

TÜBİTAK
ARAŞTIRMA PROJESİ
GELİŞME RAPORU
(AP-GR-01)

PROJE NO : 106M333
RAPOR NO : 4
RAPOR DÖNEMİ : 1/3/2008 - 31/8/2008
PROJE YÜRÜTÜCÜSÜ : Mustafa Karaman

TÜBİTAK ARAŞTIRMA PROJESİ GELİŞME RAPORU (Mali Rapor)

PROJE NO : 106M333
RAPOR NO : 4
RAPOR DÖNEMİ : 1/3/2008 - 31/8/2008
PROJE YÜRÜTÜCÜSÜ : Mustafa Karaman

MALİ RAPORDA OLMASI GEREKEN BİLGİLER

1. Dönem içinde öngörülen ve gerçekleşen harcamaların dökümü ve fasıllar bazında miktarları EK-A'daki tabloda gösterilmelidir.
2. Dönem içinde Kurum hissesi ile yapılan harcamaların dökümü EK-A'daki tabloda verilmelidir.
3. Dönem içinde projede yer alan bursiyerlerin ayrıntılı bilgisi (adları, niteliği, ödenen aylık burs miktarı ve süresi) verilmelidir.
4. Yurtiçi ve yurtdışı seyahat harcamalarının ayrıntılı bilgisi (güzergah, tarih, süre, kişi sayısı ve toplam harcama) verilmelidir.
5. Destek sağlayan diğer kuruluşların gerçekleşen harcamalarının miktarı ve ayrıntıları açıklanmalıdır.
6. Harcama akışında karşılaşılan zorluklar ve nedenleri açıklanmalıdır.
7. Vakıf Üniversiteleri tarafından yürütülen projelerde, Yeminli Mali Müşavir tarafından düzenlenecek Denetim Raporu, Mali Rapora eklenecektir.
8. Transfer Takip Sistemi (TTS) Bütçe Rapor ve Yardımcı Defter Çıktıları EK-B de verilmelidir. Bu çıktılar ile Mali Raporda verilen bilgiler uyumlu olmalıdır.
(<http://tts.tubitak.gov.tr>)

Not: Proje yürütücüsü kurum ve kuruluşlar tarafından proje kapsamında yapılan harcamaların mahiyeti ile burs ödemesi yapılan kişilerin T.C. kimlik numaralarının yardımcı defterde fiş açıklama bölümüne ilgili kişi açık adının yanına yazılması gerekmektedir.

GENEL BİLGİLER

PROJE NO	106M333
PROJE ADI	Tıbbi Ultrasonik Kanal İçi Görüntüleme İçin Yeni Yöntemler
KURULUŞ	Işık Üniversitesi, İstanbul
PROJE YÜRÜTÜCÜSÜ	Mustafa Karaman
ARAŞTIRMACILAR	Alper Şişman, Coşkun Tekeş

PROJE SÜRESİ				
Başlama Tarihi	Bitiş Tarihi	Proje Süresi (Ay)	Onaylanan Ek Süre (Ay)	Ek Süre Dahil Bitiş Tarihi
1 Eylül 2006	31 Ağustos 2008	24	-	-

PROJENİN GENEL BÜTÇE DURUMU					
Fasıllar	Sözleşmedeki Ödenek	Onaylanan Ek Ödenek	Toplam Ödenek	Toplam Gerçekleşen Harcama	Kalan Ödenek
Proje Teşvik İkramesi	4.500,00		4.500,00	4.500,00	0,00
Yardımcı Personel	19.200,00		19.200,00	19.200,00	0,00
Bursiyer					
Sarf Malzemesi	500,00		500,00	500,00	0,00
Seyahat	5.000,00		5.000,00	4.625,74	374,26
Hizmet Alımı	--		--		
Makine/Teçhizat	26.375,00		26.375,00	25.894,56	480,44
Kurum Hissesi	5.107,50		5.107,50	5.021,56	85,94
TOPLAM	60.682,50		60.682,50	59.741,86	940,64

RAPOR DÖNEMİNDEKİ BÜTÇE DURUMU						
Fasıllar	Önceki Dönem(ler)den Kalan Ödenek	Dönem İçerisinde Transfer Edilen Ödenek	Dönem İçerisinde Transfer Edilen Ek Ödenek	Toplam Dönem Ödeneği	Toplam Gerçekleşen Harcama	Kalan Ödenek
Proje Teşvik İkramesi	0,00	4.500,00		4.500,00	4.500,00	0,00
Yardımcı Personel	1.600,00	3.200,00		4.800,00	4.800,00	0,00
Bursiyer						
Sarf Malzemesi	202,00	0,00		202,00	202,00	0,00
Seyahat	374,26	0,00		374,26	0,00	374,26
Hizmet Alımı	--					
Makine/Teçhizat	1.728,00	0,00		1.728,00	1.248,49	480,41
Kurum Hissesi	3.290,30	0,00		3.290,30	3.204,36	85,94
TOPLAM	7.194,56	7.700,00		14.894,56	13.954,85	940,61

MALİ RAPORDA YER ALAN HARCAMALARA İLİŞKİN AÇIKLAMALARI
(Proje No:.....)

(Her madde için gerektiği kadar alan ve ek sayfa kullanabilirsiniz)

1. Dönem İçinde Burslu Çalışanların Ayrıntılı Bilgisi

Bursiyerin Adı Soyadı	Nitelik (*)	Ücretli Görevi	Bursun Başlama Tarihi	Bursun Bitiş Tarihi	Aylık Burs Miktarı (YTL/ay)	Dönem içinde Toplam Harcama (YTL)
Coşkun Tekeş	Doktora	Var <input checked="" type="checkbox"/> Yok <input type="checkbox"/>	1.9.2006	31.8.2008	400	2.400
Alper Şişman	Doktora	Var <input checked="" type="checkbox"/> Yok <input type="checkbox"/>	1.9.2006	31.8.2008	400	2.400
		Var <input type="checkbox"/> Yok <input type="checkbox"/>				

* (Yüksek Lisans/ Doktora/Doktora sonrası)

2. Dönem İçinde Yapılan Seyahat Harcamalarının Ayrıntılı Bilgisi

a) Saha Çalışmaları

Güzergah	Tarih	Süre (gün)	Katılımcı sayısı	Toplam Harcama (YTL)
	.././200. - .././200.			
	.././200. - .././200.			
	.././200. - .././200.			

b) Yurtiçi Konferans Katılım Giderleri

Toplantının Adı	Yeri	Tarih	Süre (gün)	Katılımcı Sayısı	Toplam Harcama (YTL)
		.././200. - .././200.			
		.././200. - .././200.			

b) Yurtdışı Konferans ve Çalışma Ziyareti Katılım Giderleri

Toplantının Adı veya Çalışma Ziyareti Konusu	Yeri	Tarih	Süre (gün)	Katılımcı Sayısı	Toplam Harcama (YTL)
		.././200. - .././200.			
		.././200. - .././200.			

3. Dönem içinde yapılan fasıl aktarmaları ve verilen ek ödenek bilgileri (Varsa)

Eksilen Fasıl (Ekonomik kod)	Artan Fasıl (Ekonomik Kod)	Aktarılan Tutar (YTL)

Ek Ödenek Verilen Fasıl (Ekonomik Kod)	Ek Ödenek Gerekçesi (Kısa Açıklama)	Verilen Ek Ödenek (YTL)

4. Proje sözleşmesinde yer alan bütçe kalemlerinin niteliğinde veya niceliğinde Grup onayı ile yapılan değişiklikler (Onaylanmış olan bütçe kalemlerinde yapılan nitelik / nicelik değişikliklerinde mutlaka Grup onayı alındıktan sonra harcama gerçekleştirilmelidir. Aksi takdirde onay alınmadan yapılan bu tür harcamaların iadesi istenir.)

--

5. Destek Sağlayan Diğer Kuruluşların Gerçekleşen Harcamalarının Miktarı ve Ayrıntıları

--

6. Harcama Akışında Karşılaşılan Zorluklar ve Nedenleri

--

Tıbbi Ultrasonik Kanal İçi Görüntüleme İçin Yeni Yöntemler

Proje No: 106M333

**Prof.Dr. Mustafa KARAMAN
Alper ŐIŐMAN
Coşkun TEKEŞ**

EKİM 2008

İSTANBUL

Önsöz

Tıbbi tanı ve cerrahi uygulamalarda küçük kanallarda kullanılabilecek görüntüleme aletlerine ihtiyaç duyulmaktadır. Örneğin, beyin ve karaciğer üzerinde yapılan cerrahi işlemlerde cerrahın ameliyat araç gereçlerini kullanmasını zorlaştırmayacak bir görüntüleme probu, klavuzlama için, kesilecek doku alanlarının tesbiti ve ana damarların kesilmemesini önlemek gibi bir çok yarar sağlayacaktır. Bu amaçla kullanılacak probun boyutu bir santimetreden küçük olması ve üreteceği görüntünün gerçek zamanlı ve üç boyutlu olması zorunludur. Ultrasonik görüntüleme, küçük prob yapısına ve opak olmayan ortamların gerçek zamanlı görüntülenmesine olanak vermesi nedeniyle endoskopik uygulamalar için çok uygundur. Ultrasonik görüntüleme, malzemelerin hasarsız sınanması, denizaltı algılama ve tıbbi tanı uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır. Ultrasonun zararsız ve gerçek zamanda görüntülemeye olanak vermesi nedeniyle tıbbi tanıda diğer yöntemlere tercih edilmektedir.

Bu projede, kanal içi (endoscopic, intracavital) gerçek zamanlı üç boyutlu tıbbi ultrasonik görüntüleme uygulamaları için maliyet verimli ve yüksek çözünürlük sağlayan görüntüleme yöntemleri geliştirmek amacıyla yakın zamanda yaptığımız bir çalışmayı tümler özellikte yeni bir yaklaşım önerilmiş ve sayısal benzetimlerle mevcut yöntemlerle karşılaştırmalı olarak irdelenmiştir.

Çalışma TUBITAK tarafından 106M333 numaralı proje kapsamında desteklenmiştir.

İçindekiler

Tablo ve Şekiller

Özet

Abstract

1. Giriş

2. Gereç ve Yöntem

3. Bulgular

4. Sonuç

Yararlanılan Kaynaklar

Tablo ve şekiller

- Tablo-1: Yöntemlerin Karşılaştırılması (Parametrik)
Tablo-2: Yöntemlerin NDİ Demet Genişliklerinin (Çözünürlük) Karşılaştırılması (R=4D) (Benzetim Sonuçlarından Ölçülen)
Tablo-3: Yöntemlerin Teorik Karşılaştırılması (NxN=32x32)
Tablo-4: Yöntemlerin Teorik Karşılaştırılması (NxN=64x64)
Tablo-5: Görüntüleme Sistemi Parametreleri
Tablo-6: XT-FR-NC ve FR-XT-NC yapıları Karşılaştırma Tablosu

- Şekil 1: Endoskopik 3B görüntüleme prob mimarileri
Şekil 2: XT-FR Dizi yapısı
Şekil 3: XT-PR Dizi yapısı
Şekil -4: XT-BR Dizi yapısı
Şekil -5: 2RT-2CR Dizi yapısı
Şekil-6: XT-PR dizi mimarisi ve yelpaze-demet yaklaşımı.
Şekil-7: XT-BR dizi mimarisi ve yelpaze-demet yaklaşımı.
Şekil-8: 2RT-2CR dizi mimarisi ve yelpaze-demet yaklaşımı.
Şekil-9: Yöntemlerin $N \times N = 32 \times 32$ ve $d = \lambda/2$ için NDİ'lerinin iki boyutlu kesit grafikleri.
Şekil-10: Yöntemlerin $N \times N = 32 \times 32$ ve $d = \lambda/2$ NDİ'lerinin bir boyutlu (yatay eksen) kesit grafikleri.
Şekil-11: Yöntemlerin $N \times N = 64 \times 64$ ve $d = \lambda/2$ için NDİ'lerinin iki boyutlu kesit grafikleri.
Şekil-12: Yöntemlerin $N \times N = 64 \times 64$ ve $d = \lambda/2$ NDİ'lerinin bir boyutlu (yatay eksen) kesit grafikleri.
Şekil-13: Yöntemlere ilişkin $N \times N = 32 \times 32$ ve 4D uzaklıktaki noktasal yansıtıcılar için benzetim sonucu elde edilmiş NDİ'lerin iki boyutlu kesit grafikleri.
Şekil-14: Yöntemlere ilişkin $N \times N = 32 \times 32$ ve 4D uzaklıktaki noktasal yansıtıcılar için benzetim sonucu elde edilmiş NDİ'lerin iki boyutlu kesit grafikleri.
Şekil-15: Yöntemlere ilişkin $N \times N = 60 \times 60$ ve 4D uzaklıktaki noktasal yansıtıcılar için benzetim sonucu elde edilmiş NDİ'lerin iki boyutlu kesit grafikleri.
Şekil-16: Yöntemlere ilişkin $N \times N = 60 \times 60$ ve 4D uzaklıktaki noktasal yansıtıcılar için benzetim sonucu elde edilmiş NDİ'lerin iki boyutlu kesit grafikleri.
Şekil-17: Farklı büyüklükteki diziler ($N \times N = 32 \times 32, N \times N = 60 \times 60$) ve 4D uzaklıktaki noktasal yansıtıcı için benzetim sonucu elde edilmiş NDİ'lerin tek boyutlu grafikleri.
Şekil-18: Görüntüleme sistemi parametrelerinin şematik gösterimi.
Şekil-19: İncelenen görüntüleme sistemleri için işlevsel donanım mimarileri.
Şekil-20: XT-FR-NC ve FR-XT-NC görüntüleme sistemleri için işlevsel donanım mimarileri.
Şekil-21: Maksimum gecikme zamanı hesaplanması

Özet

Yakın zamanda yapılan çalışmalarımızdaki yaklaşımda, aktif kanal sayısını azaltmak için fazlalık (redundant) gönderme-alma elaman ikilileri azaltırken gerekli olan (non-redundant) gönderme-alma elaman ikilileri korunmaktadır. Bu işlem, rastgele değil tekdüze bir eşdeğer dizi açıklık işlevi oluşturmaya yönelik olarak belirlilik yaklaşımına (deterministik) dayalı yapılmaktadır. Bu yaklaşıma dayalı olarak fazlalık mekansal frekansları azaltılmış çok farklı dizi yapıları oluşturmak olanaklıdır. Tasarlanan bazı dizi yapıları yakın tarihli uluslararası bir konferansta grubumuzca sunulmuştur. Bu yapılar, küçük diziler (örneğin $N \times N = 16 \times 16$) için gerçek zamanda görüntülemeye olanak vermekle beraber büyük diziler için (örneğin $N \times N = 32 \times 32$ ve $N \times N = 64 \times 64$) gerçek zamanda görüntüleme için uygun değildir.

Bu projede önerilen yeni yaklaşımda, görüntü uzayının taranma zamanını kısaltmak ve böylece görüntüleme hızını artırmak amacıyla, görüntü uzayı, göndermede yelpaze-demet (fan-beam) kullanılarak taranmaktadır. Bu yaklaşım, fazlalık mekansal frekansları azaltılmış dizilerle yapılan görüntülemenin hızını, dizi büyüklüğünün kareköküne indirgeyerek büyük dizilerle gerçek zamanda görüntülemeye olanak vermektedir. Yaklaşımın bu özelliği esas alınarak, fazlalık mekansal frekansları tamamen ayıklanmış yeni bir özgün dizi yapısı düşünülmüş ve yelpaze-demetleme yaklaşımı ile birlikte bir bütün olarak kullanılması öngörülmemiştir.

Bu proje çalışmasında, fazlalık mekansal frekansları azaltılmış ve tamamen ayıklanmış dizi yapıları yelpaze-demetleme yaklaşımıyla birlikte teorik olarak ve sayısal benzetim yoluyla irdelenmiş, ön-elektronik donanım mimarileri oluşturulmuştur. Projede önerilen yaklaşımın sistem maliyeti bakımından bir boyutlu dizi kullanan sistemlere yakın ve görüntüleme performansı üç boyutlu kanal içi görüntülemeye uygun olduğu, teorik ve benzetimsel nitel ve nicel sınamalarla gösterilmiş ve proje amaçlarına ulaşılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Ultrasonik tıbbi üç boyutlu görüntüleme, iki boyutlu transdüser dizileri, demetleme, kapasitif mikroişlemeli ultrasonik transdüserler, dizi-önü elektronik mimarileri.

