[4 - (a_x + b_x) \cos(2\pi f_x) - (a_y + b_y) \cos(2\pi f_y) \right] \\ Q(\mathbf{f}_s, f_t) &= 2\pi\tau f_t + \gamma(a_x - b_x) \sin(2\pi f_x) + \gamma(a_y - b_y) \sin(2\pi f_y). \end{aligned} \quad (3.12)$$

f_x ve f_y uzaysal frekansları devir/piksel biriminde, zamansal frekans f_t ise devir/saniye birimindedir. Q fonksiyonu filtrenin hıza ayarlılığından sorumludur. Alçak uzaysal frekanslar için yaklaşık olarak $Q(\mathbf{f}_s, f_t)/(2\pi\tau) \simeq f_t + \mathbf{v}_0^t \mathbf{f}_s$ ile ayarlanan hızın iki bileşeni $v_{x_0} = \gamma(a_x - b_x)/\tau$ ve $v_{y_0} = \gamma(a_y - b_y)/\tau$ şeklinde düşünülebilir. Uzaysal türevlerin yaklaşıklığı için (3.9) ile verilen denklemden daha fazla nokta kullanılması bu yaklaşımın doğru olacağı uzaysal frekans bölgesini genişletecektir. Bunun yanı sıra filtrenin karmaşıklığını arttıracaktır çünkü her bir düğüm dörtten daha fazla komşu düğüme ihtiyaç duyacaktır.

$Q(\mathbf{f}_s, f_t) = 0$ iken $P(\mathbf{f}_s)$ fonksiyonu (3.11) ile verilen frekans yanıtının uzaysal frekans şeklini belirlemektedir. H bir alçak geçiren filtre iken; a_x, b_x, a_y ve b_y , $a_x + b_x > 0$ ve $a_y + b_y > 0$ 'ı sağlamaktadır. Şekil 3.3(a), (3.11) ile verilen frekans yanıtının genliğini göstermektedir (Torralba ve Herault, 1999).

Şekil 3.3(b), uzaysal türevin iki ve dört noktalı yaklaşıklıkları ile elde edilen sonuçları göstermektedir (Torralba ve Herault, 1999). Eğer filtre $f_t + \mathbf{v}_0^t \mathbf{f}_s = 0$ düzlem denklemi boyunca çok dar değilse (düşük hız seçicilik) 0,2 devir/pikselin altındaki uzaysal frekanslar için iki yaklaşıklık neredeyse eşittir (Torralba ve Herault, 1999).

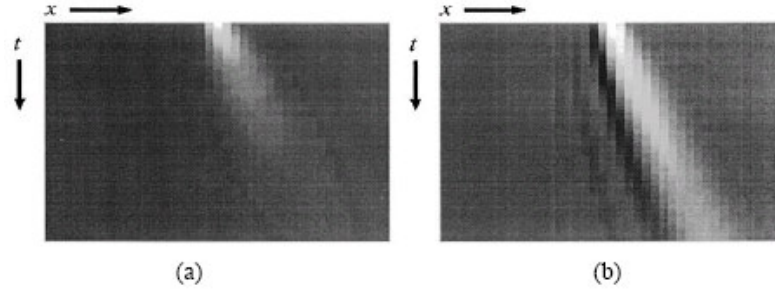


Şekil 3.3 (a) Hıza ayarlı filtrenin uzay-zamansal frekans yanıtının genliği ($f_y = 0$). (b) uzaysal türevin birinci dereceden (kalın çizgiler) ve ikinci dereceden (kesikli çizgiler) yaklaşıklıklarıyla elde edilmiş olan frekans yanıtı için -3 ve -6 dB eşyüksekti eğrisi (Torralba ve Herault, 1999).

Hıza ayarlı analog yapının uzay-zamansal impuls yanıtının yaklaşıklığı, (3.7) ile verilen frekans yanıtına uzaysal frekansların alçak olması nedeniyle ters Fourier dönüşümü uygulanmasıyla elde edilebilir. Bu durumda (3.13) ile verilen ifade elde edilecektir (Torralba ve Herault, 1999):

$$h_{v_0}(\mathbf{x}, t) \simeq A(t) e^{-|\mathbf{x} - \mathbf{v}_0 t|^2 / \sigma^2(t)} U(t) \quad (3.13)$$

Burada $A(t) = e^{-t/\tau} / (4\pi\gamma t)$, $\sigma^2(t) = 4\gamma t / \tau$ ve $U(t)$ 'de birim basamak fonksiyonudur. Bu yaklaşıklık, uzaysal bant genişliği 0,2 devir/pikselden daha düşük ve de düşük hız seçiciliğine sahip bir filtre için geçerlidir (Torralba ve Herault, 1999). Bu hıza ayarlı yapının impuls yanıtı, zamanda nedensel olarak değişen ve uzayda filtrenin ayarlı olduğu hızda propagasyon yapan bir Gauss işaretidir. Bu Gauss işaretinin genliği $A(t)$, zaman sabiti olan τ tarafından kontrol edilen bir hızda zamanla azalmaktadır. Gauss işaretinin uzaysal genişliğini belirleyen $\sigma^2(t)$ zamanla lineer olarak artmaktadır. $t=0$ 'da bu impuls yanıtı bir Dirac delta distribüsyonudur.



Şekil 3.4 İki filtrenin uzay-zamansal impuls yanıtları (a) düşük (b) yüksek hız seçicilik (Torralba ve Herault, 1999)

Hız seçicilik giriş hızındaki değişikliklere karşı filtre çıkışının hassaslığıyla ilgilidir. Yüksek hız seçicilik $F_t + \mathbf{v}_0^t \mathbf{F}_s = 0$ düzlem denklemi boyunca dar bir şekil gerektirir ve bu da τ değerinin yükseltilip diğer γ ve $\mathbf{v}_0$ parametrelerinin sabit tutulmasıyla elde edilir. Bu impuls yanıtının devam süresini arttıracaktır fakat filtre çok seçici bir hale geldiğinde uzaysal türevin birinci derece yaklaşıklığı bazı düşük enerjili osilasyonlar veren bir bozulmaya neden olacaktır (Şekil 3.4). Ayrıca impuls yanıtının devam süresi daha uzun olursa kısa süreli hareketleri söndüreceklerdir.

(3.2)'de verildiği üzere uzay-zamansal bir filtrenin sabit $\mathbf{v}$ hızındaki bir girişe çıkış uzaysal frekans yanıtı giriş görüntüsünün eşdeğer bir uzaysal filtre ile filtrelenmesiyle hesaplanabilir. Hareketli bir giriş varlığındaki hıza ayarlı filtre, $G_\beta(\mathbf{F}_s) = H_{\mathbf{v}_0}(\mathbf{F}_s, -\mathbf{v}^t \mathbf{F}_s)$ ile verilen uzaysal filtreye karşı düşmektedir. Eğer (3.7)'de verilen alçak uzaysal frekans yaklaşıklığı kullanılırsa (3.14)'teki ifade elde edilir:

$$G_\beta(\mathbf{F}_s) = \frac{1}{1 + 4\pi^2 \gamma |\mathbf{F}_s|^2 + j2\pi\tau \Delta \mathbf{v}^t \mathbf{F}_s} \quad (3.14)$$

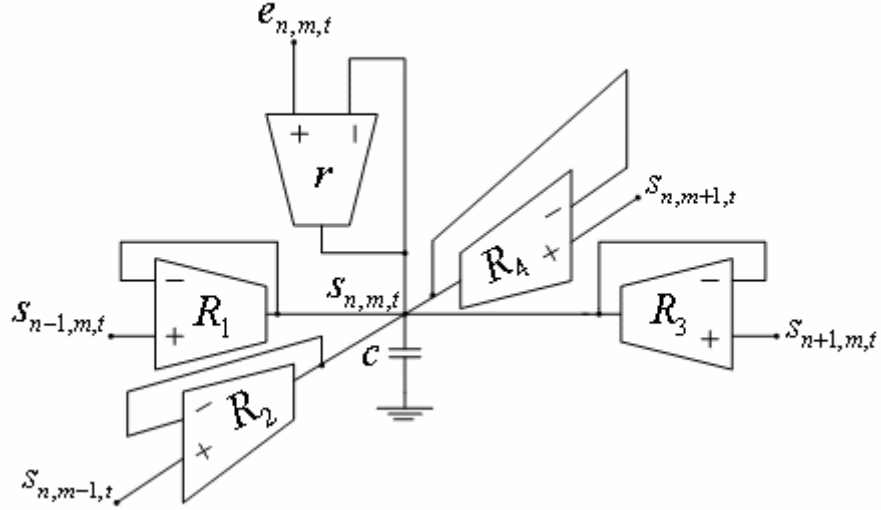
Burada $\Delta \mathbf{v} = \mathbf{v}_0 - \mathbf{v} = |\Delta \mathbf{v}|(\cos \beta, \sin \beta)^t$ filtrenin ayarlandığı hızla giriş hızı arasındaki farktır. Bu $\Delta \mathbf{v}$ yönüne doğrultulmuş uzaysal bir filtredir. $|\Delta \mathbf{v}| = 0$ için filtre simetrik bir frekans yanıtına sahiptir. $|\Delta \mathbf{v}|$ arttıkça uzaysal filtrenin bant genişliği β açısının yönünde azalır. Bunun sonucunda β yönündeki çıkış bulanıklaşacaktır.

3.1.2 Karışık Domende Uzay-zamansal Filtreleme

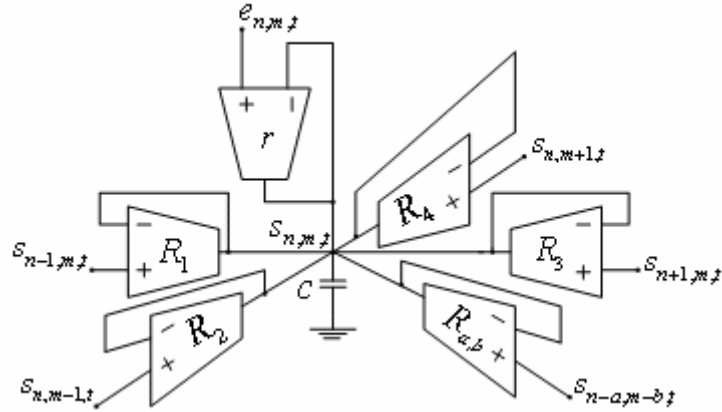
Bu alt bölümde yapılan çalışma Ip vd. (2005b) tarafından yapılan yayının incelemesidir.

3.1.2.1 Giriş

İlk olarak, lineer bölgede çalışan (ya da çıkışın girişe non-lineer olarak bağlı olmadığı) ve işlemsel geçiş iletkenliği yükselteçleri(OTA) ile gerçekleştirilmiş basit bir HSA yapısı ele alınsın (Ip vd., 2005b).