Abstract

The image quality of a pulse-echo array system can be quantified by the coarray function, which corresponds to the convolution of the transmit and receive arrays. The far-field, continuous wave point spread function of the array imaging system can be approximated by the Fourier transform of the coarray. Each sample of the coarray corresponds to a transmit-receive element combination and thus to a spatial frequency. In array design, the basic idea is to form a coarray which is minimally redundant in spatial frequency content; that is, a coarray that captures all of the spatial frequency content with a minimum number of transmit/receive element pairs. The sampled rectangular aperture function is the coarray with no redundant spatial frequency, where each sample is generated by a single transmit-receive element pair. On the other hand, the frame rate is another critical parameter in real-time array processing. The frame rate is inversely proportional to the array size and/or the number of signal firing/receiving steps. Volumetric imaging with 2D arrays requires scanning of 3D field and hence involves excessive number of scan angles (firings). Therefore real-time 3D scanning is another challenge in array processing. Conventional full phased array utilizes all of the elements on transmit and receive. It provides the best possible image quality for a given array. However, for large arrays and especially for 2D arrays, it is difficult to implement in hardware because of the large number of active elements. The challenge of array design is to achieve image quality approaching that of conventional phased array with reduced hardware complexity.

In this study to minimize the number of firings we propose four array architectures that involve reduced or minimally redundant spatial frequencies. For real-time volumetric scanning, we also propose to generate transmit fan-beams using a subset of elements on a 2D transducer array. These elements are chosen along a line to form a "linear array" which produces a fan-beam, narrow in one dimension and broad in the other dimension. Since a plane of volumetric field is insonified, one can reconstruct the image lines on that plane through parallel receive beamforming using a 2D receive array. Since the transmitter must be a linear array to produce a fan-beam, the 2D transmit array must be decomposed into linear arrays, and data acquisition must be repeated for each line array. The final data must be added coherently to form the overall image. The fan-beam processing can be implemented using any transmit-receive array configuration. In conventional phased array processing with a $N \times N$ 2D array, the number of firings (scan angles) to form a 90° volumetric frame is equal to $(\sqrt{2} \times N)^2$. The number of firings for X-transmit array with fan-beam is equal to $2 \times \sqrt{2} \times N$. In other words fan beam processing reduces the number of firings from $O(N^2)$ to $O(kN)$, where k represents the number of linear arrays forming the transmit array. As a result the fan-beam processing is attractive for volumetric imaging using large 2D arrays. The fan-beam processing increases the susceptibility to tissue-transducer motion by a factor of k , which is the only drawback.

We explored these array designs using simulated point spread functions. For each design, we investigated the system architecture, determine the front-end complexity, point and contrast resolution, SNR, frame rate and motion susceptibility. We performed a quantitative comparison of the proposed designs. The results show that the aims of the project were achieved successfully.

Keywords: Three dimensional medical ultrasound imaging, two dimensional transducer arrays, beamforming, capacitive micromachined ultrasonic transducer arrays, front-end hardware architectures.

1. Giriş

Ultrasonik görüntüleme, görüntü elde edilecek alana yüksek frekanslı ses dalgalarının gönderilmesi ve yansı işaretlerinin işlenmesi ile elde edilir. Her tarama açısına tüm dizi elemanlarından işaret gönderilip alınması ile görüntü uzayı taranır. Her tarama açısı için dizi elemanlarına uygun gecikmeler uygulanır, bu işleme gönderiş demetlemesi, yansıyan işaretlerin uygun gecikmeler uygulanarak eş evreli hale getirilip yoplanması ise alışı demetlemesi olarak adlandırılır.[1] İki boyutlu görüntüleme bir boyutlu (örneğin 64 elemanlı) transduser dizisi kullanılarak yapılabilirken üç boyutlu görüntüleme için iki boyutlu (örneğin 64x64 elemanlı) transduser dizisi kullanmak gerekmektedir [2].

Noktasal bir hedeften yansıyan dalgalar kullanılarak elde edilen görüntü noktasal dağılım işlevi (NDI) olarak adlandırılır. İki boyutu NDI, matematiksel olarak Rayleigh-Sommerfeld girişim (diffraction) integralinin dizilere uygulanmasıyla aşağıdaki basitleştirilmiş ifadeyle gösterilebilir [3,4],

$$h_C(r, \theta) = \sum_{n=1}^{N_R} a_R[n] \sum_{k=1}^{N_T} a_T[k] \frac{e^{-\alpha(r_n+r_k)}}{r_n+r_k} e^{jw\left(\frac{r_n+r_k}{c} + \tau_n^R + \tau_k^T\right)} \cos \phi_k \cos \phi_n \quad (1)$$

Buradaki toplamlar gönderici ve alıcı dizilerine karşılık gelmektedir; bu dizilerdeki eleman sayıları sırasıyla N_T ve N_R olarak gösterilmiştir; diğer parametreler şu şekildedir: (r, θ) : polar koordinat değişkenleri; $h_C(\cdot)$: iki yönlü iki boyutlu NDI; a_T ve a_R : dizi açıklık işlevleri (apodization); α : ortamın sönüm katsayısı; w : zamansal frekans; r_n : dizi elemanından görüntü noktasına olan uzaklık; ϕ : eleman dikeyinden görüntü noktasına olan açı; T : demetleme zaman geciktirmesi.

Uzak-alan ve sürekli dalga yaklaşımları esas alındığında, bir diziden yayılan dalgaların girişim sonucu oluşturduğu uzaydaki dağılım, diğer bir deyişle bir yönlü noktasal dağılım işlevi (NDI), dizinin açıklık işlevinin Fourier dönüşümü ile ifade edilebilir:

$$h_T(\sin \theta) = \mathfrak{F}\{a_T[n]\} \quad (2)$$

Burada $h(\theta)$: bir boyutlu yanıl (lateral) NDI; θ : dizi düşeyine göre tanımlanmış polar koordinat değişkeni; $a_T[n]$ dizinin gönderme açıklık işlevidir. Bir dizinin gönderme ve alma açıklık işlevleri aynıysa gönderme ve alma NDI'leri de aynıdır. Gönderiş ve alışı dizileri ayrı olması durumunda iki yönlü (gönderme-alma) NDI tek yönlü işlevlerin çarpımına karşılık gelir:

$$h_C(\sin \theta) = h_T(\sin \theta) \times h_R(\sin \theta) = \mathfrak{F}\{a_T[n]\} \times \mathfrak{F}\{a_R[n]\} \quad (3)$$

Ters Fourier dönüşümü alınarak eşdeğer dizi (coarray), gönderme ve alma dizilerinin katlanmasına (convolution) karşılık gelir:

$$a_C[n] = a_T[n] \otimes a_R[n] \quad (4)$$

Eşdeğer dizi işlevi aynı zamanda mekansal frekans uzayı (k -space) olarak da değerlendirilmektedir. Diğer bir deyişle her eşdeğer dizi elemanı, bir gönderme-alma dizi eleman çiftine karşılık gelir ve dolayısıyla bir mekansal frekans simgeler.

Görüntüleme ana işlem olan demetleme sistem maliyetini ve görüntü kalitesini doğrudan etkilemekte ve hatta belirlemektedir. Dizilerle en iyi görüntü kalitesi klasik evreli dizi demetleme yöntemi ile sağlanır. Evreli dizi yönteminde tüm dizi elemanları uygun evrelerle/gecikmelerle işaret göndermede almada kullanılır. Gönderme ve almada d -aralıklı N elamandan oluşan tekdüze pencerelenmiş bir boyutlu dizi kullanılırsa ($N_T=N_R=N$ ve $a_n=b_n=1$), evreli dizi yönteminin uzak-alan sürekli-dalga işlevi (1) numaralı denklem kullanılarak aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$h_{CPA}(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{\lambda} Nd \sin \theta\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{\lambda} d \sin \theta\right)} \times \frac{\sin\left(\frac{\pi}{\lambda} Nd \sin \theta\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{\lambda} d \sin \theta\right)} \times h_E(\theta) \quad (6)$$

Burada $h_E(\theta)$ d -genişliğine sahip bir dizi elemanın iki yönlü NDI olup aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$h_E(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{\lambda} d \sin \theta\right)}{\frac{\pi}{\lambda} \sin \theta} \times \cos \theta \quad (7)$$

Mevcut yöntemlerden en düşük gerçekleştirim maliyetine sahip olan klasik yapay dizi yaklaşımında, görüntüleme uzayından veri toplama işlemi, bir veya az sayıda aktif kanalın dizi elemanlarına çoğullama ile bağlanıp ardaşık veri toplama adımlarıyla gerçekleştirilmekte ve ardından yapay sentezleme yoluyla sanki bütün veriler tek adımda toplanmış gibi demetleme yapılmaktadır. Yapay dizi yöntemine karşılık gelen saçınım, (1) numaralı ifadede gönderme ve alma indexleri aynı yapılarak aşağıdaki biçimde ifade edilebilir:

$$h_{CSA}(r, \theta) = \sum_{n=1}^N a_n \times b_n \times \frac{e^{-2\alpha r_n}}{2r_n} \times e^{jw2\left(\frac{r_2+r_n}{c}\right)} \cos^2 \phi_n \quad (8)$$

Gönderme ve almada d-aralıklı N elmandan oluşan tekdüze bir boyutlu dizi için ($a_n=b_n=1$), yapay dizi yönteminin uzak-alan sürekli-dalga işlevi aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$h_{CSA}(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} Nd \sin \theta\right)}{\sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta\right)} \times h_E(\theta) \quad (9)$$

Bir boyutlu dizi evreli dizi ve yapay açıklık yöntemlerinin NDİ'lerinin elde edilmesinde izlenen yol kullanılarak iki boyutlu dizi kullanan kontrol (evreli dizi ve yapay açıklık) ve önerilen yöntemlerin NDİ'leri çıkarılmıştır. Burada esas alınan ilke şudur: uzak-alan ve sürekli dalga yaklaşımları kullanıldığında iki boyutlu bir diziden yayılan dalgaların girişim sonucu oluşturduğu uzaydaki dağılım (NDİ), dizinin açıklık işlevinin iki boyutlu Fourier dönüşümü olarak ifade edilebilmektedir. İki boyutlu dizi kullanan mevcut kontrol yöntemlerinin (evreli dizi ve yapay açıklık) iki yönlü NDİ'i sırasıyla aşağıdaki gibidir:

$$H_{CPA}(\alpha, \beta) = \left(\frac{\sin(\alpha N)}{\sin(\alpha)} \times \frac{\sin(\beta N)}{\sin(\beta)} \right) \times \left(\frac{\sin(\alpha N)}{\sin(\alpha)} \times \frac{\sin(\beta N)}{\sin(\beta)} \right) \quad (10)$$

ve

$$H_{CSA}(\alpha, \beta) = \left(\frac{\sin(2\alpha N)}{\sin(2\alpha)} \times \frac{\sin(2\beta N)}{\sin(2\beta)} \right) \times \left(\frac{\sin(2\alpha N)}{\sin(2\alpha)} \times \frac{\sin(2\beta N)}{\sin(2\beta)} \right) \quad (11)$$

Burada $\alpha=(\pi d/\lambda)\sin\theta$ ve $\beta=(\pi d/\lambda)\sin\varphi$, λ : dalga boyu, d : elemanlar arası uzaklık ve (θ,φ) dizi düşeyinden ölçülen birbirine dik yanıl açı değışkenleridir. Bu ifadeler, gösterim sadeliğı için bir dizi elemanın iki yönlü (gönderiş ve alış) NDİ olan

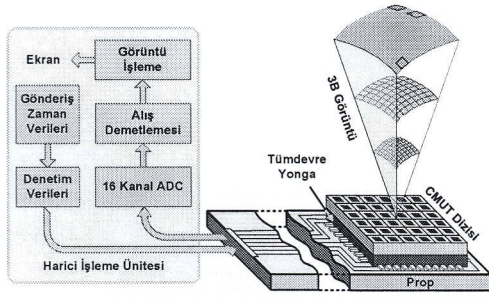
$$h_E(\theta, \varphi) = \left(\frac{\sin\left(\frac{\pi}{\lambda} d \sin \theta\right)}{\frac{\pi}{\lambda} \sin \theta} \times \cos \theta \right) \times \left(\frac{\sin\left(\frac{\pi}{\lambda} d \sin \varphi\right)}{\frac{\pi}{\lambda} \sin \varphi} \times \cos \varphi \right) \quad (12)$$

terimi ile normalize edilmiştir.

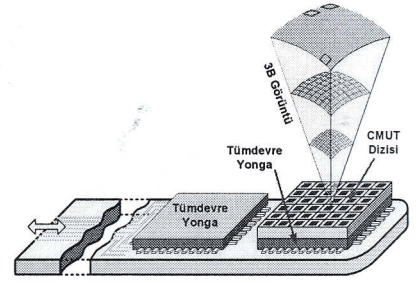
2. Gereç ve Yöntemler

Kanal içi görüntülemeye özgü olarak probun küçük olması nedeniyle ön-elektronik donanımın olabildiğince basit ve dış kablo bağlantısının olabildiğince az olması gerekmektedir. Kanalı içi uygulamaların koşulları dikkate alınarak tasarlanan prob mimarileri Şekil-1'de gösterilmiştir [5-6]. Burada probun eni 5mm olup 1cm'lik bir endoskopik kanalda kullanılabilir. Entegre devre tekniğı ile gerçekleştirilmiş ön elektronik prob üzerinde bulunacaktır. Veriler az sayıda kablo ile dış üniteye aktarılıp, burada görüntü oluşturulacaktır. Sözkonusu prob mimarisi için gerçekleştirilebilir bir ön elektronik yapısı aynı anda kullanılacak dizi elemanı sayısının olabildiğince küçük tutulmasını gerektirirken görüntü kalitesi açısından ise bu sayının olabildiğince büyük seçilmesi gerekmektedir [7-8].

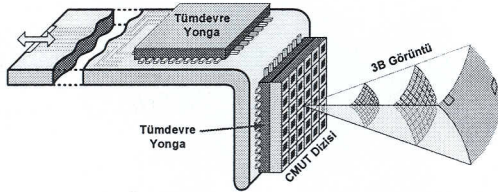
Ön-elektronik donanımını basitleştirme için, bu projede fazlalık mekansal frekansları azaltılmış iki boyutlu dizi ve yelpaze-demetleme yaklaşımları önerilmiştir[9-10]. Önerilen yöntemlerin NDİ'leri



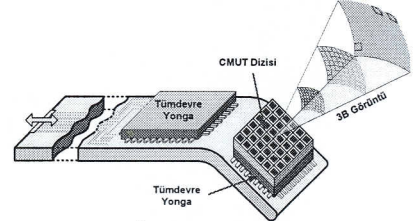
a) Prob ve harici işlem ünitesi.



b) Yana bakan prob.



c) Öne bakan prob.



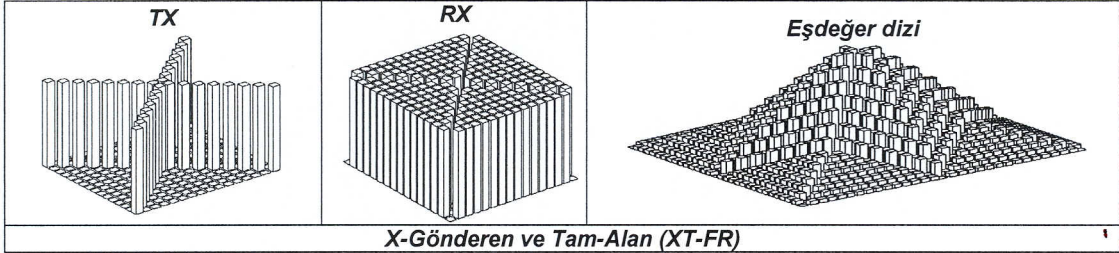
d) Öne-yana bakan prob.

Şekil -1: Kanal içi 3B görüntüleme prob mimarileri.

evreli dizi ve yapay açıklık yöntemlerinin NDI'lerinin elde edilmesine benzer şekilde (1) numaralı denklem kullanılarak ve verici ve alıcı dizilerin aktif (kullanılan) elemanları dikkate alınarak elde edilmiştir. Aşağıda verilen bu NDI'leri de bir dizi elemanın (12) numaralı denklemde belirtilen NDI ile normalize edilmiştir.

I) X-Gönderici ve Tam Alıcı (X-Transmit and Full-Receive: XT-FR)

XT-FR dizi yapısında, gönderme dizisi çarpı şeklinde ve alma dizisi tüm elemanlar kullanılacak şekildedir.