Şekil 3.5 Geçiş iletkenliği yükselteçleri ile lineer HSA yapısı (Ip vd., 2005b)



Şekil 3.6 Herhangi bir düğümün direnç difüzyonu (Ip vd., 2005b)

Her bir OTA elemanının geçiş direnci olarak çalıştığı ve direncinin de kazancının çarpmaya göre tersine eşit olduğu düşünölsün. Bu durumda tek bir hücre için devrenin şekli Şekil 3.5'teki gibi gösterilmiştir. Burada $s_{n,m}$ ve $e_{n,m}$ sırasıyla (n,m) hücresinin çıkış ve giriş gerilimlerini göstermektedir. $s_{n,m}$ düğümüne Kirchoff'un akımlar yasası uygulanırsa, z-dönüşümü alındıktan sonra (3.15) ile verilen ifade elde edilir:

$$\frac{S_{z_n, z_m}}{E_{z_n, z_m}} = \frac{1}{\left(1 + \sum_{i=1}^4 \frac{r}{R_i}\right) - \frac{r}{R_1} z_n^{-1} - \frac{r}{R_2} z_m^{-1} - \frac{r}{R_3} z_n^{+1} - \frac{r}{R_4} z_m^{+1}} \quad (3.15)$$

z_n ve z_m , sırasıyla ayrık uzaysal z domeni n, m değişkenleriyken, S_{z_n, z_m} (ya da $Z\{s_{n,m}\}$) ve E_{z_n, z_m} (ya da $Z\{e_{n,m}\}$) z-dönüşümü alınmış çıkış ve girişi temsil etmektedirler. Lineer bölgede çalışan bir HSA ile ayrık rasyonel uzaysal frekans yanıtları gerçekleştirilebilir. Şekil 3.6'daki gibi herhangi bir $s_{n-a, m-b}$ düğümünden $s_{n,m}$ düğümüne bir difüzyon yapıldığı düşünülürse $s_{n,m}$ düğümündeki sürekli zamanlı K.A.Y sonucu:

$$e_{n,m} + \frac{r}{R_1} s_{n-1,m} + \frac{r}{R_2} s_{n,m-1} + \frac{r}{R_3} s_{n+1,m} + \frac{r}{R_4} s_{n,m+1} + \frac{r}{R_{a,b}} s_{n-a, m-b} = \left(1 + \sum_{i=1}^4 \frac{r}{R_i} + \frac{r}{R_{a,b}}\right) s_{n,m} \quad (3.16)$$

elde edilir. Bunun sonucunda frekans yanıtı (3.17) şeklinde olacaktır:

$$\frac{S_{z_n, z_m}}{E_{z_n, z_m}} = \frac{1}{\left(1 + \sum_{i=1}^4 \frac{r}{R_i} + \frac{r}{R_{a,b}}\right) - \frac{r}{R_1} z_n^{-1} - \frac{r}{R_2} z_m^{-1} - \frac{r}{R_3} z_n^{+1} - \frac{r}{R_4} z_m^{+1} - \frac{r}{R_{a,b}} z_n^{-a} z_m^{-b}} \quad (3.17)$$

Bundan dolayı $s_{n-a, m-b}$ düğümünden yapılan difüzyon frekans yanıtının paydasında ek olarak

$\frac{r}{R_{a,b}} z_n^{-a} z_m^{-b}$ terimini oluşturmaktadır. Benzer şekilde eğer herhangi bir $e_{n-a, m-b}$ giriş düğümünden difüzyon yapılırsa bu durumda ise frekans yanıtının payında $z_n^{-a} z_m^{-b}$ oluşmaktadır. *Başka bir deyişle, HSA şablonlarındaki difüzyon yeri ve büyüklüğü devrenin rasyonel uzaysal frekans yanıtındaki polinomlarla doğrudan ilişkilidir.*

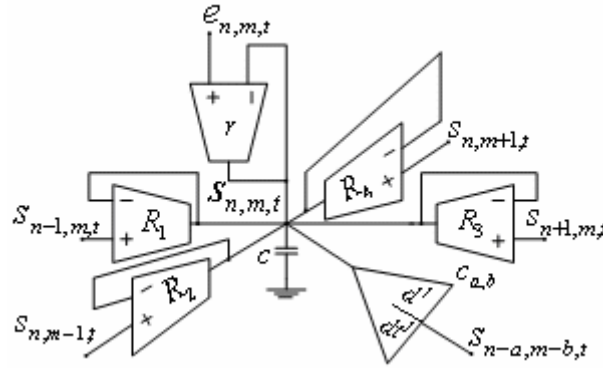
3.1.2.2 Türev Difüzyonu İçeren Yapılar

Bölüm 3.1.2.1'deki analizin sadece uzaysal dinamikleri içerdiği düşünülürse zamansal dinamikleri de göz önüne almak amacıyla şekil 3.5'teki $s_{n,m}$ düğümüne yazılan K.A.Y'n ayrık uzayda z-dönüşümüyle birlikte sürekli zamanda Laplace dönüşümü de alındığında uzay-zamansal bir frekans yanıtına erişilmiştir (Ip vd., 2005b):

$$\frac{S_{z_n, z_m, s_t}}{E_{z_n, z_m, s_t}} = \frac{1}{\left(1 + \sum_{i=1}^4 \frac{r}{R_i}\right) - \frac{r}{R_1} z_n^{-1} - \frac{r}{R_2} z_m^{-1} - \frac{r}{R_3} z_n^{+1} - \frac{r}{R_4} z_m^{+1} + rcs_t} \quad (3.18)$$

s_t burada Laplace değişkenini temsil etmektedir. Bu frekans yanıtı, katsayıları üzerinde belirli koşullar altında hıza ayarlı bir filtrenin yaklaşımı olabilmektedir (Torralba ve Herault, 1999). Bir sonraki kısımda, Şekil 3.6’da verilen devreye ek bağlantılar verilmiş olup çeşitli uzay-zamansal filtrelerin gerçekleştirilmesini nasıl sağladığı gösterilecektir.

Şekil 3.5 ve 3.6’da görülen toprağa bağlı kapasite bilindiği gibi orijinal HSA topolojisinde mevcuttur. Eğer komşu hücreler arasında kapasitif bağlantılar olursa ne olacaktır ya da daha genel olarak komşulardan türev difüzyonu olursa ne olacaktır?



Şekil 3.7 Herhangi bir komşudan türev difüzyonu (Ip vd., 2005b)

Genel bir $(n-a, m-b)$ düğümünden şekil 3.7’de görüldüğü gibi l . dereceden genel bir türev difüzyonu düşünölsün. “Türev alıcı geçiş iletkenliği”(kavramsal olarak düşünölsün) giriş geriliminin l . dereceden türeviyle orantılı bir akım çıkışı vermektedir ($i_{a,b,t} = c_{a,b} \frac{d^l}{dt^l} s_{n-a,m-b,t}$).

(n, m) düğümündeki $s_{n,m}$ gerilimini de içeren K.A.Y (3.19) şeklinde verilmektedir:

$$e_{n,m,t} + \frac{r}{R_1} s_{n-1,m,t} + \frac{r}{R_2} s_{n,m-1,t} + \frac{r}{R_3} s_{n+1,m,t} + \frac{r}{R_4} s_{n,m+1,t} + r c_{a,b} \frac{d^l}{dt^l} s_{n-a,m-b,t} = r c_{a,b} \frac{d^l}{dt^l} s_{n,m,t} + \left(1 + \sum_{i=1}^4 \frac{r}{R_i} \right) s_{n,m,t} \quad (3.19)$$

Uzayda z-dönüşümü alındığında (3.20)’deki ifade elde edilecektir:

$$S_{z_n, z_m, t} \left(\frac{r}{R_1} z_n^{-1} + \frac{r}{R_2} z_m^{-1} + \frac{r}{R_3} z_n^{+1} + \frac{r}{R_4} z_m^{+1} \right) + z_n^{-a} z_m^{-b} r c_{a,b} \frac{d^l}{dt^l} S_{z_n, z_m, t} + E_{z_n, z_m, t} = S_{z_n, z_m, t} \left(1 + \sum_{i=1}^4 \frac{r}{R_i} \right) \quad (3.20)$$

Sonradan, (3.20)'nin Laplace dönüşümü alındığında (3.21) ile verilen ifade elde edilir (Torralba ve Herault, 1999):

$$S_{z_n, z_m, s_t} \left\{ \frac{r}{R_1} z_n^{-1} + \frac{r}{R_2} z_m^{-1} + \frac{r}{R_3} z_n^{+1} + \frac{r}{R_4} z_m^{+1} + r c_{a,b} z_n^{-a} z_m^{-b} s_t^l \right\} +$$

$$+ E_{z_n, z_m, s_t} = S_{z_n, z_m, s_t} \left\{ r c s_t + 1 + \sum_{i=1}^4 \frac{r}{R_i} \right\} \quad (3.21)$$

(3.21)'in düzenlenmesi sonucunda karışık domende, başka bir deyişle zamanda sürekli Laplace/uzayda ayrık z domeninde (3.22) şeklinde bir uzay-zamansal frekans yanıtı elde edilir:

$$\frac{S_{z_n, z_m, s_t}}{E_{z_n, z_m, s_t}} = \frac{1}{\left(1 + \sum_{i=1}^4 \frac{r}{R_i} \right) - \frac{r}{R_1} z_n^{-1} - \frac{r}{R_2} z_m^{-1} - \frac{r}{R_3} z_n^{+1} - \frac{r}{R_4} z_m^{+1} - r c_{a,b} z_n^{-a} z_m^{-b} s_t^l + r c s_t} \quad (3.22)$$

Buradan genel bir $(n-a, m-b)$ düğümünden gelen l . dereceden türev difüzyonunun orijinal uzay-zamansal frekans yanıtında ek olarak $z_n^{-a} z_m^{-b} s_t^l$ terimini oluşturacağı açıktır. Eğer bu difüzyon bir $(n-a, m-b)$ giriş düğümünden yapılırsa, ek $z_n^{-a} z_m^{-b} s_t^l$ terimi frekans yanıtının paydasında gözükecektir. Aynı şekilde, bir çıkış düğümünden gelen difüzyon (3.22)'de olduğu gibi terimlerin paydada oluşmasına neden olur. Sadece s_t^l Laplace değişkenini içeren bir terim elde etmek içinse sadece toprak düğümünden difüzyon olmalıdır.

Buradaki analiz, şekil 3.7'deki gibi lineer HSA yapılarına ek türev difüzyonuyla (3.23) ile verilen biçimde genel bir karışık domende uzay-zamansal rasyonel frekans yanıtının gerçekleşmesini sağlamaktadır:

$$\frac{S_{z_n, z_m, s_t}}{E_{z_n, z_m, s_t}} = \frac{\sum_{\alpha, \beta, \rho \in R_d} d_{\alpha, \beta, \rho} z_n^{-\alpha} z_m^{-\beta} s_t^{\rho}}{\sum_{n_a, m_b, k \in R_q} q_{n_a, m_b, k} z_n^{-n_a} z_m^{-m_b} s_t^k} \quad (3.23)$$

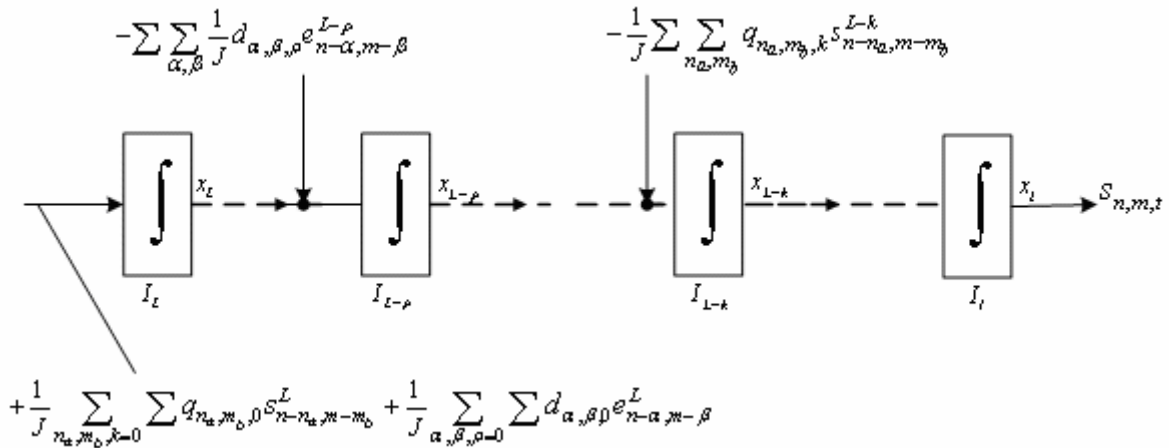
Burada R_d ve R_q sırasıyla giriş ve çıkış şablonlarının destek bölgesidir. Bilindiği gibi herhangi bir kararlı rasyonel uzay-zamansal frekans yanıtı, ister z ister Laplace domeninde olsun (3.23) ile verilen biçime, uygun bir Bilineer dönüşüm uzaysal (sürekli bir prototipi verilmiş olan) değişkenlere ve/veya uygun bir ters Bilineer dönüşüm zaman (ayrık bir prototipi verilmiş olan) değişkenlerine uygulanarak dönüştürülebilir.

3.1.2.3 VLSI Uyumlu Gerçekleştirmeler

Analog VLSI teknolojisinde işaret işleme işlemleri genellikle, temel bir yapı bloğu olan sürekli zamanlı integral alıcılar ile gerçekleştirilmektedir. Burada (3.23)'te verilen yapının dinamiklerini integral alıcılar ile gerçeklemek için işaret akış diyagramına dayanan bir dönüşüm önerilecektir (İp vd., 2005b). (3.23) ifadesi göz önüne alınarak L ve D sırasıyla frekans yanıtının paydası ve payındaki zamansal Laplace polinomlarının dereceleri olsun. $L \geq D$ düşünülerek (3.23) yeniden düzenlenip ters z-dönüşümü alındığında (3.24)'teki ifade elde edilir:

$$\begin{aligned} & \sum_{\alpha, \beta, \rho=0} \sum d_{\alpha, \beta, 0} e_{n-\alpha, m-\beta, s_t} + \sum_{\alpha, \beta, \rho \neq 0} \sum d_{\alpha, \beta, \rho} s_t^\rho e_{n-\alpha, m-\beta, s_t} = s_{n, m, s_t} J s_t^L + \\ & + \sum_{n_a, m_b, k \neq 0} \sum q_{n_a, m_b, k} s_t^k e_{n-n_a, m-m_b, s_t} + \sum_{n_a, m_b, k=0} \sum q_{n_a, m_b, 0} s_{n-n_a, m-m_b, s_t} \end{aligned} \quad (3.24)$$

Burada $J = q_{0,0,L}$ alınmıştır, bunun nedeni paydadaki en yüksek dereceden s_t^L terimlerinin en azından birisinin katsayısının z domeni değişkenleri olan z_n ve z_m 'den bağımsız farz edilmiş olmasıdır. Bu yaklaşım, $s_t^L z_n^{-a} z_m^{-b}$ biçiminde olan herhangi bir terimin z domeni değişkenlerinin, tüm frekans yanıtının $z_n^{+a} z_m^{+b} / z_n^{+a} z_m^{+b}$ ile çarpılması sonucu yok edilmesi durumunda uygun olmaktadır. Fakat bu yaklaşım fitrenin kararlılığını etkilemektedir. Önerilen bu çarpım sonucu kararsız bir frekans yanıtı ortaya çıkarsa filtre burada verilen integral alıcı gerçekleştirilmesine uygun değildir.



Şekil 3.8 Uzay-zamansal filtre yapısının işaret akış diyagramı (İp vd., 2005b)

t domeninde bir integral denklem (3.24)'nın $J s_t^L$ ile bölümüyle elde edilebilir:

$$\begin{aligned}
s_{n,m,s_t} = & - \sum_{n_a, m_b, k=0} \sum \frac{q_{n_a, m_b, 0} s_{n-n_a, m-m_b, s_t}}{J s_t^L} - \frac{1}{J} \sum_{n_a, m_b, k \neq 0} \sum q_{n_a, m_b, k} \frac{s_{n-n_a, m-m_b, s_t}}{s_t^{L-k}} + \\
& + \sum_{\alpha, \beta, \rho=0} \sum d_{\alpha, \beta, 0} \frac{e_{n-\alpha, m-\beta, s_t}}{J s_t^L} + \sum_{\alpha, \beta, \rho \neq 0} \sum \frac{d_{\alpha, \beta, \rho} e_{n-\alpha, m-\beta, s_t}}{J s_t^{L-\rho}}
\end{aligned} \quad (3.25)$$

(3.25) bağıntısı her bir hücredeki zamansal dinamikleri, işlem gören hücrenin girişleriymiş gibi alınan komşu hücrelerin giriş veya çıkışları ile kullanır. Gösterim uygunluğu açısından (3.25)'deki $s_{n-n_a, m-m_b, s_t}$ terimlerini temsil etmek için $\frac{1}{s_t^{L-k}}$ terimini içeren bir katsayı ile birlikte $s_{n-n_a, m-m_b}^{L-k}$ olarak alınacaktır. Benzer olarak, işlem gören hücreye bağlı olan diğer komşu girişler için de $e_{n-\alpha, m-\beta}^{L-\rho}$ olarak kullanılacaktır. Bu durumda (3.25) ifadesi şu hale gelecektir:

$$\begin{aligned}
s_{n,m,s_t} = & - \sum_{n_a, m_b, k=0} \sum \frac{q_{n_a, m_b, 0} s_{n-n_a, m-m_b}^{L-k}}{J s_t^L} - \frac{1}{J} \sum_{n_a, m_b, k \neq 0} \sum q_{n_a, m_b, k} \frac{s_{n-n_a, m-m_b}^{L-k}}{s_t^{L-k}} + \\
& + \sum_{\alpha, \beta, \rho=0} \sum d_{\alpha, \beta, 0} \frac{e_{n-\alpha, m-\beta}^{L-\rho}}{J s_t^L} + \sum_{\alpha, \beta, \rho \neq 0} \sum \frac{d_{\alpha, \beta, \rho} e_{n-\alpha, m-\beta}^{L-\rho}}{J s_t^{L-\rho}}
\end{aligned} \quad (3.26)$$

Buradan, sadece Şekil 3.8'deki gibi gösterilen integral alıcılara dayanan bir işaret akış diyagramı çizilebilir. Şekil 3.8'deki işaret akış diyagramının genel olduğu da göz önünde bulundurulmalıdır. Ayrıca, eğer bazı $s_{n-n_a, m-m_b}^{L-k}$ terimleri $L-k=0$ içeriyorsa çıkış (3.27) ile verilen ifade biçiminde olacaktır:

$$s_{n,m,t} = \text{integrali alınmış terimler} - \frac{1}{J} \sum_{n_a, m_b} \sum q_{n_a, m_b, L} s_{n-n_a, m-m_b}^0 \quad (3.27)$$

Şekil 3.8'deki gibi her bir integral alıcının çıkışlarına bir durum değişkeni atandığında (3.27) ifadesi, sistem çıkışının X_1 durumuna eşit olmayıp X_1 ile bazı 'girişlerin' (komşu hücrelerin çıkışları) farkına eşit olduğunu göstermektedir. Burada bahsedilen tasarım metodu, bir sonraki bölümde bir sentez örneği ile belirginleştirilecektir.

3.1.2.4 Tasarım Örneği

Pratik bir sentez örneği ele alınıp (3.28) ile Laplace frekans yanıtı prototipi verilen düzlemsel geçiren bir filtrenin yapısının ve işaret akış diyagramının çıkarılması hedeflenmiştir:

$$\frac{S_{s_x, s_y, s_t}}{E_{s_x, s_y, s_t}} = \frac{R_L}{R_L + L_x s_x + L_y s_y + L_t s_t} \quad (3.28)$$

Burada s_x ve s_y sırasıyla x ve y doğrultularındaki Laplace değişkenleri olup R_L , L_x , L_y ve L_t sabit değerlerdir. Bu filtre, geçirme bandı orijinden (3.29) denklemi ile geçen bir düzlem olup, hıza ayarlıdır:

$$(-L_x/L_t)\Omega_x + (-L_y/L_t)\Omega_y - \Omega_t = 0 \quad (3.29)$$

Burada $(\Omega_x, \Omega_y, \Omega_t)$ indislerinin sürekli Fourier değişkenleridir. (3.29)'a göre, bir girişin $(v_x = (-L_x/L_t), v_y = (-L_y/L_t))$ hızıyla hareket etmesi sonucu filtrenin maksimum çıkış verdiği sonucu çıkmaktadır. (3.28)'i (3.23)'ün biçimine dönüştürmek için (3.28)'e iki boyutlu bileer dönüşüm uygulanır:

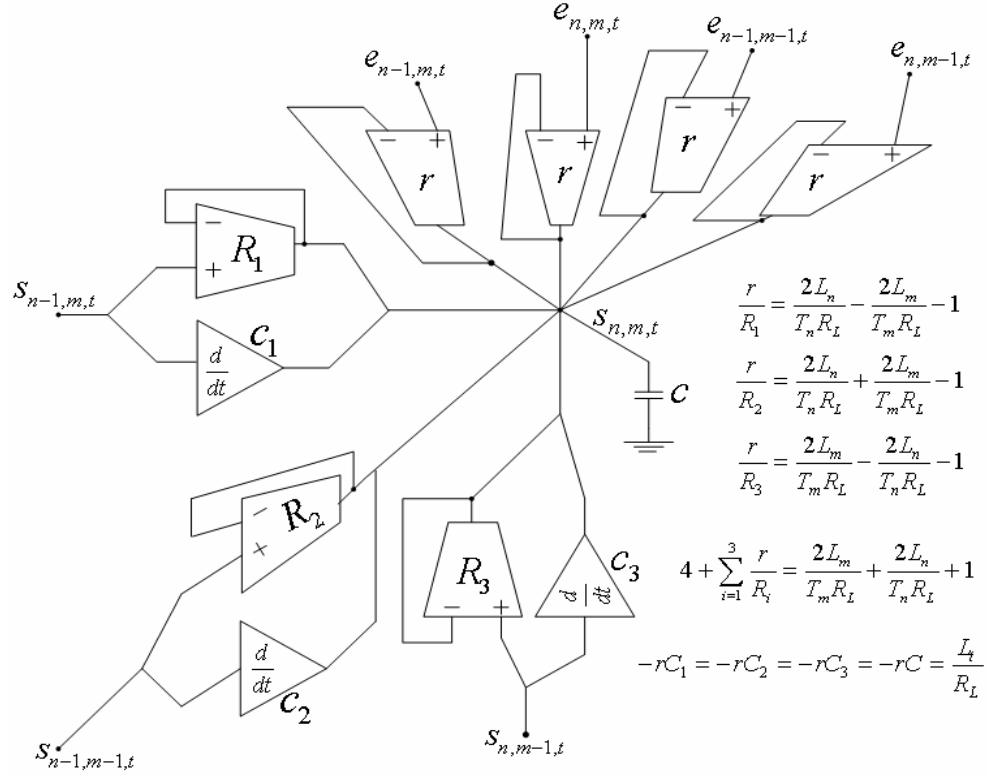
$$P_i = 2(1 - z_i^{-1})/T_i(1 + z_i^{-1}), i = n, m \quad (3.30)$$