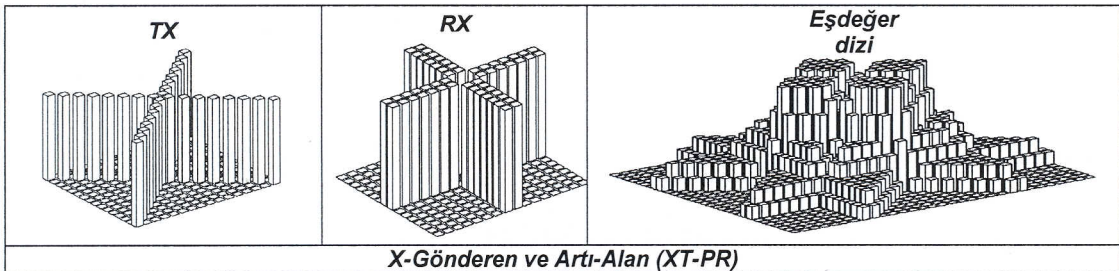


Şekil -2: XT-FR Dizi yapısı

$$H_{XT_FR}(\alpha, \beta) = \left(\frac{\sin((\alpha - \beta)N)}{\sin(\alpha - \beta)} + \frac{\sin((\alpha + \beta)N)}{\sin(\alpha + \beta)} \right) \times \left(\frac{\sin(\alpha N)}{\sin(\alpha)} \times \frac{\sin(\beta N)}{\sin(\beta)} \right) \quad (13)$$

II) X-Gönderici ve Artı Alıcı (X-Transmit and Plus-Receive XT-PR)

XT-PR dizi yapısında, gönderme dizisi çarpı şeklinde ve alma dizisi artı şeklindedir.

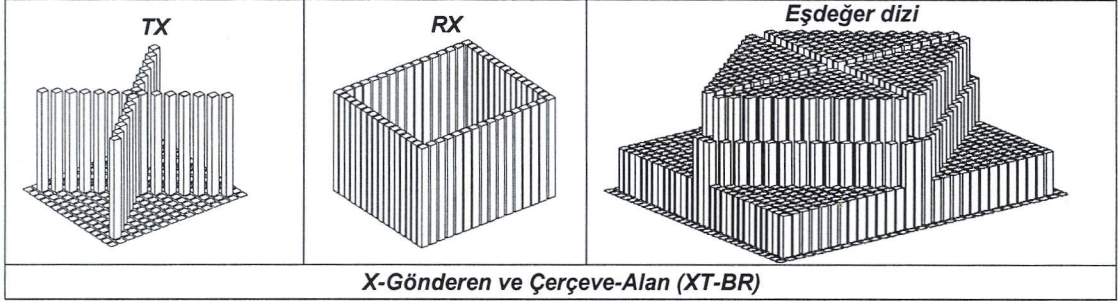


Sekil -3: XT-PR Dizi yapısı

$$H_{XT-PR}(\alpha, \beta) = \left(\frac{\sin((\alpha - \beta)N)}{\sin(\alpha - \beta)} + \frac{\sin((\alpha + \beta)N)}{\sin(\alpha + \beta)} \right) \times \left(\frac{\sin(\alpha N)}{\sin(\alpha)} \cos(\alpha) + \frac{\sin(\beta N)}{\sin(\beta)} \cos(\beta) \right) \quad (14)$$

III) X-Gönderici ve Çerçeve Alıcı (X-Transmit and Boundary-Receive XT-BR)

XT-BR dizi yapısında, gönderme dizisi çarpı şeklinde ve alma dizisi kare-çerçevesi şeklindedir.

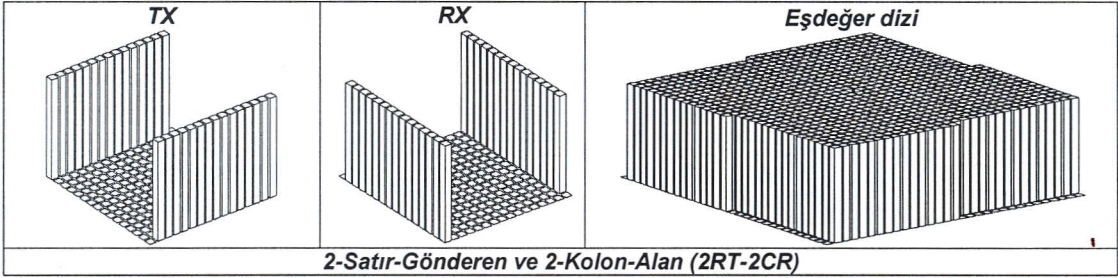


Sekil -4: XT-BR Dizi yapısı

$$H_{XT-BR}(\alpha, \beta) = \left(\frac{\sin((\alpha - \beta)N)}{\sin(\alpha - \beta)} + \frac{\sin((\alpha + \beta)N)}{\sin(\alpha + \beta)} \right) \times \left(\frac{\sin(\alpha N)}{\sin(\alpha)} \cos(\beta N) + \frac{\sin(\beta N)}{\sin(\beta)} \cos(\alpha N) \right) \quad (15)$$

IV) İki Sınır Satır Gönderici ve İki Sınır Sütun Alıcı (Boundary-Rows-Transmit and Boundary Columns-Receive, 2RT-2CR)

2RT-2CR dizi yapısında ise gönderme dizisi en kenar iki satır ve alma dizisi en kenar iki kolon şeklindedir. Bu dizi yalnızca gerekli mekansal frekansları üreten ve hiç bir fazlalık (redundant) frekans üretmeyen bir kök dizi yapısıdır.



Sekil -5: 2RT-2CR Dizi yapısı

$$H_{BRT-BCR}(\alpha, \beta) = \left(\frac{\sin(\alpha N)}{\sin(\alpha)} \cos(\beta N) \right) \times \left(\frac{\sin(\beta N)}{\sin(\beta)} \cos(\alpha N) \right) \quad (16)$$

Başta da belirtildiği üzere bu NDI bağıntıları, uzak-alan ve sürekli dalga yaklaşımlarına (varsayımlarına) dayanmaktadır. Pratikteki yakın alan ve/veya darbeleri dalga kullanıldığında bu bağıntılara benzer basitlikte matematiksel ifadelerin çıkarılması karşılaşılan integrallerin açık çözümlerinin olmaması nedeniyle olanaksız olup numerik çözüm yolu kullanılmaktadır.

Fazlalık Mekansal Frekansları Azaltılmış İki Boyutlu Dizi Yapıları

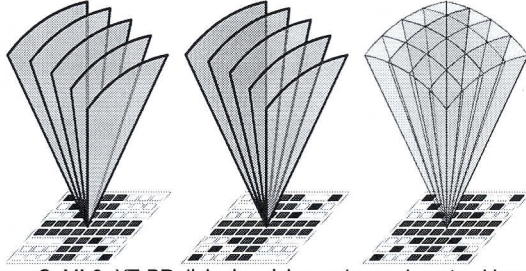
Aktif kanal sayısını azaltmak için fazlalık (redundant) gönderme-alma eleman ikilileri azaltırken gerekli olan (non-redundant) gönderme-alma eleman ikilileri korunmaktadır. Bu işlem, rastgele değil tekdüze bir eşdeğer dizi açıklık işlevi oluşturmaya yönelik olarak belirlilik yaklaşımına (deterministik) dayalı yapılmaktadır[11]. Bu yaklaşıma dayalı olarak fazlalık mekansal frekansları azaltılmış çok farklı dizi yapıları oluşturmak olanaklıdır. Bu yapılar, küçük diziler (örneğin $N \times N = 16 \times 16$) için gerçek zamanda görüntülemeye olanak vermekle beraber büyük diziler için (örneğin $N \times N = 32 \times 32$ ve

$N \times N = 64 \times 64$ gerçek zamanda görüntüleme için uygun değildir. Bu sınırlamayı çözmeye yönelik olarak önerilen yeni yaklaşımda, görüntü uzayının taranma zamanını kısaltmak ve böylece görüntüleme hızını artırmak amacıyla, görüntü uzayının göndermede yelpaze-demet (fan-beam) kullanılarak taranması önerilmiştir. Bu yaklaşım, görüntüleme hızını, dizi boyutunun karekökü ile orantılı hale getirerek büyük dizilerle gerçek zamanda görüntülemeye olanak vermektedir. Dolayısıyla yelpaze-demetle tarama yaklaşımı fazlalık mekansal frekansları azaltılmış dizi yapılarını büyük dizilerle görüntülemeye uygun hale getirmektedir. Buna ek olarak, yelpaze-demet yaklaşım esas alınarak, fazlalık mekansal frekansları tamamen ayıklanmış yeni bir özgün dizi yapısı düşünülmüştür. Fazlalık mekansal frekansları azaltılmış iki dizi yapısı, fazlalık mekansal frekansları tamamen ayıklanmış yeni dizi yapısı ve bunların eşdeğer dizileri yukarıda verilmiştir.

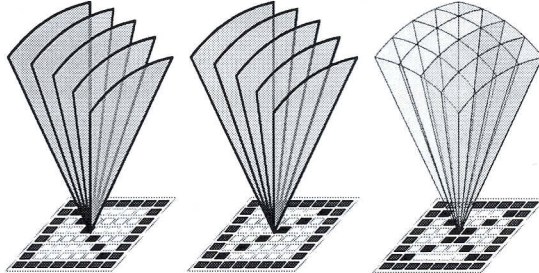
Yelpaze-Demetleme ile Üç Boyutlu Tarama

Yelpaze-demet yaklaşımında, her işaret gönderme adımında iki boyutlu dizi üzerinde bir boyutlu aktif bir dizi kullanılmakta ve oluşturulan demet bir düzlem üzerine yayılmaktadır. Diğer bir değişle yelpaze-demet olarak adlandırılan demetin genişliği bir yönde dar diğer yönde ise geniştir. Örnek bir yelpaze demet grafiği Şekil-6'de verilmiştir. Alış modunda ise yansı işaretleri seçilen aktif alıcı dizi elemanları tarafından toplanmaktadır. Yansı işaretleri düzlem üzerindeki yansıtıcılardan geldiğinden, alış demetlemesi ile bu düzlem taranmaktadır. Böylece bir işaret gönderme-alma adımında bir düzlem taranmaktadır.

Yelpaze-demet yaklaşımının uygulanabilmesi için her işaret gönderme işlemine yalnızca bir doğrusal (bir boyutlu) dizi kullanılabilir. Görüntüleme işleminin doğrusal olma özelliği nedeniyle, birden fazla gönderme-alma işlemiyle elde edilen görüntü değerleri evrelili olarak toplandığında farklı adımlarda kullanılan dizilerin toplamına eşdeğer bir çözünürlük elde edilir. Yelpaze-demet ile XT-PR, XT-BR ve 2RT-2CR dizi yapıları kullanılarak üç boyutlu tarama sırasıyla Şekil-6,7 ve 8'de şematik olarak gösterilmiştir [12-17].

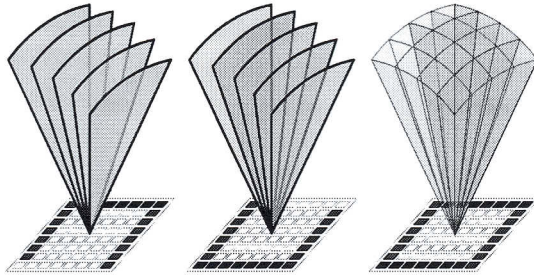


Şekil-6: XT-PR dizi mimarisi ve yelpaze-demet yaklaşımı.



Şekil -7: XT-BR dizi mimarisi ve yelpaze-demet yaklaşımı.

$N \times N$ elemanlı iki boyutlu bir dizi kullanılarak klasik evrelili dizi yöntemi ile görüntüleme, 90° 'lik bir hacimsel uzayı taramak için en az $(\sqrt{2} \times N)^2$ adet tarama demeti (işaret gönderme-alma adımı) yapmak gerekir. X-yapısında gönderme dizisi kullanıldığında işaret gönderme sayısı $2 \times \sqrt{2} \times N$ 'ye indirgenmektedir. Diğer bir değişle yelpaze-demet yaklaşımı işaret gönderme sayısını $O(N^2)$ den $O(kN)$ 'e indirmektedir (k : doğrusal bir boyutlu gönderme dizi sayısı). Buna karşılık yelpaze-demet yaklaşımının doku-dizi hareketlerinden kaynaklanacak evre bozukluklarına hassasiyeti k ile doğru orantılı olarak artmaktadır.



Şekil -8: 2RT-2CR dizi mimarisi ve yelpaze-demet yaklaşımı.

Yelpaze-demet tarama ile kullanılması önerilen dizi yapıları ve klasik evrelili dizi yöntemlerinin teorik NDI'lerin elde edilmesinde uzak-alan ve sürekli dalga yaklaşımları (far-field, paraxial approxiamtions) esas alınmıştır. Bu yaklaşık teorik ifadeler ve grafikleri dizi tasarımlarında genel bir karşılaştırma yapmak için kullanılmıştır (Şekil 9-12).

SNR ve Maliyet Bağlılıkları

Dizisel yöntemlerin görüntü SNR'ı (gürültü-ışaret-oranı) paralel aktif verici kanal sayısı ile ve alıcı eleman sayısının karakökü ile orantılıdır. Bir elemanın (kanalın) SNR faktörü ile normalize edilmiş SNR bağıntısı

$$SNR = N_{TX} \times \sqrt{N_{RX}} \quad (17)$$

Bu ifade bir elemanın (kanalın) SNR faktörü ile normalize edilmiş olup her kanaldan alınan ışıaretin

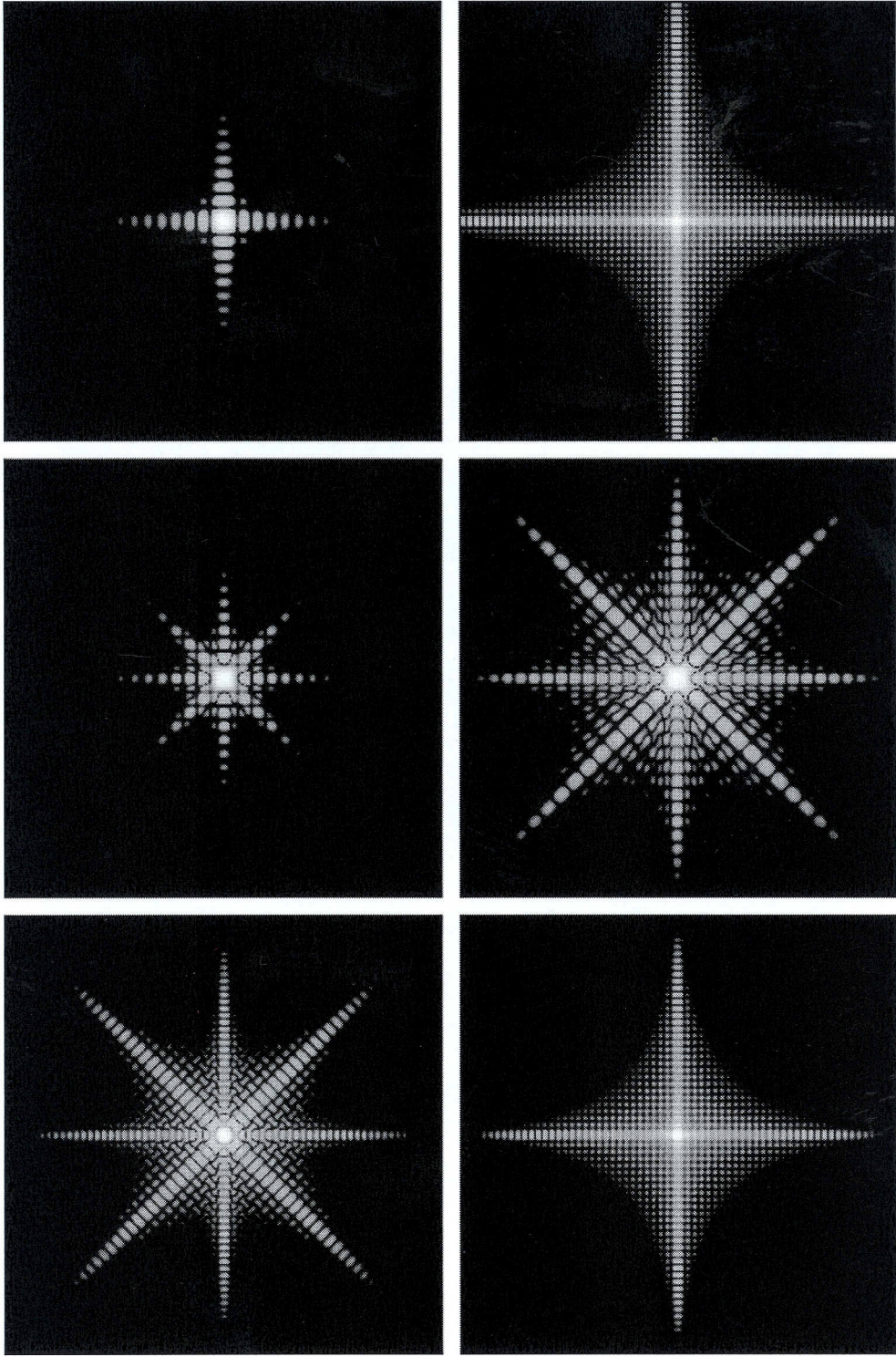
Tablo-1
Yöntemlerin Karşılaştırılması (Parametrik)