Burada $T_i, i = n, m$ uzaysal (n, m) koordinatlarındaki örnekleme periyotlarıdır. Eğer (3.28)'e iki boyutlu bileer dönüşüm yerine bir sonlu farklar yaklaşımı uygulanırsa (3.18) ifadesine benzer (fakat birinci derece olan) bir ifade elde edilecektir. Burada iki boyutlu bileer dönüşüm kullanılmasının nedeni ek zaman türevi difüzyonlu bağlantılar içeren bir yapının sentezlenmesidir.

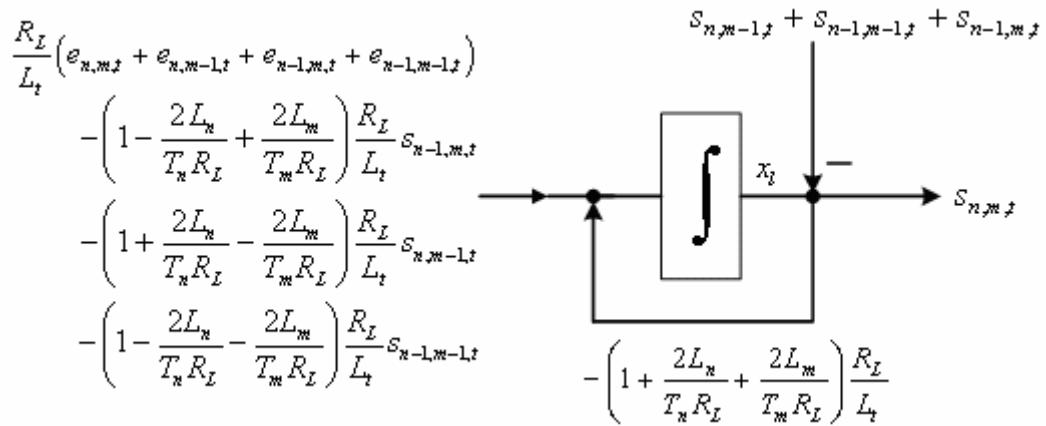
$$\begin{aligned} \frac{S_{z_n, z_m, s_t}}{E_{z_n, z_m, s_t}} &= 1 + z_n^{-1} + z_m^{-1} + z_n^{+1} + z_m^{+1} \left/ \left(1 + \frac{2L_n}{T_n R_L} + \frac{2L_m}{T_m R_L} \right) + \left(1 - \frac{2L_n}{T_n R_L} + \frac{2L_m}{T_m R_L} \right) z_n^{-1} + \right. \\ &+ \left(1 + \frac{2L_n}{T_n R_L} - \frac{2L_m}{T_m R_L} \right) z_m^{-1} + \left(1 - \frac{2L_n}{T_n R_L} - \frac{2L_m}{T_m R_L} \right) z_n^{-1} z_m^{-1} + \frac{L_t}{R_L} z_n^{-1} s_t + \frac{L_t}{R_L} z_m^{-1} s_t + \\ &+ \frac{L_t}{R_L} z_n^{-1} z_m^{-1} s_t + \frac{L_t}{R_L} s_t \end{aligned} \quad (3.31)$$

(3.28)'e (3.30)'un uygulanmasıyla (3.31) ifadesi elde edilir ve buna karşılık gelen yapının topolojisi de Şekil 3.9'de görülmektedir. Elde edilen bu frekans yanıtına göre filtre zamanda birinci dereceden (ya da birinci dereceden türev difüzyonu içeren) olup Şekil 3.10'da verilen işaret akış diyagramı da bu nedenle sadece bir integral alıcı içermektedir. Şekil 3.9'deki yapının nümerik simülasyon sonuçları Cadence tasarım programında ideal elemanlar ile elde edilmiştir (Ip vd., 2005b). 20x20'lik yapı üzerinde filtre $v_n = v_m = -3$ piksel/saniye hızına

ayarlanmıştır. Sırasıyla (-3,-3) ve (-3,3) piksel/saniye hızlarında hareket eden D_1 ve D_2 gibi iki noktadan oluşan giriş deseni uygulanmıştır. D_1 ve D_2 başlangıçta yapının aşağı ve yukarı sol köşelerine yerleştirilmiştir.



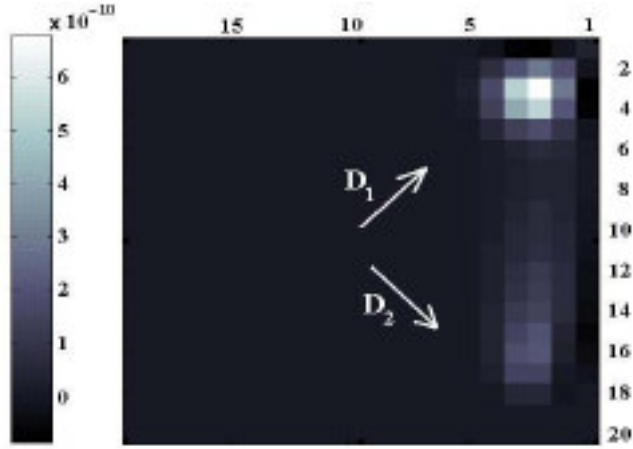
Şekil 3.9 Zhang ve Bruton'un düzlemsel geçiren filtre yapısı (Ip vd., 2005b)



Şekil 3.10 Zhang ve Bruton'un düzlemsel geçiren filtresinin işaret akış diyagramı (Ip vd., 2005b)

Şekil 3.11, giriş deseninin yapıya uygulanmasından 5,5 saniye sonraki çıkış desenini

göstermektedir (Pozitif n yönü sola doğru, pozitif m yönü ise aşağıya doğru alınmıştır, renk eksenini volt birimindedir).



Şekil 3.11 Düzlemsel geçiren filtre yapısının gerçekleştirilmesinin giriş verildikten 5,5 saniye sonraki çıkış deseni (İp vd., 2005b)

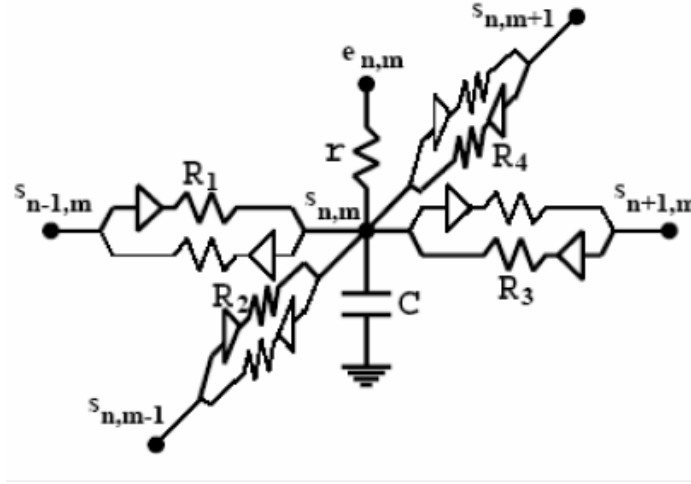
D_2 'nin parlaklığının iyice zayıfladığı görülmektedir. Buna karşın filtrenin ayarlandığı hızda hareket eden D_1 'in parlaklığı nispeten daha yüksektir. Bunun yanı sıra D_2 'nin hızı filtrenin ayarlandığı hıza dik olduğu halde çıkışta tamamen yok olmamıştır. Bunun nedeni orijinden geçen bir düzlemsel geçiren filtre olmasıdır. Doğal olarak bazı alçak frekanslı girişler de filtreden geçmeyi başarmıştır.

3.1.2.5 Sonuçlar

Uzay-zamansal filtre uygulamalarını hedefleyen yeni bir değişik lineer HSA yapısının genel biçimi verilmiştir (İp vd., 2005b). Bu çalışmanın genel uzay-zamansal filtre tasarım süreci ile devre gerçekleştirme süreci arasında bir köprü olması umulmaktadır. Fakat hedef filtre spesifikasyonunun istenilen biçimde rasyonel bir frekans yanıtı olmaması durumunda bu yeterli değildir. Bu durumda sistematik bir yol izlenerek rasyonel olmayan bir frekans yanıtına sahip olan filtrenin rasyonel frekans yanıtları ile yaklaşımının verilmesi gereklidir. Diğer taraftan, belirli bir iş için karışık domende sürekli zaman/ayrık uzayda filtreleri doğrudan tasarlamak ve burada verilen yapıyı kullanarak gerçekleştirmesini yapmak mümkündür. Yine de karışık domende özyinelemeli filtre tasarımları için daha fazla çalışma yapılmalıdır.

3.2 HSA Yapısı Üzerinde Yön Seçici Uygulama

Bölüm 3.1.1 şekil 3.2 (b)'de verilen hız ayarlı analog yapının ayrık lineer HSA şablonlarıyla simülasyonu yapılmıştır. Bunun sonucunda bazı doğrultularda yön seçici bir filtre elde edilmiştir. Öncelikle bu analog yapı şekil 3.12'de olduğu gibi düşünülmüştür.