	GPA	CSA	XT-FR	XT-PR	XT-BR	BRT-BCR
Verici Eleman Sayısı	$N \times N$	$N \times N$	$2N$	$2N$	$2N$	$2N$
Alıcı Eleman Sayısı	$N \times N$	$N \times N$	$N \times N$	$4N$	$4N$	$2N$
Aktif Verici Eleman Sayısı	$N \times N$	1	N	N	N	N
Aktif Alıcı Eleman Sayısı	$N \times N$	1	$N \times N$	$4N$	$4N$	$2N$
Görüntü Başına Verici Demet Sayısı	$2N^2$	-	$\sqrt{2}N$	$\sqrt{2}N$	$\sqrt{2}N$	$\sqrt{2}N$
Demet Başına İşaret Gönderme Sayısı	1	-	2	2	2	2
Görüntü Başına İşaret Gönderme Sayısı	$2N^2$	N^2	$2\sqrt{2}N$	$2\sqrt{2}N$	$2\sqrt{2}N$	$2\sqrt{2}N$
Saniyedeki Görüntü Sayısı $\left(\times \frac{c}{2R} \right)$	$\frac{1}{2N^2}$	$\frac{1}{N^2}$	$\frac{1}{2\sqrt{2}N}$	$\frac{1}{2\sqrt{2}N}$	$\frac{1}{2\sqrt{2}N}$	$\frac{1}{2\sqrt{2}N}$
Görüntü SNR Bağlıntısı	N^3	N	$\sqrt{2}N^2$	$2\sqrt{2}N^{3/2}$	$2\sqrt{2}N^{3/2}$	$2N^{3/2}$
Harekete Duyarlılık	1	N^2	$2\sqrt{2}N$	$2\sqrt{2}N$	$2\sqrt{2}N$	$2\sqrt{2}N$

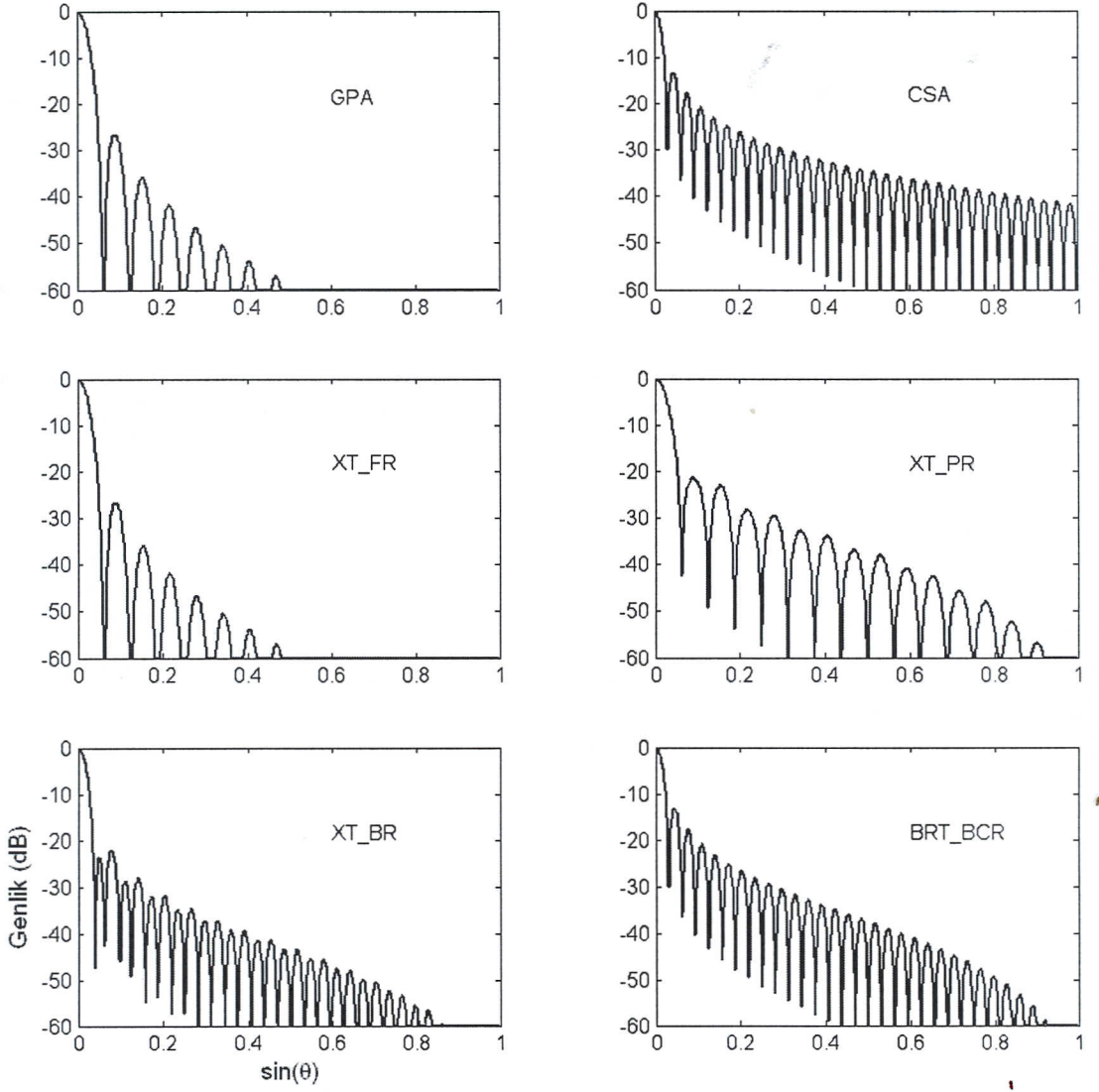
gürültüsü istatistiksel olarak bağımsız ve eklemeli (uncorrelated additive noise) olması modeline dayalıdır. Örneğin, N-elemanlı evrelili dizi ve yapay açıklık yöntemlerinin SNR değerleri $N\sqrt{N}$ ve \sqrt{N} ile orantılıdır. Bu model, vericiden gönderilen ışıaretlerin gücünün gürültü düzeyine göre çok yüksek olması ve alıcı devrelerindeki gürültünün birbirleriyle ilintisiz olması nedeniyle çok gerçekçi bir modeldir. Önerilen yöntemlerin SNR ifadeleri (17) numaralı denklemden hareketle $SNR = (\text{Aktif Verici Eleman Sayısı}) \times \sqrt{(\text{Demet Başına İşaret Gönderme Sayısı})} \times \sqrt{(\text{Aktif Alıcı Eleman Sayısı})}$ bağıntısı ile elde edilmiş ve Tablo-1'de verilmiştir.

Dizisel görüntüleme yöntemlerin maliyeti temel olarak demetleme işleminin karmaşıklığı ile dolayısıyla dizi önü elektronik gereksinim ile ölçülmektedir. Dizi önü elektronik esasen ışıaret gönderme ve alma için gerekli paralel çalışan sürücü, alıcı, zamanlayıcı, ve sayısallaştırıcı devrelerin bütünüdür. Dolayısıyla, yöntemlerin sistem gerçekleştirim maliyetleri doğrudan aktif paralel verici-alıcı eleman sayısı ile orantılıdır ve göreceli karşılaştırma bu sayılarla yapılabilir. Örneğin, N-elemanlı evrelili dizi ve yapay açıklık yöntemlerinin sistem maliyetleri sırasıyla paralel aktif eleman sayıları olan N ve "1" ile orantılıdır ($O(N)$ ve $O(1)$ olarak da gösterilmektedir). Yöntemlerin maliyet karşılaştırması için aktif eleman sayıları verici ve alıcı diziler için ayrı ayrı olmak üzere Tablo-1'de verilmiştir.

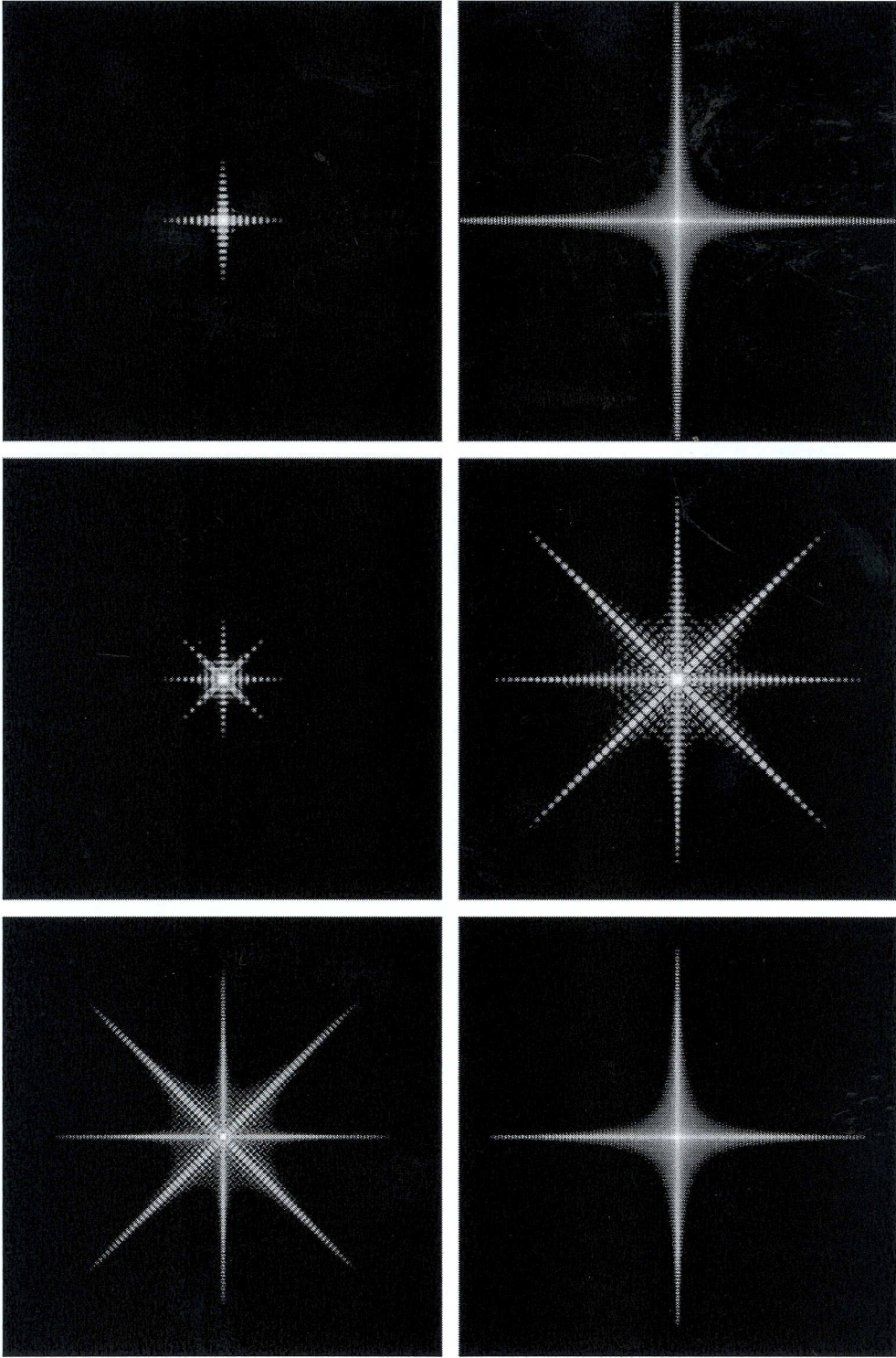
Yöntemlerin NDİ'lerinin, iki boyutlu dağılım ve bir boyutlu grafik olarak görselleştirilmesi için denklem numarası 10-16 arasındaki denklemler sayısal olarak Matlab ortamında hesaplanmış ve görüntülenmiş/çizdirilmiştir. Bunlar Şekil-9-13'de verilmiştir.



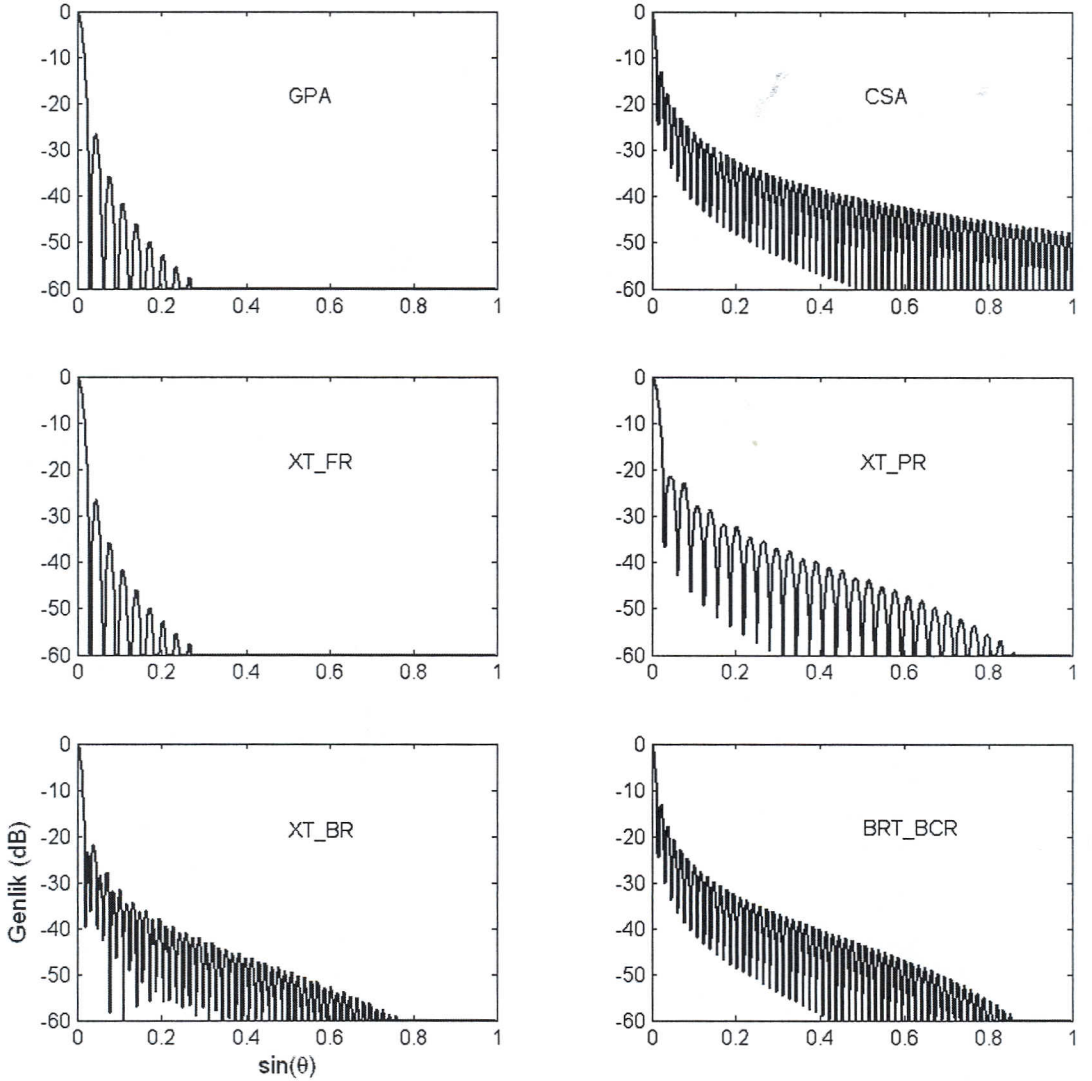
Şekil-9: Yöntemlerin $N \times N = 32 \times 32$ ve $d = \lambda/2$ için NDİ'lerinin iki boyutlu kesit grafikleri. Dikey ve yatay eksenler sırasıyla $-1 \leq \sin(\theta) \leq +1$ ve $-1 \leq \sin(\phi) \leq +1$. Parlaklık NDİ genliği olup beyaz 0dB ve siyah -60dB'ye karşılık gelmektedir



Şekil-10: Yöntemlerin $N \times N = 32 \times 32$ ve $d = \lambda/2$ NDİ'lerinin bir boyutlu (yatay eksen) kesit grafikleri.