Şekil 3.12 Analog hız ayarlı yapı (tekrar) (Torralba ve Herault, 1999)

Bu durumda bölüm 3.1.1'de verilen bazı parametreler (3.32) biçiminde ifade edilecektir:

$$R_1 = a_x, R_2 = a_y, R_3 = b_x, R_4 = b_y \quad (3.32)$$

Şekil 3.12'deki devre ele alınsın. $s(n, m, t)$ 'nin bulunduğu düğüme göre K.A.Y uygulanıp elde edilen ifade düzenlenirse (3.33) şeklini alacaktır:

$$\begin{aligned} \frac{ds(n, m, t)}{dt} = & -\frac{1}{C} \left(\frac{1}{r} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) s(n, m, t) + \frac{1}{R_1 C} s(n-1, m, t) + \frac{1}{R_3 C} s(n+1, m, t) + \\ & + \frac{1}{R_2 C} s(n, m-1, t) + \frac{1}{R_4 C} s(n, m+1, t) - \frac{1}{rC} e(n, m, t) \end{aligned} \quad (3.33)$$

Bu ifade (2.3)'de verilen lineer HSA denkleminin yapısında düşünülürse (3.34) ile verilen şablonlar ve eşik değeri elde edilecektir:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{R_2 C} & 0 \\ \frac{1}{R_1 C} & -\left(\frac{1}{rC} + \frac{1}{R_1 C} + \frac{1}{R_2 C} + \frac{1}{R_3 C} + \frac{1}{R_4 C}\right) + 1 & \frac{1}{R_3 C} \\ 0 & \frac{1}{R_4 C} & 0 \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{rC} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; I = 0 \quad (3.34)$$

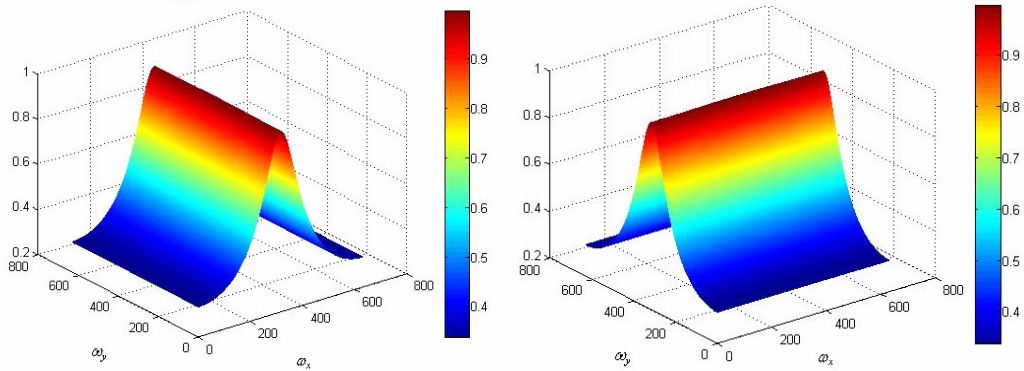
(3.34) ile verilen şablonlardan elde edilen frekans yanıtı (3.35) şeklindedir:

$$H(e^{j\omega_x}, e^{j\omega_y}, j\Omega_t) = 1 / \left\{ 1 + \frac{r}{R_1} + \frac{r}{R_2} + \frac{r}{R_3} + \frac{r}{R_4} - \frac{r}{R_1} e^{-j\omega_x} - \frac{r}{R_3} e^{j\omega_x} - \frac{r}{R_2} e^{-j\omega_y} - \frac{r}{R_4} e^{j\omega_y} + jrC\Omega_t \right\} \quad (3.35)$$

Bu frekans yanıtı uzaysal frekanslar için düşünülürse (3.36) şeklini alacaktır:

$$H(e^{j\omega_x}, e^{j\omega_y}) = \frac{S}{E} = 1 / \left\{ 1 + \frac{r}{R_1} + \frac{r}{R_2} + \frac{r}{R_3} + \frac{r}{R_4} - \frac{r}{R_1} e^{-j\omega_x} - \frac{r}{R_3} e^{j\omega_x} - \frac{r}{R_2} e^{-j\omega_y} - \frac{r}{R_4} e^{j\omega_y} \right\} \quad (3.36)$$

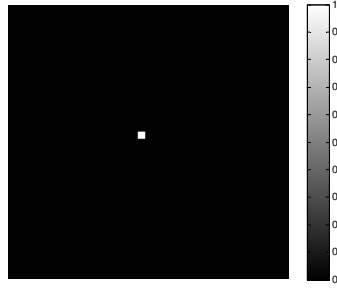
Bu frekans yanıtının genliği simülasyonlarda kullanılan R_1, R_2, R_3, R_4 parametrelerinin değişik değerleri için şekil 3.13'teki gibidir.



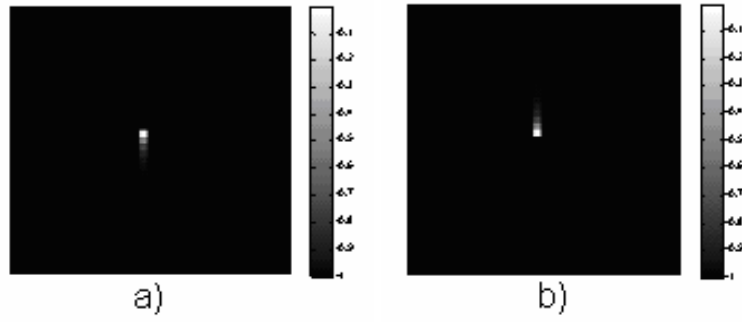
Şekil 3.13 Ayırık frekans yanıtı (Sağda y, solda x doğrultusunda seçicilik.)

41X41'lik bir statik giriş görüntüsünün birim örnek yanıtı için değişik R_1, R_2, R_3, R_4 parametreleri ile yapılan simülasyonların sonucunda +y, -y ve +x, -x yönlerinde seçici olduğu şekil 3.14'te verilen giriş, 3.15 ve 3.16'da görülen çıkış görüntülerinden görülmektedir. Çıkış

görüntülerindeki birim örnek yanıtlarının yayılım yönü, filtrenin seçici olduğu yönü göstermektedir.

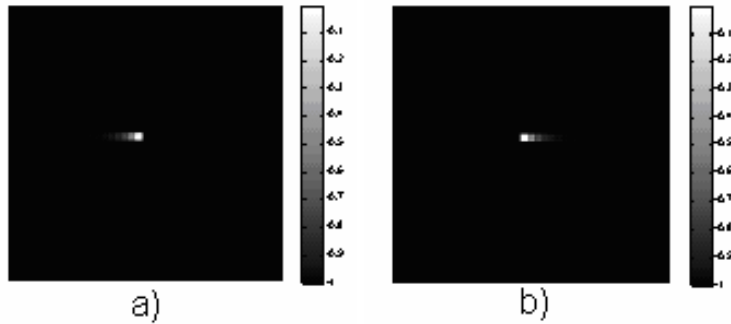


Şekil 3.14 41X41'lik giriş görüntüsü



Şekil 3.15 +y ve -y yönlerinde seçicilik durumunda çıkış görüntüleri (birim örnek yanıtları)

Şekil 3.15 b) ile verilen çıkış görüntüsü için $r = C = 1$, $R_1 = R_3 = 1000$, $R_2 = 1$, $R_4 = 345$, a) içinse $r = C = 1$, $R_1 = R_3 = 1000$, $R_2 = 345$, $R_4 = 1$ alınmıştır. Her iki durumda da (3.36) ile verilen frekans yanıtı şekil 3.12'de sağda gösterilendir.



Şekil 3.16 +x ve -x yönlerinde seçicilik durumunda çıkış görüntüleri (birim örnek yanıtları)

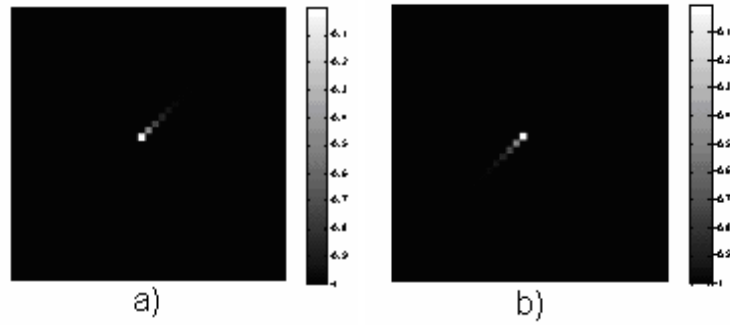
Şekil 3.16 b) ile verilen çıkış görüntüsü için $r = C = 1$, $R_1 = R_3 = 1000$, $R_2 = 1$, $R_4 = 345$ a) içinse $r = C = 1$, $R_1 = R_3 = 1000$, $R_2 = 345$, $R_4 = 1$ alınmıştır. Her iki durumda da (3.36) ile verilen frekans yanıtı şekil 3.12’de solda gösterilendir.

(3.34) ile verilen şablonlar ile yapılan simülasyonlar sonucu 105 iterasyondan sonra bu sonuçlar elde edilmektedir. Birim örnek yanıtları, 7 iterasyonda bu hale gelmektedir.

(3.34) ile verilen şablonlar döndürülerek değiştirilirse (3.37) biçimine gelecektir:

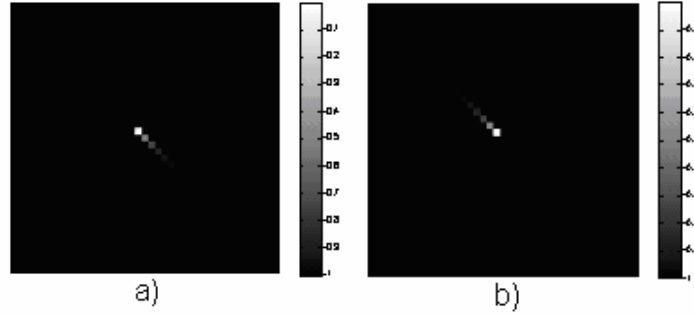
$$A = \begin{bmatrix} \frac{1}{R_2 C} & 0 & \frac{1}{R_3 C} \\ 0 & -\left(\frac{1}{rC} + \frac{1}{R_1 C} + \frac{1}{R_2 C} + \frac{1}{R_3 C} + \frac{1}{R_4 C}\right) + 1 & 0 \\ \frac{1}{R_1 C} & 0 & \frac{1}{R_4 C} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\tau} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; I = 0 \quad (3.37)$$

Bu durumda diyagonal yönlerde seçicilik sağlanmış olup aynı simülasyon parametreleriyle birim örnek yanıtları şekil 3.17’de gösterilmiştir:



Şekil 3.17 +x+y ve -x-y yönlerinde seçicilik durumunda çıkış görüntüleri (birim örnek yanıtları)

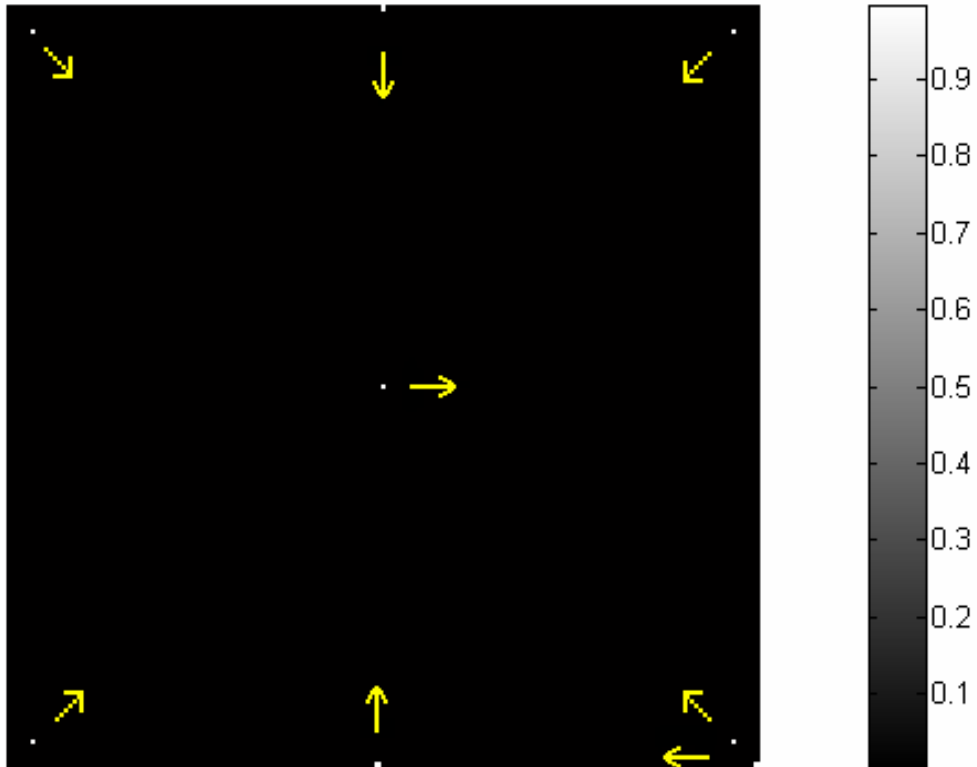
Şekil 3.17 b) ile verilen çıkış görüntüsü için $r = C = 1$, $R_2 = R_4 = 1000$, $R_1 = 1$, $R_3 = 345$, a) içinse $r = C = 1$, $R_2 = R_4 = 1000$, $R_1 = 345$, $R_3 = 1$ alınmıştır.



Şekil 3.18 $+x-y$ ve $-x+y$ yönlerinde seçicilik durumunda çıkış görüntüleri (birim örnek yanıtları)

Şekil 3.18 b) ile verilen çıkış görüntüsü için $r = C = 1$, $R_1 = R_3 = 1000$, $R_2 = 1$, $R_4 = 345$, a) içinse $r = C = 1$, $R_1 = R_3 = 1000$, $R_2 = 345$, $R_4 = 1$ alınmıştır.

Giriş görüntüsünün ilk durumu şekil 3.19’da verilmektedir. Son olarak, aynı parametreler kullanılarak şekil 3.19’daki 129×129 hareketli giriş görüntüsü için yapılan simülasyonlar sonucu elde edilen çıkış görüntüleri verilecektir.

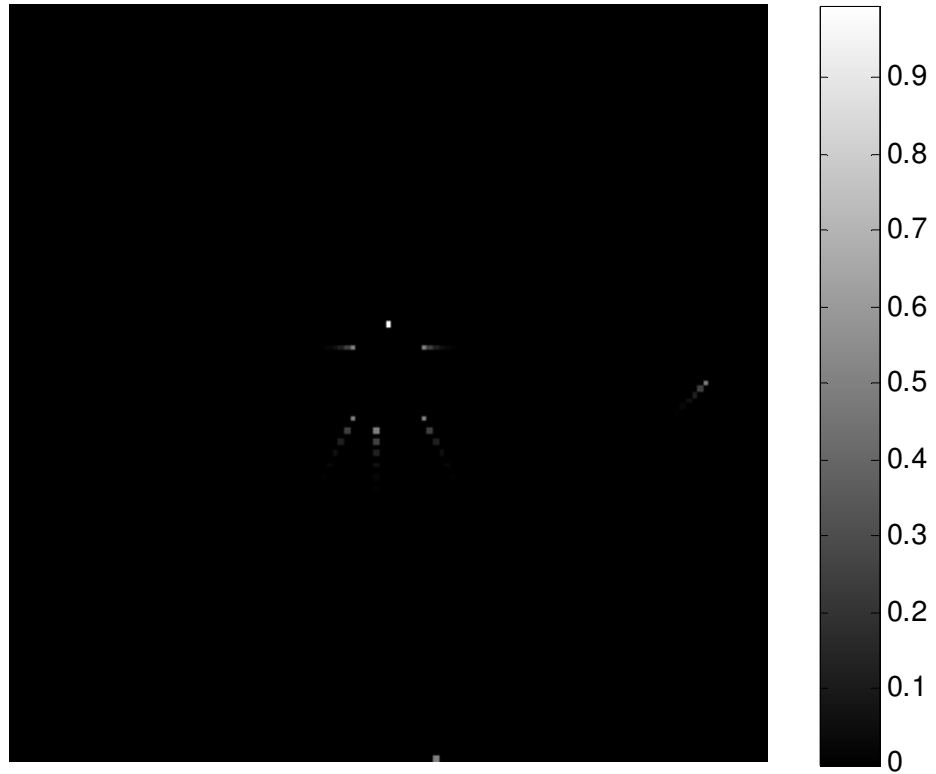


Şekil 3.19 129×129 ’luk hareketli giriş görüntüsünün ilk durumu

Şekil 3.19’da verilen 8 yöne göre çıkışlar elde edilecektir. Piksellerin hareket yönleri oklarla gösterilmiştir. Çıkış görüntülerinde parlak olarak görülen noktalar filtre tarafından seçilmiştir.

(3.34)’te verilen şablonları kullanarak $r = C = 1$, $R_1 = R_3 = 1000$, $R_2 = 345$, $R_4 = 1$ için çıkış görüntüsü şekil 3.20’de verilmiştir. Bu şekilde giriş görüntüsünün alt ortasından başlayarak yukarıya doğru hareket eden nokta parlak ve yayılımsız olduğu için seçilmiştir. Hareket sonucu bu nokta çıkış görüntüsünde en üstte görülmüştür. Diğer noktaların bulanık ve yayımlı oldukları görülmektedir. Bu durumda HSA şablonları (3.38)’deki değerleri alır.

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0,0029 & 0 \\ 0,001 & -1,0049 & 0,001 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

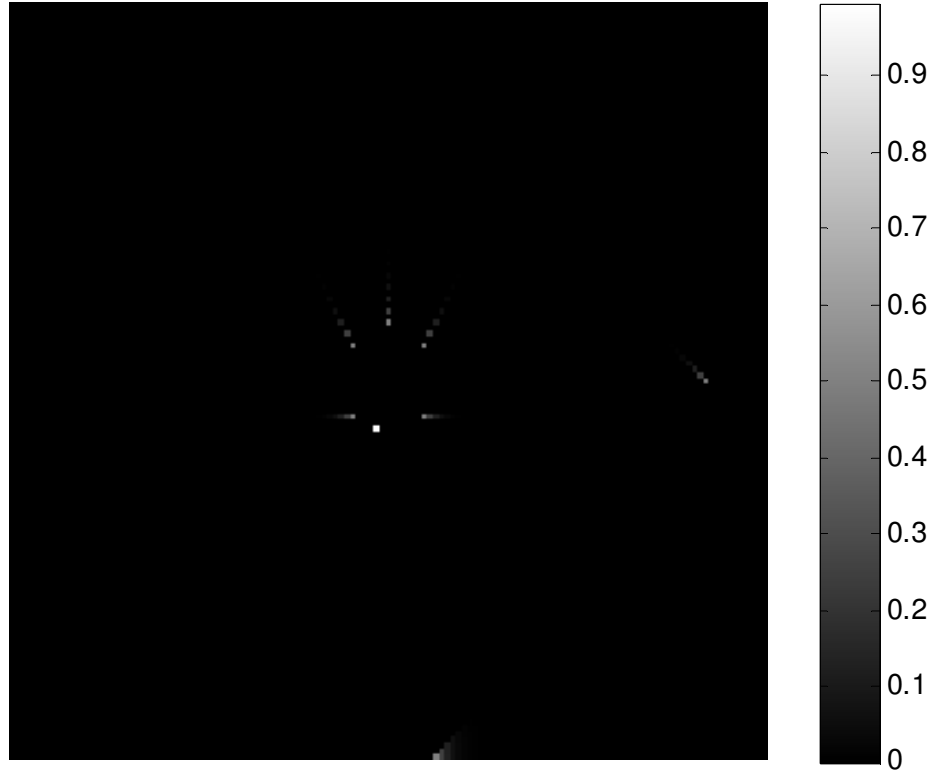


Şekil 3.20 +y yönünde seçicilik

(3.34)’te verilen şablonları kullanarak $r = C = 1$, $R_1 = R_3 = 1000$, $R_2 = 1$, $R_4 = 345$ için çıkış görüntüsü şekil 3.21’dedir. Bu şekilde giriş görüntüsünün üst ortasından başlayarak aşağıya

doğru hareket eden nokta parlak ve yayılımsız olduğu için seçilmiştir. Hareket sonucu bu nokta çıkış görüntüsünde en üstteki noktanın doğrultusunda ortada toplanmış olan noktaların en altında görülür. Bu durumda HSA şablonları (3.39)'daki değerleri alır.

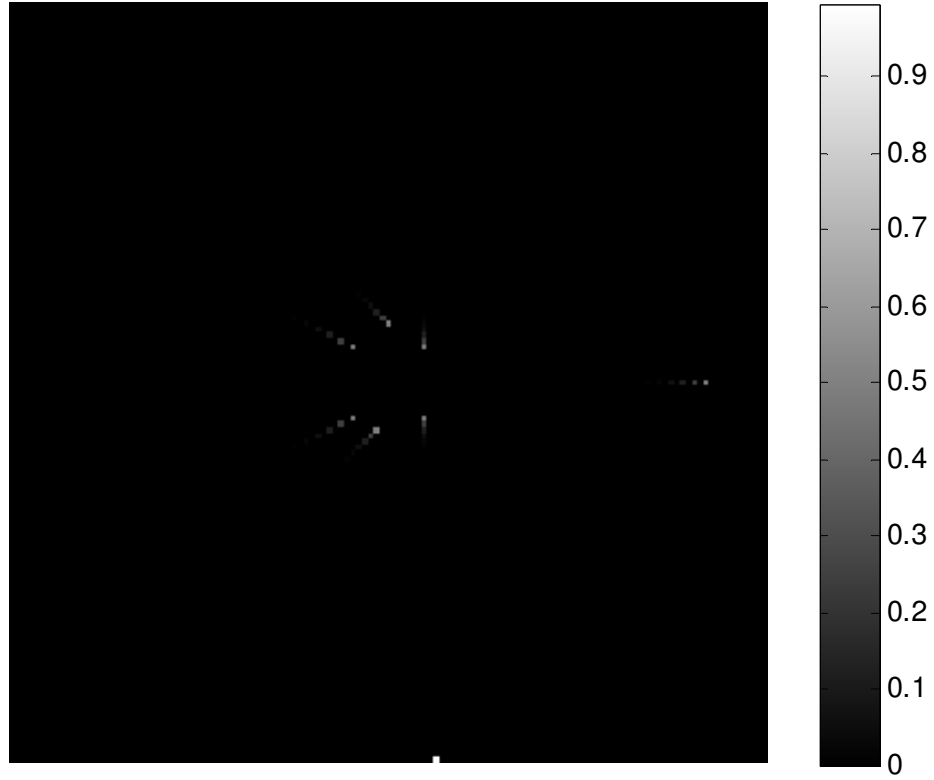
$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0,001 & -1,0049 & 0,001 \\ 0 & 0,0029 & 0 \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.39)$$



Şekil 3.21 -y yönünde seçicilik

(3.34)'te verilen şablonları kullanarak $r = C = 1$, $R_2 = R_4 = 1000$, $R_1 = 1$, $R_3 = 345$ için çıkış görüntüsü şekil 3.22'dedir. Bu şekilde giriş görüntüsünün sağ alt köşesinden başlayarak sola doğru hareket eden nokta parlak ve yayılımsız olduğu için seçilmiştir. Hareket sonucu bu nokta çıkış görüntüsünde en altta ilk başladığı yere göre daha solda görüntünün ortalarına doğru bir yerde görülmektedir. Bu durumda HSA şablonları (3.40)'taki değerleri alır.