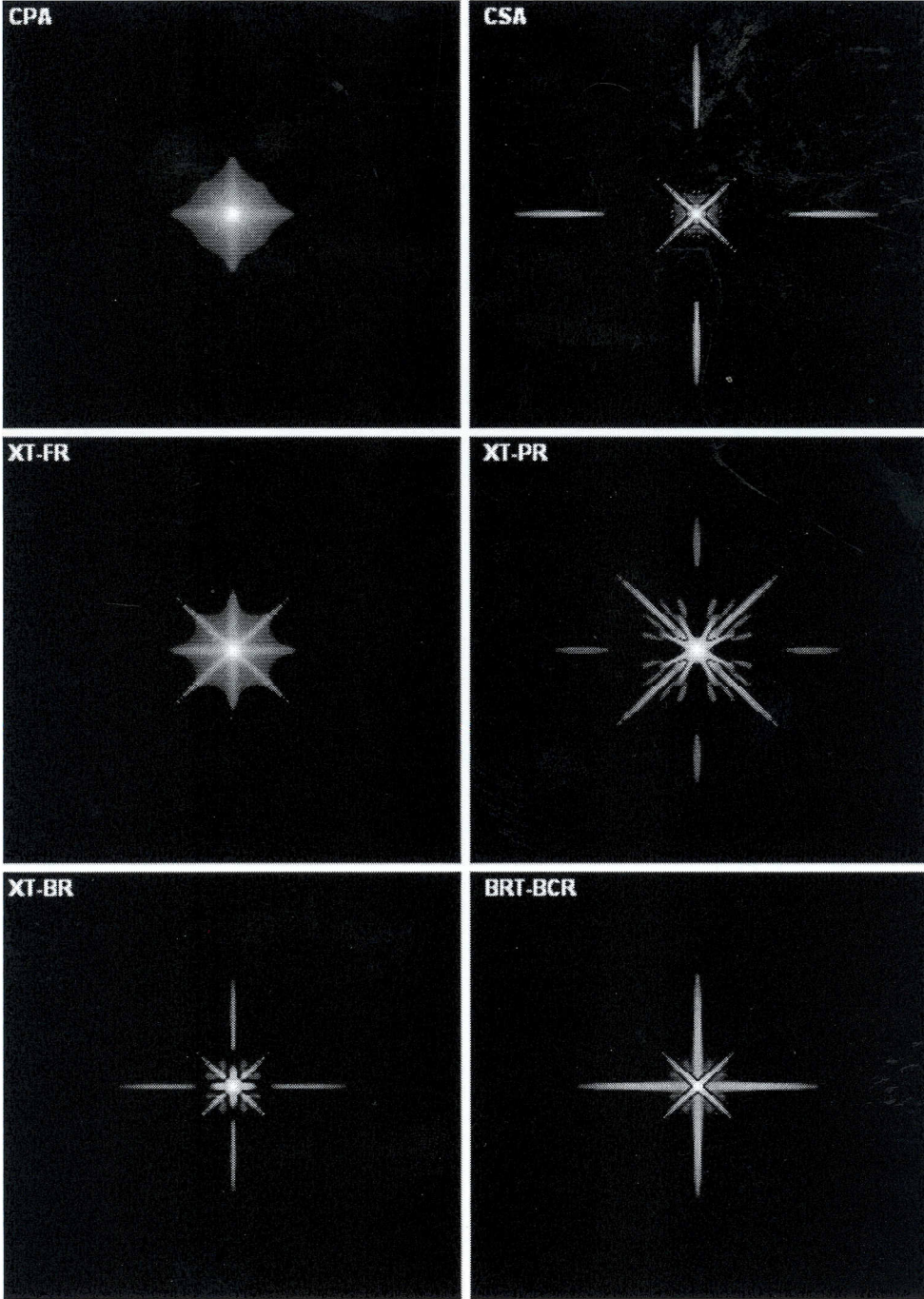
Şekil-11: Yöntemlerin $N \times N = 64 \times 64$ ve $d = \lambda/2$ için NDI'lerinin iki boyutlu kesit grafikleri. Dikey ve yatay eksenler sırasıyla $-1 \leq \sin(\theta) \leq +1$ ve $-1 \leq \sin(\phi) \leq +1$. Parlaklık NDI genliği olup beyaz 0dB ve siyah -60dB'ye karşılık gelmektedir



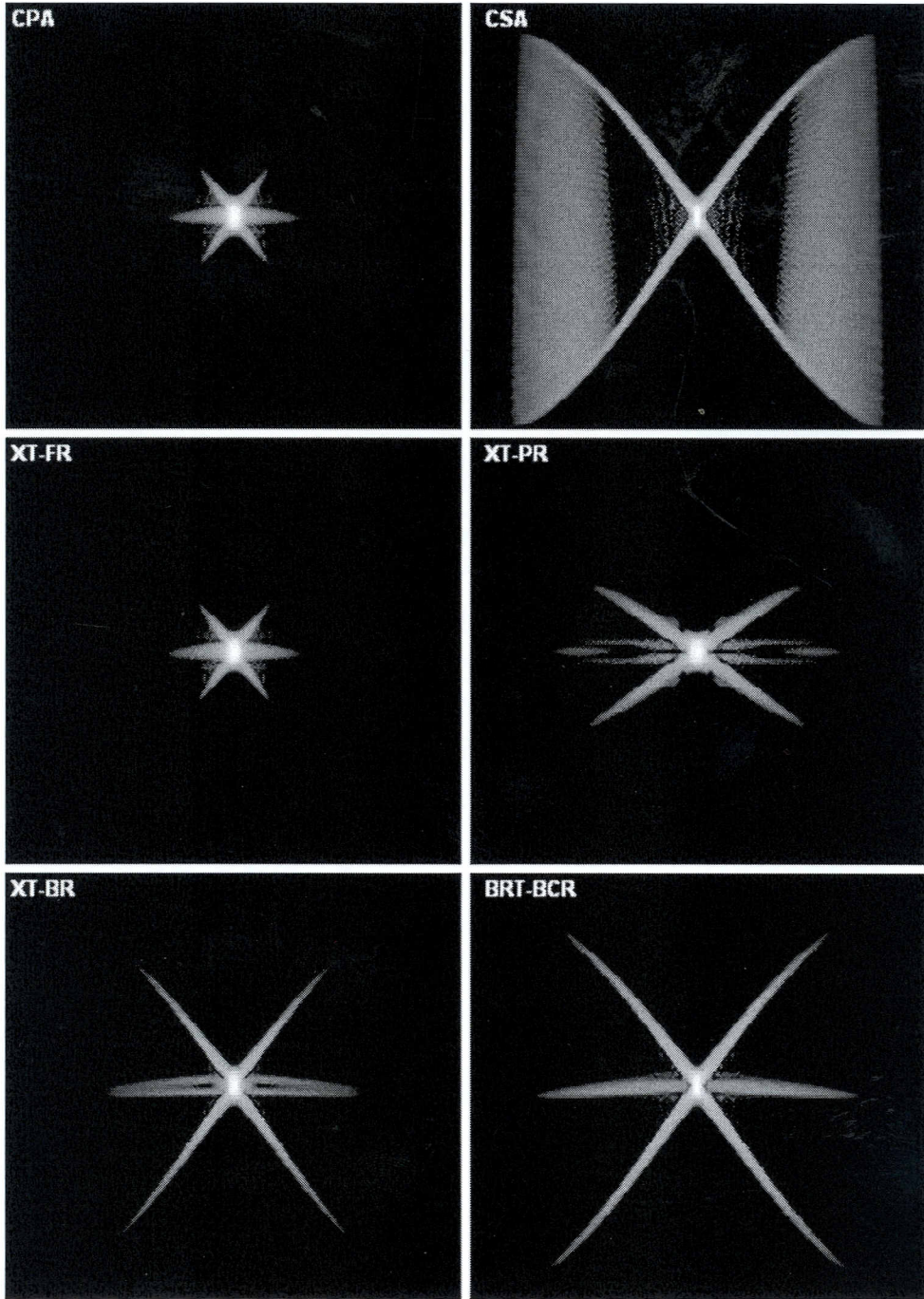
Şekil-12: Yöntemlerin $N \times N = 64 \times 64$ ve $d = \lambda/2$ NDİ'lerinin bir boyutlu (yatay eksen) kesit grafikleri.

3. Bulgular

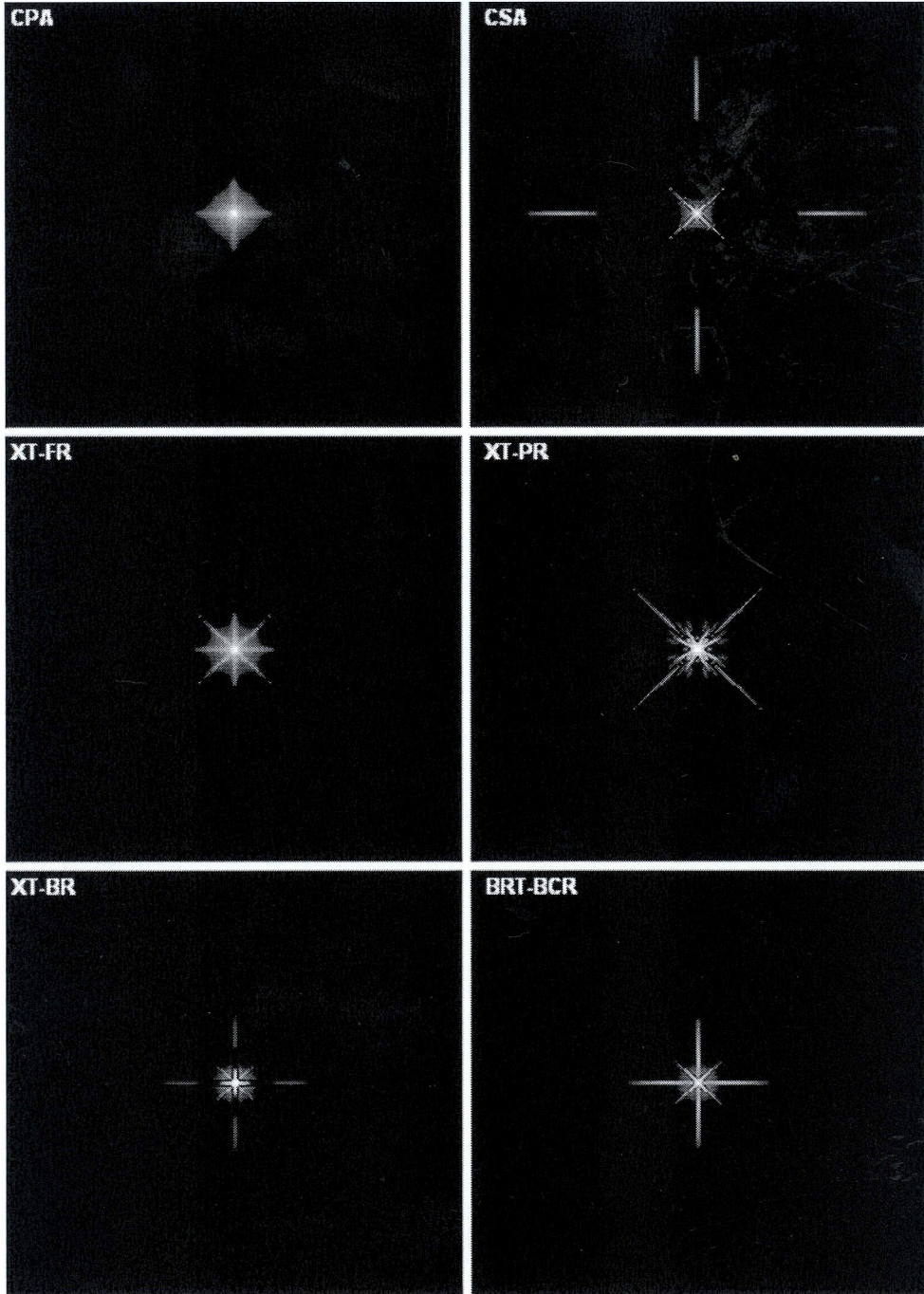
Proje kapsamında yapılması öngörülen $N \times N = 32 \times 32$ ve $N \times N = 60 \times 60$ boyutlarındaki dizi mimarileri için benzetim çalışmaları tamamlanmış olup farklı uzaklıktaki (2D, 4D, 6D) noktasal yansıtıcılar için iki boyutlu (2B) kesit noktasal dağılım işlevi (NDİ) sonuçları elde edilmiştir. Sonuçlar daha önceki raporlarda sunulmuş olup burada 4D uzaklıktaki noktasal yansıtıcı için elde edilen benzetim sonuçları verilmiştir (Şekil: 13-17). Buradaki her görüntü bir küresel yüzey ($-1 \leq \sin(\theta) \leq +1$ ve $-1 \leq \sin(\varphi) \leq +1$) üzerindeki NDİ'ni göstermektedir. Bu nedenle sonuçlar beklenildiği gibi derinlikten bağımsız görünmektedir. Bunun nicel olarak doğrulanması için yapılan ölçüm sonuçları her üç derinlikte de aynı ölçümleri vermiştir. Nicel sonuçlar beklenildiği gibi NDİ'nin Fourier uzayında ($-1 \leq \sin(\theta) \leq +1$ ve $-1 \leq \sin(\varphi) \leq +1$) derinlikten bağımsız olduğunu teyid etmektedir. Genel sonuç olarak, farklı derinlikteki benzetim sonuçları, Şekil 1-4'de verilen uzak alan hesaplama sonuçları ile uyumludur.



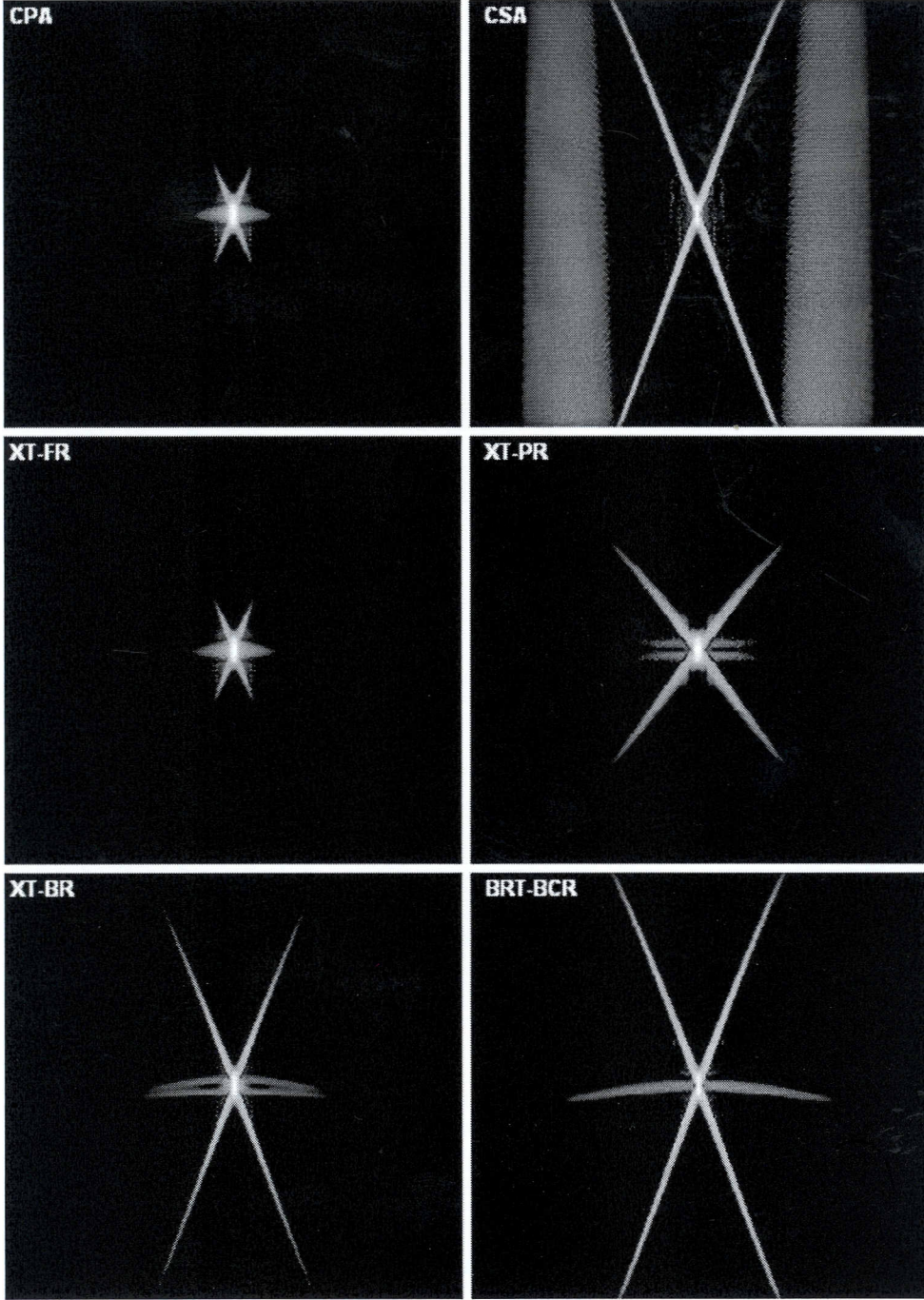
Şekil-13: Yöntemlere ilişkin $N \times N = 32 \times 32$ ve 4D uzaklıktaki noktasal yansıtıcılar için benzetim sonucu elde edilmiş NDI'lerin iki boyutlu kesit grafikleri. Dikey ve yatay eksenler sırasıyla $-1 \leq \sin(\theta) \leq +1$ ve $-1 \leq \sin(\varphi) \leq +1$. Parlaklık NDI genliği olup beyaz 0dB ve siyah -50dB'ye karşılık gelmektedir.



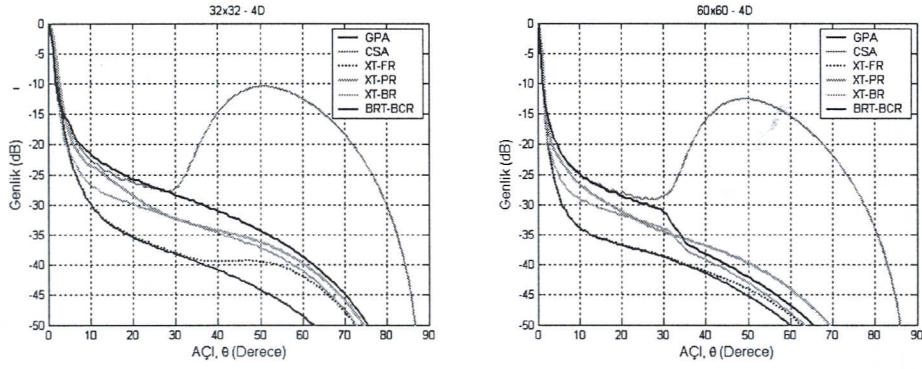
Şekil-14: Yöntemlere ilişkin $N \times N = 32 \times 32$ ve $4D$ uzaklıktaki noktasal yansıtıcılar için benzetim sonucu elde edilmiş NDI'lerin iki boyutlu kesit grafikleri. Dikey ve yatay eksenler sırasıyla $(4D-8\lambda) \leq R \leq (4D+8\lambda)$ ve $-1 \leq \sin(\theta) \leq +1$. Parlaklık NDI genliği olup beyaz 0dB ve siyah -50dB 'ye karşılık gelmektedir.



Şekil-15: Yöntemlere ilişkin $N \times N = 60 \times 60$ ve 4D uzaklıktaki noktasal yansıtıcılar için benzetim sonucu elde edilmiş NDI'lerin iki boyutlu kesit grafikleri. Dikey ve yatay eksenler sırasıyla $-1 \leq \sin(\theta) \leq +1$ ve $-1 \leq \sin(\phi) \leq +1$. Parlaklık NDI genişliği olup beyaz 0dB ve siyah -50dB'ye karşılık gelmektedir.



Şekil-16: Yöntemlere ilişkin $N \times N = 60 \times 60$ ve $4D$ uzaklıktaki noktasal yansıtıcılar için benzetim sonucu elde edilmiş NDİ'lerin iki boyutlu kesit grafikleri. Dikey ve yatay eksenler sırasıyla $(4D - 8\lambda) \leq R \leq (4D + 8\lambda)$ ve $-1 \leq \sin(\theta) \leq +1$. Parlaklık NDİ genliği olup beyaz 0dB ve siyah -50dB'ye karşılık gelmektedir.



Şekil-17: Farklı büyüklükteki diziler ($N \times N=32 \times 32, N \times N=60 \times 60$) ve 4D uzaklıktaki noktasal yansıtıcı için benzetim sonucu elde edilmiş NDİ'lerin tek boyutlu grafikleri.

Elde edilen benzetim sonuçları kullanılarak yöntemlerin görüntü kaliteleri test edilmiştir. NDİ sonuçlarında görüleceği üzere CPA yönteminde yanlob seviyesi en düşük iken CSA yönteminde ise analob genişliği dar fakat yan ve yalancı lob seviyeleri yüksektir. Bu sonuç teorik NDİ ifadeleri ile tutarlıdır. CPA ve XT-FR yöntemlerinde ana lob genişliği ve yanlob seviyelerinin yaklaşık olarak aynı oldukları görülmektedir. Genel olarak XT-FR yöntemi CPA yöntemine en yakın sonucu vermektedir. XT-BR yönteminde ise analob genişliği XT-FR yöntemine göre daha dar iken yanlob seviyesi daha yüksektir. XT-BR yönteminin analob genişliği XT-PR yöntemine göre daha dar, BRT-BCR yöntemiyle aynı seviyede olup yan lob seviyesi bakımında bu iki yöntemle göre daha iyi performansa sahiptir. Yöntemlerin teorik verimlilik ve maliyet rakamları (Tablo-3, Tablo-4) benzetimlerle sınanan görüntü çözünürlükleri (Tablo-2) ile birlikte ele alındığında: Çözünürlük sıralaması $CPA > XT-FR > XT-BR > XT-PR > BRT-BCR > CSA$ olarak sıralanırken maliyet verimliliği bakımından $CSA > BRT-BCR > XT-BR = XT-PR > XT-FR$ olarak sıralanmaktadır. XT-FR yöntemi hem görüntü kalitesi hem de maliyet bakımından cazip görünmektedir. Öte andan, BRT-BCR yöntemi maliyeti daha düşük ikinci bir seçenek olarak görünmektedir.

Tablo-2
Yöntemlerin NDI Demet Genişliklerinin (Çözünürlük) Karşılaştırılması (R=4D)
(Benzetim Sonuçlarından Ölçülen)

	N×N=32×32			N×N=60×60		
	6dB	40dB	50dB	6dB	40dB	50dB
GPA	1.6°	37°	63°	0.88°	35°	60°
CSA	1.18°	85°	87°	0.56°	83°	86°
XT-PR	1.9°	61°	74°	1.01°	51°	69°
XT-FR	1.69°	54°	73°	0.89°	35°	63°
XT-BR	1.37°	58°	73°	0.71°	42°	63°
BRT-BCR	1.15°	62°	75°	0.57°	45°	65°

Tablo-3
Yöntemlerin Teorik Karşılaştırılması (N×N=32×32)

	GPA	CSA	XT-FR	XT-PR	XT-BR	BRT-BCR
Verici Eleman Sayısı	1024	1024	64	64	64	64
Alıcı Eleman Sayısı	1024	1024	1024	128	128	64
Aktif Gönderici Eleman Sayısı	1024	1	32	32	32	32
Aktif Alıcı Eleman Sayısı	1024	1	1024	128	128	64
Görüntü Başına Gönderici Demet Sayısı	2048	-	45	45	45	45
Demet Başına İşaret Gönderme Sayısı	1	-	2	2	2	2
Görüntü Başına İşaret Gönderme Sayısı	2048	1024	90	90	90	90
Saniyedeki Görüntü Sayısı	12	25	285	285	285	285
Görüntü SNR Bağıntısı	90	30	63	54	54	51
Harekete Duyarlılık	1	1024	90	90	90	90

Tablo-4
Yöntemlerin Teorik Karşılaştırılması (N×N=64×64)

	GPA	CSA	XT-FR	XT-PR	XT-BR	BRT-BCR
Verici Eleman Sayısı	4096	4096	128	128	128	128
Alıcı Eleman Sayısı	4096	4096	4096	256	256	128
Aktif Gönderici Eleman Sayısı	4096	1	64	64	64	64
Aktif Alıcı Eleman Sayısı	4096	1	4096	256	256	128
Görüntü Başına Gönderici Demet Sayısı	8192	-	90	90	90	90
Demet Başına İşaret Gönderme Sayısı	1	-	2	2	2	2
Görüntü Başına İşaret Gönderme Sayısı	8192	4096	180	180	180	180
Saniyedeki Görüntü Sayısı	3	6	142	142	142	142
Görüntü SNR Bağıntısı	108	36	75	63	63	60
Harekete Duyarlılık	1	4096	180	180	180	180

Sistem Parametrelerinin Seçilmesi

Yöntemlerin sistem parametrelerinin seçilmesi amacıyla 16×16 elemanlı prototip bir dizi mimarisi kabul edilmiştir (bkz Tablo-5 ve Şekil-18) . Kullanılacak ateşleme işaretinin merkez frekansı 5MHz, oransal band genişliği %100 olarak belirlenmiştir. Diğer bir deyişle, transduserden gönderilen darbe işareti 2.5-7.5MHz arasında banda sahip ve dolayısıyla bu bant içindeki dalga boyları 200-600µm arasındadır. Üç boyutlu bir görüntü oluşturmak için gerekli tarama sayısı her iki yöndeki açı sayılarının çarpımıyla bulunur. Bir yöndeki açı sayısı ise:

$$B_x = 2 \times \sin(0.5 \times \text{Görüntü Açısı}) / (\text{Minimum Açı Aralığı})$$

olarak ifade edilir ve N×N= 16×16 elemanlı dizi ve 90° görüntüleme açısı için

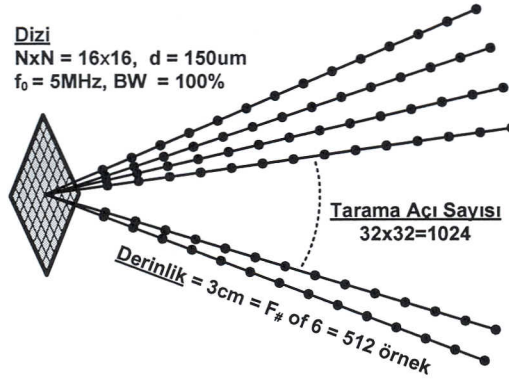
$$B_x \geq \sin\left(\frac{90^\circ}{2}\right) \times (16 + 16 - 1) \geq 22 \text{ 'dir.}$$

Buradan, toplam tarama açı sayısı, $B_x \times B_y \geq 484$ olarak hesaplanır. Bu hesaplama merkez frekans baz alınarak yapılmıştır. Bant genişliği %100 olduğundan ateşleme işaretindeki maksimum frekans bileşenine karşılık gelen dalgaboyunun etkisinden dolayı mekansal örnekleme sayısı $1.5 \times B_x \approx 32$ olacaktır. Bu nedenle $32 \times 32 = 1024$ tarama açısı seçilmiştir. Her tarama açısından alınacak örnek sayısı görüntü derinliğinin iki örnek

arasındaki mesafeye bölünmesiyle bulunur. İki örnek arasındaki mesafeyi dalgaboyunun en az 1/4 katı olarak seçmek gerekir; bu durumda 30mm görüntü derinliği için, gerekli örnek sayısı yaklaşık 512 olarak alınabilir. Görüntüleme hızı genelde saniyede 30 görüntüdür, ancak kanal içi uygulamalar için doku hareketleri çok az olacağından saniyede bir kaç görüntü hızı yeterli olabilecektir. Bu seçilen mimari daha büyük dizi yapılarına ölçeklenebilir: tek değiştirilmesi gereken tarama açısı olup bu da yaklaşık $(1+FBW/2) \times 2 \times N^2$ olarak belirlenebilir. Burada dikkat edilmesi gereken husus, bu açı sayısı CPA için olup, önerilen yöntemler için Tablo-1'de verilen gönderme demet ve işaret sayıları esastır ve öngörüldüğü gibi N^2 yerine N ile orantılıdır.

Tablo-5
Görüntüleme Sistemi Parametreleri

Endoskop Genişliği	2.5 mm
Transduser Dizisi	16x16
Transduser Frekansı	5 MHz, 100% FBW
Transduser Eleman Genişliği	150 μ m ($\lambda/2$ @ 5 MHz)
Görüntüleme Derinliği	30 mm
Görüntüleme Genişliği	90°
Derinlik Yönündeki Nokta Aralığı	$\lambda_0/4=60 \mu$ m
Derinlik Yönündeki Nokta Sayısı	512
Hacimsel Görüntü Sayısı /s	30



Şekil-18: Görüntüleme sistemi parametrelerinin şematik gösterimi.

Dizi-Önü Donanım Mimarileri

Ultrasonik görüntülemede, önceki dönemlerdeki analog sistemlerin yerini son on-onbeş yıldır sayısal sistemler almaya başlamıştır. Bu doğrultuda burada sistemlerin sayısal olarak gerçekleştirimi ele alınacaktır[19]. Yöntemlerin donanım gerçekleştirilmesi çok çeşitli biçimlerde olabilir. Bu nedenle burada donanım mimarisi işlevsel yapı blokları düzeyinde ele alınmıştır.