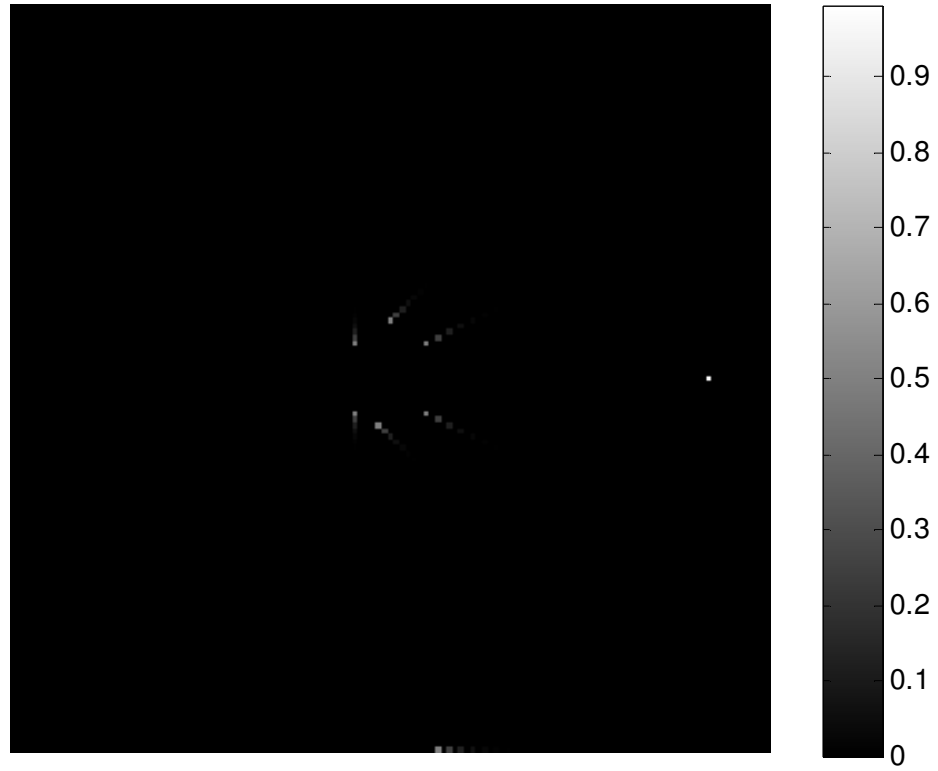
$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0,001 & 0 \\ 1 & -1,0049 & 0,0029 \\ 0 & 0,001 & 0 \end{bmatrix} ; B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.40)$$



Şekil 3.22 -x yönünde seçicilik

(3.34)'te verilen şablonları kullanarak $r = C = 1$, $R_2 = R_4 = 1000$, $R_1 = 345$, $R_3 = 1$ için çıkış görüntüsü şekil 3.23'tedir. Bu şekilde giriş görüntüsünün ortasından başlayarak sağa doğru hareket eden nokta parlak ve yayılımsız olduğu için seçilmiştir. Hareket sonucu bu nokta çıkış görüntüsünde ortada sağ kenara yakın bir yerde görülmektedir. Bu durumda HSA şablonları (3.41)'deki değerleri alır.

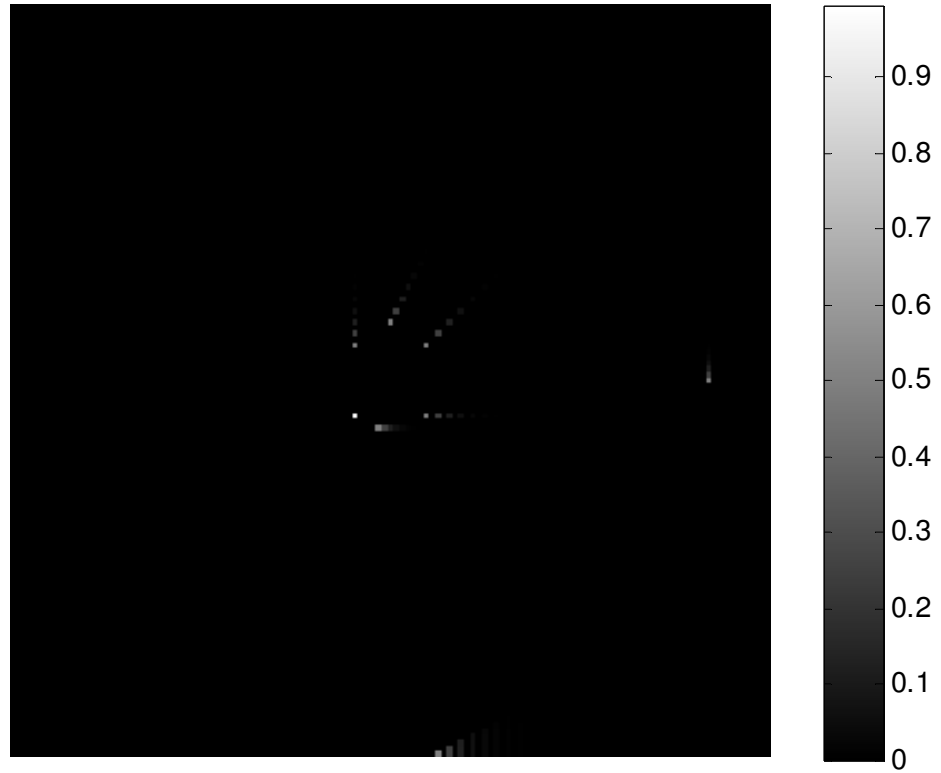
$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0,001 & 0 \\ 0,0029 & -1,0049 & 1 \\ 0 & 0,001 & 0 \end{bmatrix} ; B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.41)$$



Şekil 3.23 +x yönünde seçicilik

(3.37)'de verilen şablonları kullanarak $r = C = 1$, $R_2 = R_4 = 1000$, $R_1 = 345$, $R_3 = 1$ için çıkış görüntüsü şekil 3.24'tedir. Bu şekilde giriş görüntüsünün sağ üst köşesine yakın bir yerden başlayarak çapraza doğru sol alt yönde hareket eden nokta parlak ve yayılımsız olduğu için seçilmiştir. Hareket sonucu bu nokta çıkış görüntüsünde ortadaki noktaların en altında bulunan noktanın sol üst çaprazında görülmektedir. Bu durumda HSA şablonları (3.42)'deki değerleri alır.

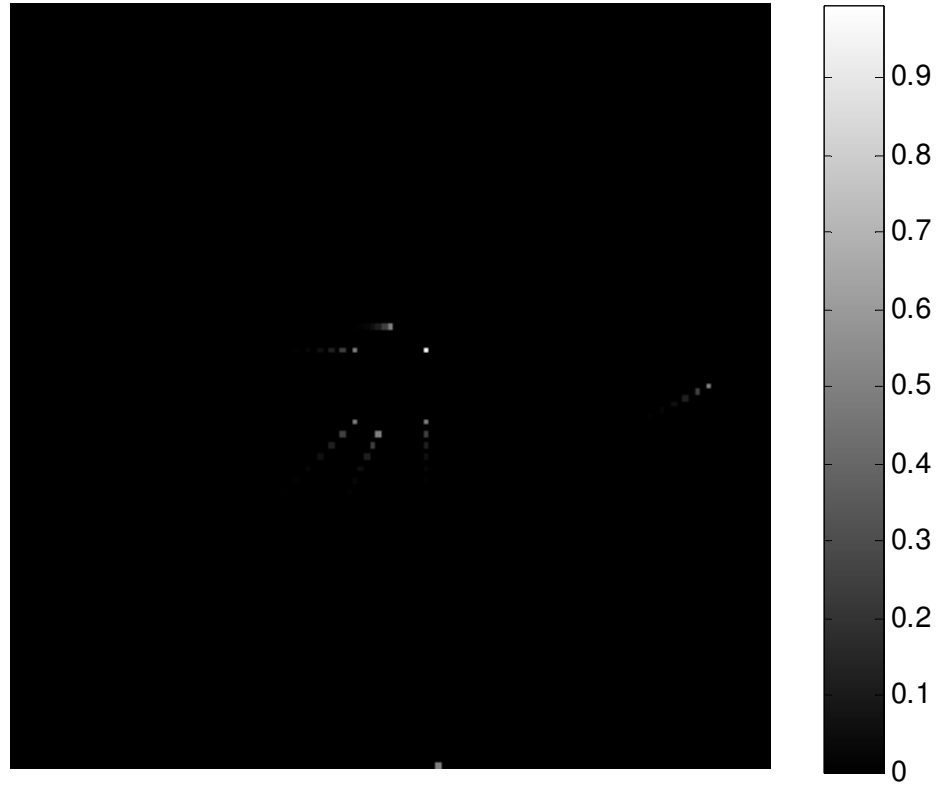
$$A = \begin{bmatrix} 0,001 & 0 & 1 \\ 0 & -1,0049 & 0 \\ 0,0029 & 0 & 0,001 \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.42)$$



Şekil 3.24 -x ve -y yönlerinde seçicilik

(3.37)'de verilen şablonları kullanarak $r = C = 1$, $R_2 = R_4 = 1000$, $R_1 = 1$, $R_3 = 345$ için çıkış görüntüsü şekil 3.25'tedir. Bu şekilde giriş görüntüsünün sol alt köşesine yakın bir yerden başlayarak çapraza doğru sağ üst yönde hareket eden nokta parlak ve yayılımsız olduğu için seçilmiştir. Hareket sonucu bu nokta çıkış görüntüsünde en üstte bulunan noktanın sağ alt çaprazında görülmektedir. Bu durumda HSA şablonları (3.43)'teki değerleri alır.

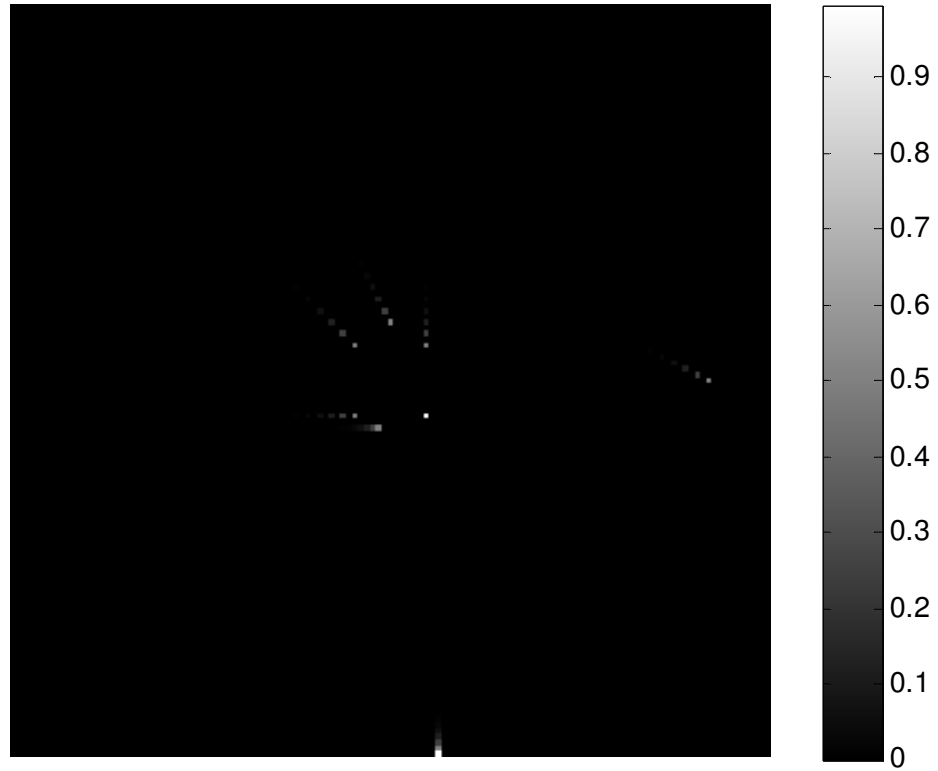
$$A = \begin{bmatrix} 0,001 & 0 & 0,0029 \\ 0 & -1,0049 & 0 \\ 1 & 0 & 0,001 \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.43)$$



Şekil 3.25 +x ve +y yönlerinde seçicilik

(3.37)'de verilen şablonları kullanarak $r = C = 1$, $R_1 = R_3 = 1000$, $R_2 = 1$, $R_4 = 345$ için çıkış görüntüsü şekil 3.26'dadır. Bu şekilde giriş görüntüsünün sol üst köşesine yakın bir yerden başlayarak çapraza doğru sağ alt yönde hareket eden nokta parlak ve yayılımsız olduğu için seçilmiştir. Hareket sonucu bu nokta çıkış görüntüsünde ortadaki noktaların en altında bulunan noktanın sağ üst çaprazında görülmektedir. Bu durumda HSA şablonları (3.44)'teki değerleri alır.

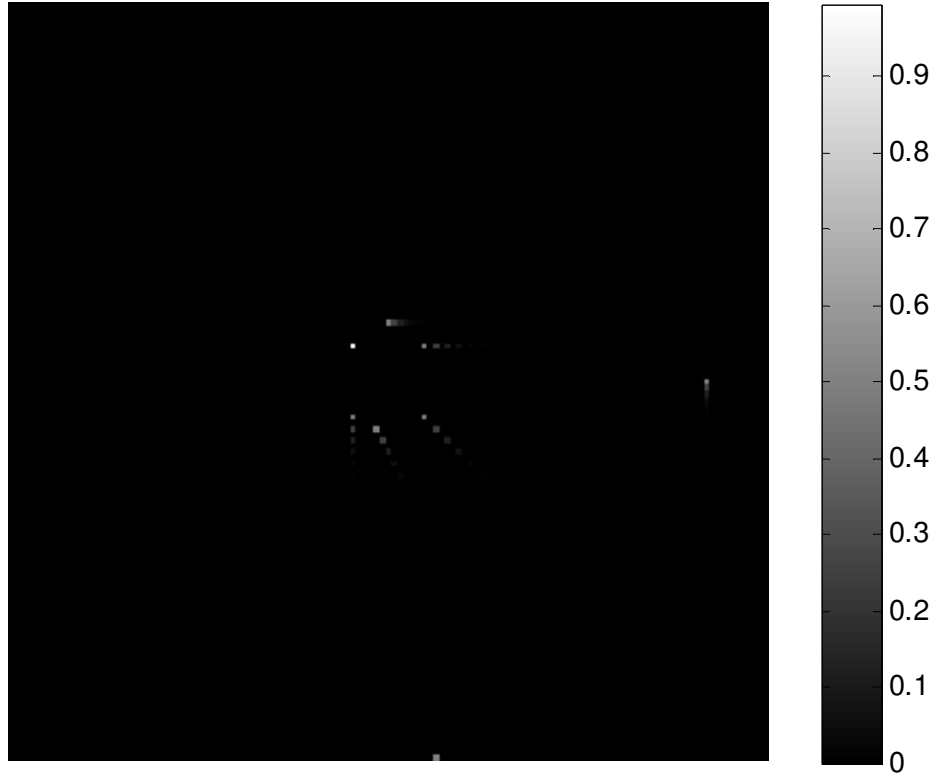
$$A = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0,001 \\ 0 & -1,0049 & 0 \\ 0,001 & 0 & 0,0029 \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.44)$$



Şekil 3.26 +x ve -y yönlerinde seçicilik

(3.37)'de verilen şablonları kullanarak $r = C = 1$, $R_1 = R_3 = 1000$, $R_2 = 345$, $R_4 = 1$ için çıkış görüntüsü şekil 3.27'dedir. Bu şekilde giriş görüntüsünün sağ alt köşesine yakın bir yerden başlayarak çapraz doğru sol üst yönde hareket eden nokta parlak ve yayılımsız olduğu için seçilmiştir. Hareket sonucu bu nokta çıkış görüntüsünde en üstte bulunan noktanın sol alt çaprazında görülmektedir. Bu durumda HSA şablonları (3.45)'teki değerleri alır.

$$A = \begin{bmatrix} 0,0029 & 0 & 0,001 \\ 0 & -1,0049 & 0 \\ 0,001 & 0 & 1 \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.45)$$



Şekil 3.27 $-x$ ve $+y$ yönlerinde seçicilik

Hareketli giriş görüntüsü için iterasyon sayısı 55 alınmış olup pikseller her seferinde 1 adım ilerlemektedirler.

4. SONUÇLAR ve ÖNERİLER

İki boyutlu uzaysal Gauss ve Gabor filtrelerinin tekrarı verildikten sonra Gauss filtresinin alçak geçirenliğinin yanı sıra iki boyutlu sabit bir görüntü üzerinde alçak geçirenliği ayarlanabilen, başka bir deyişle doğrultusu ve bant genişliği ayarlanarak yumuşatma yapabilen Gauss filtresi incelenerek anlatılmıştır. Bununla birlikte Gabor filtresinin bant geçirenliğinin yanı sıra yine iki boyutlu sabit bir görüntü üzerinde harmonik ve doğrultu seçebilme özellikleri anlatılmıştır. Bunların MATLAB ortamında ayırık HSA yapısı kullanılarak simülasyonları yapılmış olup simülasyon sonuçları ikinci bölümde verilmiştir.

Üçüncü bölümde hareketli iki boyutlu görüntüler üzerinde hıza ayarlı iki filtre yapısı incelenmiştir. Bunlardan ilkinin ayırık HSA yapısı ile MATLAB simülasyonu yapıldığında ortaya çıkan hareketin yönünü belli doğrultularda seçtiği gözlenmiş olup simülasyon sonuçları bölüm 3.2’de verilmiştir. İkinci yapının ise klasik HSA yapısından farklı olması nedeniyle bu HSA yapısı da incelenmiş ve anlatılmış olup incelendiği kaynaktaki simülasyon sonucu verilmiştir.

Bölüm 3.1.2’de anlatılan yapı dışında incelenen ayırık HSA yapıları lineer ve birer komşulukludur. Uzaydan bağımsız olmaları ve bir süre sonra sürekli hale girmeleri nedeniyle de sabit birim örneklili görüntüye karşı düşen birim örnek yanıtları simülasyon sonucunda görülmektedir. Bu nedenle bölüm 3.1.1’de anlatılıp bölüm 3.2’de simülasyon sonucu verilen HSA yapısının çeşitli doğrultularda yön seçici olduğu birim örnek yanıtlarından da anlaşılmaktadır. Kısacası sabit şablonların (zamanla ve uzayla değişmeyen) hareketli bir giriş üzerinde bu işlemi yapabildiği görülmektedir.

Konunun HSA kullanılarak sabit görüntü işleme ile hareketli görüntü işleme (video gibi) yani görüntü algılama arasında bir bağ oluşturduğu düşünülmektedir. Bu yapılanlar dışında bölüm 3.1.1’de verilen yapının alındığı kaynakta anlatıldığı gibi ayırık HSA ile hıza ayarlı, herhangi bir doğrultuda yön seçebilen simülasyonu ve bölüm 3.1.2’de anlatılan klasik yapıdan farklı olan yapının ayırık HSA ile simülasyonu yapılarak gelecekte konu daha da belirgin hale getirilip geliştirilebilir.

KAYNAKLAR

Chua, L. O. ve Yang, L., (1988a), “Cellular Neural Networks: Applications”, IEEE Trans. CAS, vol. 35, No. 10, pp. 1273-1290, Oct. 1988.

Chua, L. O. ve Yang, L., (1988b), “Cellular Neural Networks: Theory”, IEEE Trans. CAS, vol. 35, No. 10, pp. 1257-1272, Oct. 1988.

Ip, H. M. D., Drakakis, E. M., Bharath, A. A., (2005a), “An Efficient CNN Implementation of a 2D Orientation and Scale Tunable Low-pass Filter Based on the Approximation of an Oriented 2D Gaussian Filter”, MWSCAS 2005

Ip, H. M. D., Drakakis, E. M., Bharath, A. A., (2005b), “Analog networks for mixed domain spatiotemporal filtering,” Proceedings of IEEE ISCAS 2005. pp:3918-3921, May 2005.

Saatçi, E., (2003), Image Processing Using Cellular Neural Networks, South Bank University, London.

Shi, B. E., (1998), “Gabor-type filtering in space and time with cellular neural networks,” *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, vol. 45, pp. 121–132, Feb. 1998.

Torralba, A. B. ve Herault, J., (1999), “An efficient neuromorphic analog network for motion estimation,” IEEE Trans. on Circuits and Systems-I: special issue on bio-inspired processors and CNNs for vision, 46(2), pp. 269-280, Feb 1999.

ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi 24.03.1981

Doğum yeri İstanbul

Lise 1992-2000 Kadıköy Anadolu Lisesi

Lisans 2000-2004 Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Fak.,
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü

Yüksek Lisans 2004-2007 Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü,
Elektronik ve Haberleşme Müh. Anabilim Dalı,
Elektronik Programı

Çalıştığı kurum(lar)

2005-Devam ediyor YTÜ Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği
Bölümü Araştırma Görevlisi