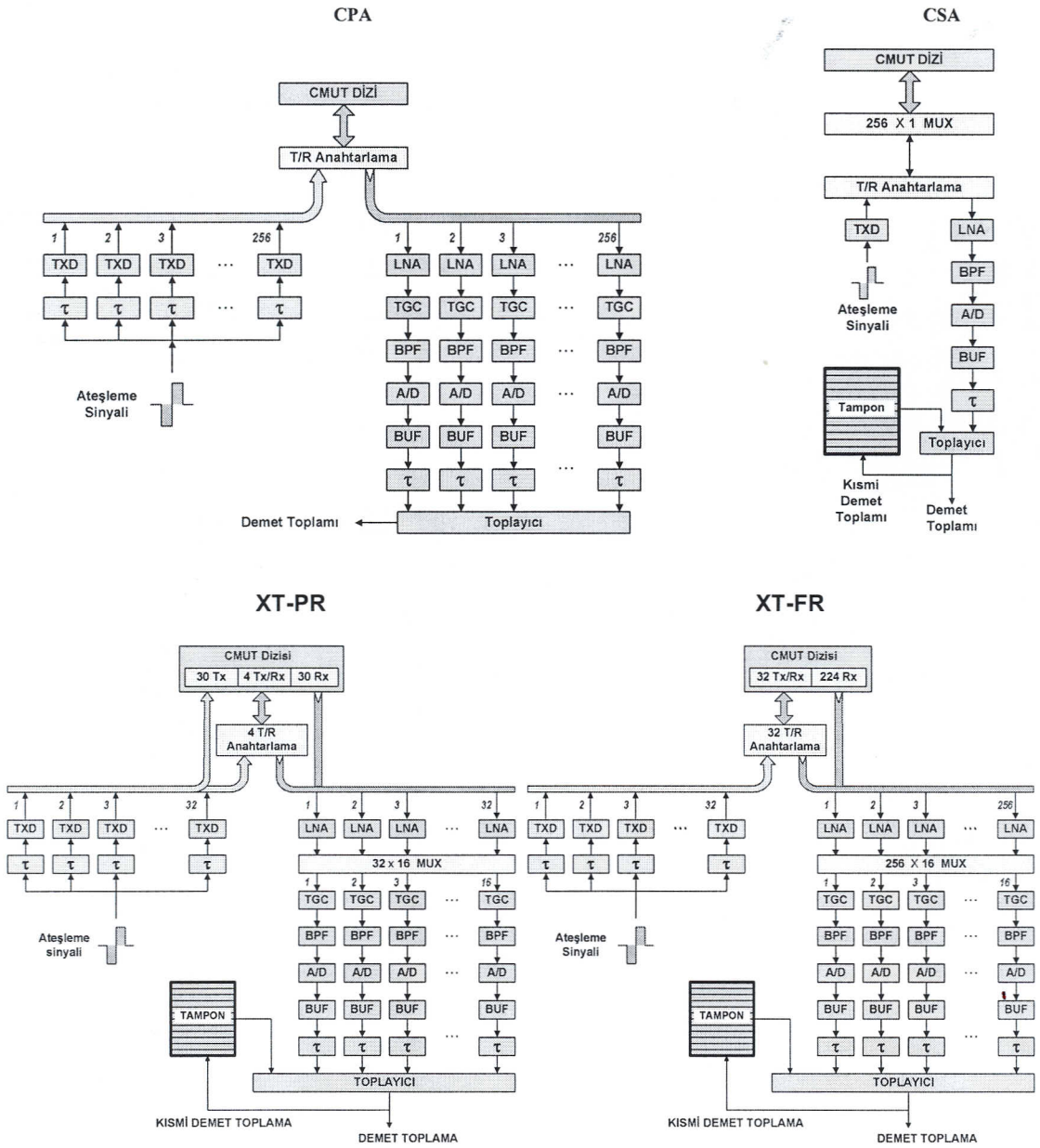
İlk olarak mevcut klasik iki görüntüleme yöntemi olan CPA ve CSA üzerine kurulu sistemlerin işlevsel sayısal donanım yapıları Şekil-19'deki gibi biçimlendirilmiştir. CPA yönteminde, dizi eleman sayısı kadar paralel gönderme ve alma kanal elektroniği gerekmektedir. Buradaki gönderme zaman gecikmeleri her bakılan açı için sabittir; alışı demetlemesi için gereken zaman gecikmeleri ise bakılan tarama açısı üzerindeki her görüntü noktası için farklıdır. Gönderme ve almada sürücü (TXD) ve alıcı anfi devreleri (LNA) genelde transduser dizisine entegre olarak veya prob içinde gerçekleştirilir. Alışta, derinlikle artan kuvvetlendirme (TGC) ve bant-geçiren filtreleme (BPF) işlemlerinin ardından sayısallaştırma ve tamponlarda saklanma işlemleri yapılır. Sayısal veriler gerekli gecikmelerle toplanarak görüntü değerleri oluşturulur. Bu sonuçlar, zarf çıkarma, logaritmik sıkıştırma işlemlerinin ardından ekrana verilir. CPA yaklaşımında, görüntü uzayı açısal olarak tarandığından polar koordinatlarda elde edilen değerlerin raster koordinatlara dönüştürülmesi gerekir. Bu işlem üç boyutlu gösterim (surface/volume rendering) ile birleşik olarak daha verimli gerçekleştirilebilir. Genelde bu iki işlem üzerinde çalışılmış hesaplama konuları olduğundan, bu işlemler hazır ticari donanım ve yazılım ürünleri ile gerçekleştirilebilir. CPA sistemlerin ön-elektronik maliyetini artıran en etkin faktör çok sayıda sayısallaştırıcı (analog-to-digital-conversion:ADC) gerekmesidir. Bu nedenle, alt kanal gruplarının analog tümleşik devrelerle işlenerek alınan işaret sayısını azaltıp sonra sayısallaştırma yapılması alternatif bir yaklaşımdır. Bu yaklaşımdaki başlıca zorluk ise gerekli hassasiyette analog devrelerin tasarım ve gerçekleştirimidir. CSA sisteminin ön donanım yapısı oldukça basit olup bu nedenle de en düşük maliyetli sistem olarak kabul edilir. Bu sistemde bir aktif kanal ve anahtarlama kullanılarak, veriler dizi elemanlarından zamana yayılarak (ard arda işaret gönderme ve alma adımlarıyla) toplanır. Veri toplama işlemi ile birlikte veya ardından veriler sayısal olarak sanki bütün dizi elemanları aynı anda birlikte çalışıyormuş gibi (yapay) demetleme işlemi yapılır. Görüntü uzayı doğrudan xyz-formatında örneklenebilir[22].

Önerilen dizi yapılarının (XT-FR, XT-PR, XT-BR ve BRT-BCR) işlevsel ön-donanım mimarileri bu iki yapıya benzer olarak oluşturulmuştur. Seçilen görüntüleme yöntemleri için tasarlanan ön-donanım mimarileri Şekil-19'de verilmiştir.

Benzetim ve dizi-önü donanım mimarisi çalışmalarında görülmüştür ki görüntü kalitesi ve donanım maliyeti bakımından en uygun yapının XT-FR (X gönderen, tam alan) yöntemi olduğu görülmüştür. Bu nedenle XT-FR yöntemine ilişkin iki ayrı tasarım düşünülmüş ve bunların kendi aralarında karşılaştırılmıştır. Düşünülen yapılar XT-FR-NC(X gönderen tam alan ortak elemanlar hariç) ve FT-XR-NC (Tam gönderen X alan ortak elemanlar hariç) yöntemleridir. Bu yöntemlere ilişkin ön-dizi mimarileri şekil-20'da verilmiştir.

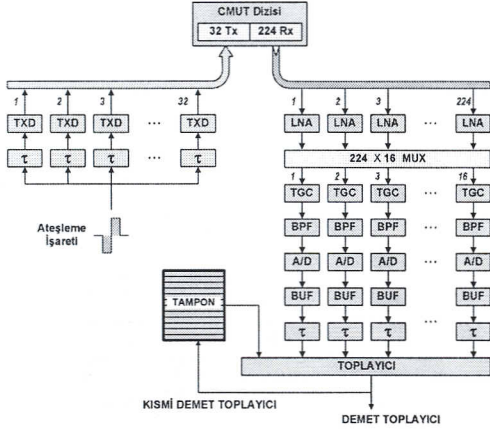
Karşılaştırma tablosundan da görüldüğü gibi görüntü kalitesi ve harekete duyarlılık bakımından FT-XR yöntemi, donanım karmaşıklığının azalması bakımından ise ortak elemanların kullanılmadığı FT-XR-NC yöntemi gerçek zamanlı 3 boyutlu görüntüleme için en uygun seçimdir.

Seçilen yöntemin verici donanım yapısının oluşturulması amacıyla verici dizi elemanı gecikme zamanları hesaplanmış ve bunu depolayacak bellek boyutları belirlenmiştir. Entegre devre üzerinde yer alacak giriş/çıkış bağlantıları şekil 21'de verilmiştir.

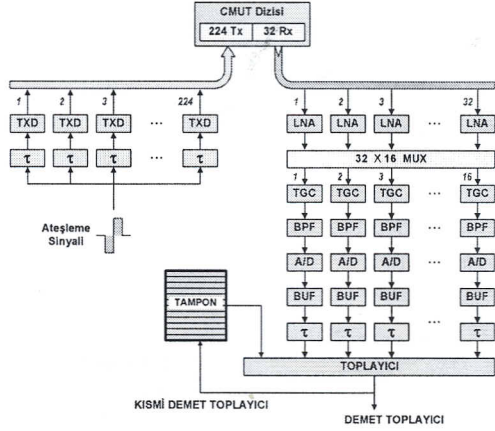


Şekil-19: İncelenen görüntüleme sistemleri için işlevsel donanım mimarileri.

XT-FR-NC



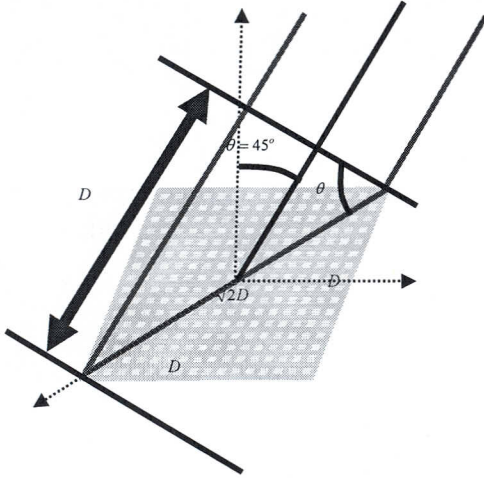
FT-XR-NC



Şekil-20: XT-FR-NC ve FR-XT-NC görüntüleme sistemleri için işlevsel donanım mimarileri.

Tablo-6
XT-FR-NC ve FR-XT-NC yapıları Karşılaştırma Tablosu

	Kontrol		Tx ↔ Rx	
	CPA	CSA	XT-FR-NC	FT-XR-NC
Verici Eleman Sayısı	16×16	16×16	2×16	14×16
Alıcı Eleman Sayısı	16×16	16×16	14×16	2×16
Aktif Verici Kanal Sayısı	16×16	1	2×16	14×16
Aktif Alıcı Kanal Sayısı	16×16	1	4×4	4×4
Görüntü Başına Gönderici Demet sayısı	32×32	-	32×32	32×32
Demet Başına İşaret Gönderme sayısı	1	256	16	2
Görüntü Başına İşaret Gönderme sayısı	1,024	256	16,384	2,048
Saniyedeki Görüntü Sayısı	25	100	1.6	12
Görüntü SNR Bağıntısı(dB)	72	24	53.6	62
Demet genişliği ×(λF#)μm	32	32	32	32
Uzak Yan Lob Seviyesi (dB)	-96	-48	-77	-96
Harekete Duyarlılık	1	256	16	2
Tx Donanım Karmaşıklığı	O(256)	O(1)	O(32)	O(224)
Tx Gecikmesi Bellek Boyutu	-	-	32KByte	224KByte
Rx Donanım Karmaşıklığı	O(256)	O(1)	O(224)	O(32)



$$\tau_{\max} = \frac{D}{c} = \frac{Nd}{c} = \frac{N\lambda}{2c}$$

$$= \frac{16 \times 200 \mu\text{m}}{2 \times 1540\text{m}} = 1.04 \mu\text{s}$$

$$\frac{\tau_{\max}}{T_s} = \tau_{\max} \times f_s = 1.04 \mu\text{s} \times 100\text{MHz}$$

$$= 104 \text{ saat darbesi}$$

Şekil-21: Maksimum gecikme zamanı hesaplanması

Maksimum gecikme hesaplaması şekil 21'de görülmektedir. Burada saat frekansı 100MHz olarak seçilmiştir ve maksimum gecikme saat darbesi 104 olarak bulunmuştur. Bu nedenle tasarımda 128 olarak kullanılmıştır. Her kanal için gereken bellek miktarı (Maksimum gecikme saat darbesi x Tarama açısı sayısı) $128 \times 1024 = 128\text{Kbit}$ yani 16 Kbyte/Kanal olarak hesaplanmıştır. Gerekli bellek miktarını azaltmak amacıyla maksimum gecikme saat darbe sayısı kodlanarak 7 bite indirilmiştir. Böylece gerekli toplam bellek miktarı 1Kbyte'a düşmüştür. Seçilen FT-XR-NC yönteminde Tablo6'da görüldüğü gibi 224 verici kanal vardır. Dolayısıyla gerekli toplam bellek miktarı 224Kbyte olarak belirlenmiştir. Yapılan bu donanım mimarisi çalışmaları chip tasarımında altyapı olarak kullanılmıştır ve bu tasarım Stanford Üniversitesi E. L. Ginzton Laboratuvarı ultrasonik araştırma grubuyla yayınlanmıştır[23].

4. Sonuç

Bu projede daha önce küçük boyutlu ($N \times N = 16 \times 16$) dizilerle mümkün olabilen gerçek zamanlı 3 boyutlu görüntülemeyi büyük boyutlu ($N \times N = 32 \times 32$, $N \times N = 64 \times 64$) dizilerle de gerçekleyebilmek için yeni görüntüleme sistemleri ve ön-donanım mimarileri tasarlanmıştır. Bu projede önerdiğimiz yeni yaklaşımda, görüntü uzayının taranma zamanını kısaltmak ve böylece görüntüleme hızını artırmak amacıyla, görüntü uzayı, göndermede yelpaze-demet (fan-beam) kullanılarak taranmaktadır. Bu yaklaşım, fazlalık mekansal frekansları azaltılmış dizilerle yapılan görüntülemenin hızını, dizi büyüklüğünün kareköküne indirgeyerek büyük dizilerle gerçek zamanda görüntülemeye olanak vermektedir. Yaklaşımın bu özelliği esas alınarak, fazlalık mekansal frekansları tamamen ayıklanmış yeni özgün dizi yapıları düşünülmüş ve bu yapıların performansları karşılaştırılarak bunlardan 3 boyutlu görüntülemeye en uygun olan yapı seçilerek yelpaze-demetleme yaklaşımı ile kullanılmak üzere donanım mimarisi tasarlanmıştır. Seçilen bu yöntemin proje başında amaçladığımız gibi sistem maliyeti bakımından bir boyutlu dizi kullanan sistemlere yakın olup görüntüleme performansı 3 boyutlu kanal içi görüntülemeye uygun olduğu yapılan çalışmalarla gösterilmiştir. Tablo 6'da görüldüğü gibi seçilen yöntem 62dB SNR ve -96dB uzak yan lob seviyesi ile proje önerisinde bahsedilen görüntü performansı başarı ölçütlerini (40dB SNR ve -40dB yan lob seviyesi) sağlamaktadır. Proje, Stanford Üniversitesi E. L. Ginzton Laboratuvarı'ndan Prof. Pierre Khuri-Yakub'un ultrasonik araştırma grubuyla ortak çalışma ile yapılmıştır.

Yararlanılan kaynaklar

- [1] T. A. Shoup and J. Hart, "Ultrasonic imaging systems," in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 863-71, 1988.
- [2] J. L. Coatrieux, C. Toumoulin, C. Hamon, and L. Luo, "Future trends in 3D medical imaging," *IEEE Eng. Med. Biol. Mag.*, vol. 9, pp. 33-39, Dec. 1990.
- [3] D. H. Johnson, D. E. Dudgeon, *Array Signal Processing*, Chapters 2-4, Prentice Hall, 1993.
- [4] A. R. Selfridge, G. S. Kino, and B. T. Khuri-Yakub, "A theory for the radiation pattern of a narrow strip acoustic transducer," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 37, no. 1, pp. 35-36, Jul. 1980.
- [5] O. Oralkan, A. S. Ergun, J. A. Johnson, M. Karaman, U. Demirci, K. Kaviani, T. Lee, B. T. Khuri-Yakub, "Capacitive micromachined ultrasonic transducers: next generation arrays for acoustical imaging?," *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr.*, vol.49, no.11, pp. 1596-1610, Nov. 2002.
- [6] O.Oralkan, A.S.Ergun, J.A.Johnson, M.Karaman, B.T.Khuri-Yakub, "Volumetric acoustic imaging using two-dimensional capacitive micromachined transducer arrays," *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr.*, vol. 50, no. 11, pp. 1581-1594, Nov. 2003.
- [7] A. S. Ergun, Y. Huang, X. Zhuang, O. Oralkan, G. G. Yaralioglu, B. T. Khuri-Yakub, "Capacitive micromachined ultrasonic transducers: fabrication technology," *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr.*, vol. 52, no. 12, pp. 2242-2258, Dec. 2005.
- [8] I. Cicek, A. Bozkurt, M. Karaman, "Design of a front-end integrated circuit for 3D acoustic imaging using 2D CMUT Arrays," *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr.*, vol. 52, no. 12, pp.2235-2241, Dec. 2005."
- [9] F. L. Degertekin, R.O. Guldiken, M. Karaman, "Annular-ring CMUT arrays for forward-looking IVUS: transducer characterization and imaging," *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr.*, vol. 53, pp. 474-482, Feb. 2006.
- [10] I. Wygant, X. Zhuang, D. Yeh, S. Vaithilingam, A. Nikoozadeh, O. Oralkan, A. S. Ergun, M. Karaman, and B. T. Khuri-Yakub, "An endoscopic ultrasound imaging system based on a 2D CMUT array: real-time imaging results," *IEEE Ultrason. Sympos.*, Sept. 2005.
- [11] R. J. Kozick and S. A. Kassam, "Synthetic aperture pulse-echo imaging with rectangular boundary arrays," *IEEE Trans. Image Proces.*, vol. 2, no. 1, pp. 68-79, Jan. 1993.
- [12] M. Karaman, P. C. Li and M. O'Donnell, "Synthetic aperture imaging for small scale imaging systems," *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelect. Freq. Contr.*, vol. 42, no. 3, pp. 429-442, 1995.
- [13] M. Karaman and M. O'Donnell, "Subaperture processing for ultrasound imaging," *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelect. Freq. Contr.*, vol. 45, no. 1, pp. 1-10, Jan. 1998.
- [14] J.A.Johnson, M.Karaman, B.T.Khuri-Yakub, "Coherent Array Imaging Using Phased Subarrays—Part I: Basic Principles," *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr.*, vol. 52, no. 1, pp. 37-50, Jan. 2005.
- [15] J.A.Johnson, O.Oralkan, A.S.Ergun, U.Demirci, M.Karaman, B.T.Khuri-Yakub, "Coherent Array Imaging Using Phased Subarrays—Part II: simulation and experimental results," *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr.*, vol. 52, no. 1, pp. 51-64, Jan. 2005.
- [16] R. T. Hocter and S. A. Kassam, "The unifying role of the coarray in aperture synthesis for coherent and incoherent imaging," *Proc. IEEE*, pp. 735-52, 1990.
- [17] S. W. Smith, H. G. Pavy, Jr., and O. T. von Ramm, "High speed ultrasound volumetric imaging system. I. Transducer design and beam steering," *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr.*, vol. 38, pp. 100-108, 1991.
- [18] K. Wall, G. R. Lockwood, "A new multi-beam approach to real-time 3-D imaging," in *Proc. of IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 1759-1762, 2002.
- [19] K.-S. Kim, T.-K. Song, "High volume rate 3-D ultrasound imaging using cross array based on synthetic transmit focusing," in *Proc. of IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 1409-1412, 2004.
- [20] G. R. Lockwood and F. S. Foster, "Optimising the radiation pattern of sparse periodic two-dimensional arrays," *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr.*, vol. 43, pp. 15-19, 1996.
- [21] S. I. Nikolov and J. A. Jensen, "3D synthetic aperture imaging using a virtual source element in the elevation plane," in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 1743-1747, 2000.
- [22] O. Wygant, M. Karaman, O. Oralkan, and B. T. Khuri-Yakub, "Beamforming and hardware design for a multichannel front-end integrated circuit for real-time 3D catheter-based ultrasonic imaging," *SPIE Medical Imaging: Ultrasonic Imaging and Signal Processing*, Feb. 2006.
- [23] Wygant I. O., Jamal N. S., Lee H. J., Nikoozadeh A., Oralkan O., Karaman M., and Khuri-Yakub B. T., "An Integrated Circuit with Transmit Beamforming Flip-Chip Bonded to a 2D CMUT Array for 3D Ultrasound Imaging", Submitted to *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr.*.

TÜBİTAK
PROJE ÖZET BİLGİ FORMU

Proje No: 106M333
Proje Başlığı: Tıbbi Ultrasonik Kanal İçi Görüntüleme İçin Yeni Yöntemler
Proje Yürütücüsü ve Araştırmacılar: Prof. Dr. Mustafa Karaman, Alper Şişman, Coşkun Tekeş
Projenin Yürütüldüğü Kuruluş ve Adresi: Işık Üniversitesi Elektronik Mühendisliği Bölümü Kumbaba Mevkii Şile/İSTANBUL
Destekleyen Kuruluş(ların) Adı ve Adresi: -
Projenin Başlangıç ve Bitiş Tarihleri: 1 Eylül 2006 – 1 Eylül 2008
Özet (en çok 70 kelime) <p>Bu projede, kanal içi (endoscopic, intracavital) gerçek zamanlı üç boyutlu tıbbi ultrasonik görüntüleme uygulamaları için maliyet verimli ve yüksek çözünürlük sağlayan görüntüleme yöntemi geliştirilmiş ve mevcut yöntemlerle karşılaştırmalı olarak irdelenmiştir. Projede önerilen yaklaşımın sistem maliyeti bakımından bir boyutlu dizi kullanan sistemlere yakın olduğu ve görüntüleme performansı bakımından ise üç boyutlu kanal içi görüntülemeye uygun olduğu, teorik ve benzetimsel nitel ve nicel sınamalarla gösterilmiş ve proje amaçlarına ulaşılmıştır.</p>
Anahtar Kelimeler: Ultrasonik görüntüleme, transdüser dizileri, elektronik mimari.
Projeden Yapılan Yayınlar: <ul style="list-style-type: none">• Wygant I., Lee H., Nikoozadeh A., Yeh T. D., Oralkan O., Karaman M., and Khuri-Yakub B. T., An Integrated Circuit with Transmit Beamforming and Parallel Receive Channels for Real-Time Three-Dimensional Ultrasound Imaging, Ultrasonic Symposium 2006, IEEE, Page(s):2186 – 2189• Wygant I., Karaman M., Oralkan O., and Khuri-Yakub B. T., Volumetric Imaging Using Fan-Beam Scanning with Reduced Redundancy 2D Arrays, Ultrasonic Symposium 2006, Page(s):2190 – 2193• A. Şişman, M. Karaman, "Üç boyutlu ultrasonik görüntüleme için dizisel işaret işleme", Biyomut 2007, İstanbul. 22-23.• O. Oralkan, I. O. Wygant, X. Zhuang, A. Nikoozadeh, H. J. Lee, N. Jamal, S. Vatingham, M. Karaman and P. T. Khuri-Yakub, "Two-Dimensional Capacitive Micromachined Ultrasonic Transducer Arrays with Integrated Front-End Electronic Circuit", MUT Workshop, 2007, Antalya, Turkey. 24-25.• M. Karaman, I. O. Wygant, O. Oralkan, and P. T. Khuri-Yakub, "Ultrasonic 2D Array Processing for Miniature 3D Imaging Systems," Submitted to IEEE Trans. Medical Imaging, (Submit Date: Aug. 16, 2008).

Ultrasonic 2D Array Processing for Miniature 3D Imaging Systems

Mustafa Karaman, *Member, IEEE*, Ira O. Wygant, *Student Member, IEEE*, Ömer Oralkan, *Member, IEEE*, and Butrus T. Khuri-Yakub, *Fellow, IEEE*

Abstract—In real-time ultrasonic 3D imaging, in addition to difficulties in fabricating and interconnecting 2D transducer arrays with hundreds of elements, there are also challenges in acquiring and processing data from a large number of ultrasound channels. The coarray (spatial convolution of the transmit and receive arrays) can be used to find efficient array designs that capture all of the spatial frequency content (a transmit-receive element combination corresponds to a spatial frequency) with a reduced number of active channels and firing events. Eliminating the redundancies in the transmit-receive element combinations and firing events reduces the overall system complexity and improves the frame rate. Here we explore four reduced redundancy 2D array configurations for miniature 3D ultrasonic imaging systems. Our approach is based on 1) coarray design with reduced redundancy using different subsets of linear arrays constituting the 2D transducer array, and 2) 3D scanning using fan-beams (narrow in one dimension and broad in the other dimension) generated by the transmit linear arrays. We form the overall array response through coherent summation of the individual responses of each transmit-receive array pairs. We present theoretical and simulated point spread functions of the array configurations along with quantitative comparison in terms of the front-end complexity and image quality.

Index Terms—Biomedical ultrasonics, ultrasonic imaging, image reconstruction, phased arrays, beamforming.

I. INTRODUCTION

Real-time 3D ultrasound imaging extends the frontiers of traditional diagnostic ultrasound by providing a full view of internal tissue structures along with flow information. Volumetric ultrasound with miniature devices such as endoscopes or intracavitary probes provides unique

opportunities for guiding surgeries or minimally invasive therapeutic procedures. The historical progress, the state-of-art and clinical utility of 3D ultrasound imaging has been extensively reviewed in [1-6]. Research studies on 3D ultrasound imaging concentrate on transducer design, array signal processing and image visualization. Volumetric imaging systems employ 2D transducer arrays that consist of hundreds of elements, and necessitate data acquisition probes with integrated front-end electronics and reduced number of electrical connections [2-4]. For real-time 3D imaging, in addition to difficulties in fabricating and interconnecting 2D transducer arrays [8,9], there are also challenges in acquiring and processing data from a large number of ultrasound channels [10,11]. Conventional phased array (CPA) imaging utilizes all of the array elements in transmit and receive. It provides the best possible image quality for a given array, and hence is considered the gold-standard. For large arrays and especially for 2D arrays that consist of thousands of elements, CPA is difficult to implement in hardware because of the large number of active elements. Moreover, large numbers of scan lines in volumetric imaging result in reduced frame rates and/or view angles due to the finite speed of sound. The real-time imaging is constrained as:

$$\left(\frac{\# \text{ of Frames}}{\text{Second}}\right) \times \left(\frac{\# \text{ of Firings}}{\text{Frame}}\right) \times \left(\frac{2 \times \text{Image Depth}}{\text{Speed of Sound}}\right) \leq 1 \quad (1)$$

For example, a 64×64-element CPA system can produce a single 90°, 15-cm deep pyramidal volume image in 1.6 seconds. To reduce the front-end complexity and improve data acquisition speed, various array processing techniques based on synthetic aperture [12-24], sparse arrays [25-30], parallel beamforming [31-36], rectilinear scanning [29, 37-39], phased subarray processing [40-42], coded excitation [43-46], micro beamformers [7,47,48], configurable arrays [7,49], and separate transmit and receive arrays [50-53] have been proposed.

In classical synthetic aperture (CSA) imaging a single active element is stepped across a large transducer array at successive data acquisition steps by channel multiplexing. The image is reconstructed through synthetic beamforming using the collected A-scan data. CSA suffers from low SNR, poor contrast resolution and artifacts due to tissue and transducer motion. The SNR performance can be improved by transmitting from multiple neighboring elements with defocusing phases to form a powerful, virtual element

Manuscript received October 19, 2008. This work was supported in part by the U.S. NIH under Grant 99059, TUBITAK of Turkey under Grant 106M333 and Işık University under Grant BAP-05B301.

M. Karaman is with the department of Electronics Engineering, Işık University, Istanbul, Turkey (phone: +90 216 528-7125; fax: (+90 216 7121-472; e-mail: karaman@isikun.edu.tr).

I. O. Wygant, Ö. Oralkan, B. T. Khuri-Yakub are with the Ginzton Laboratory, Stanford University, CA (e-mail: iwYGANT@stanford.edu, ooralkan@stanford.edu, khuri-yakub@stanford.edu).

[15,20,22]. To improve the contrast resolution, one can use a small active receive subarray with a slight increase in the front-end complexity [15,23]. Susceptibility of CSA imaging to tissue and transducer motion can be reduced by various motion estimation and compensation techniques [12,18,21]. In 3D CSA imaging, the large number of firing events (data acquisition steps) limits the frame rate and efficiency of motion compensation.

Sparse array processing is based on aperture undersampling using periodic or random sampling, and has been used widely to simplify the front-end by reducing the active channel count. In general sparse array design aims to achieve a desired beam pattern using a subset of array elements through optimization techniques. Various recent studies have demonstrated 2D sparse arrays for 3D imaging [25-30]. Periodic sparse arrays suffer from grating lobe artifacts, whereas random sparse arrays distribute the grating lobe energy over the side lobes, resulting in increased average side lobe levels. The sparse array design seems to be an efficient solution if the contrast resolution requirement in a particular application can be satisfied by the given active element count. In addition to challenges in 2D sparse array optimization to achieve an acceptable image quality with a tolerable active channel count, there are also difficulties in real-time volumetric scanning due to the large number of firings.

Parallel beamforming has been proposed to meet real-time frame rate requirements in volumetric imaging [31-36]. In this approach, a transmit beam with a wide main lobe is produced by using a subarray, and a number of parallel, narrow receive beams spanning the main lobe of the transmit beam are formed by using a large receive array. Alternatively, multiple simultaneous narrow transmit beams at different angles can be produced by using subarrays, or a periodically undersampled array, or by firing superimposed steered beams from a large array. As a result, the number of firings is scaled down by the number of parallel beams at the expense of reduced beam quality. Rectilinear scanning extends the principle of linear scanning to 3D imaging. In rectilinear scanning, each linear array (row or column) on a 2D array is used to form a plane beam, and image lines on that plane are reconstructed by parallel beamforming using a 2D receive array [24, 30-34]. Use of separate transmit and receive arrays in data acquisition simplifies the front-end hardware complexity, and enables synthesis of different transmit-receive array configurations. Various recent studies have used this approach for volumetric scanning with different array shapes [24, 30-34, 51-53].

The phased subarray approach combines the principles of phased array and synthetic aperture imaging to reduce the system complexity by decreasing the active channel count [40-42]. Similar to CPA processing, the low-resolution subarray images are generated by scanning the space with a small beam count proportional to the subarray size. These low-resolution images are laterally upsampled, interpolated, weighted, and coherently summed to form the final high-resolution image. For narrowband systems the subarray-dependent 1D interpolation filters can perform well [40], whereas wideband imaging requires 2D filters for beam interpolation [41,42].

For nearly any type of beamforming, coded excitation can be used to boost the SNR and the penetration depth as well as the frame rate [43-46]. To improve the frame rate, the basic idea is to generate non-interfering wavefronts in the image space by firing uncorrelated coded signals from array elements. Consequently, echo signals can be decoded for simultaneous reconstruction of multiple scan lines. Generation of efficient uncorrelated codes with reasonable lengths and efficient decoding schemes to minimize the degradation in axial resolution are major difficulties to utilize the promising benefits of coded excitation approach for increasing frame rate.

Integration of some of the electronics with the transducer array enables miniaturization of the front-end and funneling the electrical connections of a 2D array consisting of thousands of elements into a reduced number of channels. This allows realization of configurable arrays by using switching matrix circuits and subarray micro-beamformers [7,47-49]. These approaches are very promising for 3D and portable 2D imaging applications, where the miniaturization of the array front-end is absolutely necessary. 3D state-of-the-art systems based on the subarray micro-beamforming are already available [2,4,5,6]. Such systems employing fully sampled piezoelectric matrix arrays (consisting of nearly 3000 elements) and using only 128 channels of a standard scanner, can generate narrow volume images in real time, or wider volume images by time-gating (four to eight cardiac cycles) [5,6]. More recently, research studies on CMUT-based imaging systems have also demonstrated that front-end circuits can be integrated with CMUT arrays using flip-chip bonding techniques [9,49,54,55] and monolithic silicon processing [50-52].

II. THE 2D ARRAY PROCESSING TECHNIQUES

A. Approach

The image quality of a pulse-echo array system can be quantified by the coarray function (also called the effective aperture) which corresponds to the convolution of the transmit, and receive arrays [10,15,16,19,41,56]:

$$C(n_x, n_y) = A_T(n_x, n_y) \otimes A_R(n_x, n_y), \quad (2)$$

here the indices n_x and n_y are the discrete variables representing locations of 2D array elements (Fig. 1); $A_T(\cdot)$, $A_R(\cdot)$ and $C(\cdot)$ are the 2D transmit array, receive array and coarray functions, respectively. The far-field, continuous wave point spread function (PSF) of the array imaging system can be approximated by the Fourier transform of the coarray:

$$H(\alpha, \beta) = \mathbb{F}\{C(n_x, n_y)\} = \mathbb{F}\{A_T(n_x, n_y)\} \times \mathbb{F}\{A_R(n_x, n_y)\}, \quad (3)$$

$$(n_x, n_y) \xleftrightarrow{\mathbb{F}} (2\alpha, 2\beta); \quad \alpha = \frac{\pi d}{\lambda} \sin \theta_x; \quad \beta = \frac{\pi d}{\lambda} \sin \theta_y.$$

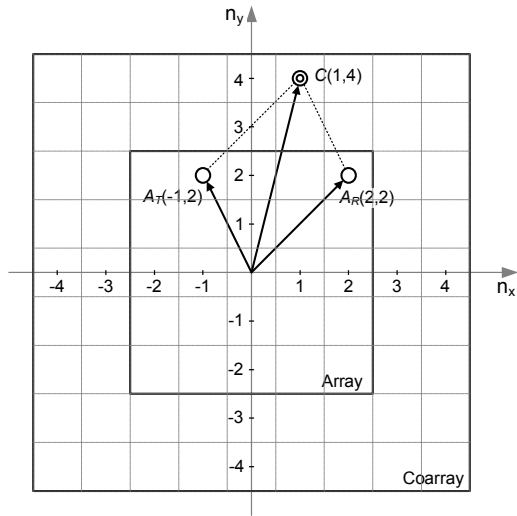


Fig. 1. The physical array and coarray kernels, where each transmit and receive element combination produces a coarray element.

Here λ is the wavelength, d is the inter-element distance, and θ_x and θ_y , respectively, are the angles in azimuth and elevation directions (Fig. 2). Note that the Fourier transform relation is between the discrete aperture space and the continuous image space represented by the pairs of variables, (n_x, n_y) and $(2\alpha, 2\beta)$, respectively. Each combination of a transmit element and a receive element produces a coarray element whose spatial location corresponds to the sum of position vectors of the transmit and receive elements (Fig. 1):

$$\begin{aligned} \overbrace{(n_{x,C}, n_{y,C})}^{\text{Coarray Element}} &= \overbrace{(n_{x,T}, n_{y,T})}^{\text{Transmit Element}} + \overbrace{(n_{x,R}, n_{y,R})}^{\text{Receive Element}} \\ &= \overbrace{((n_{x,T} + n_{x,R}), (n_{y,T} + n_{y,R}))}^{\text{Coarray Element}} \end{aligned} \quad (4)$$

Consequently, different combinations of transmit and receive elements in the convolution operation may contribute to the same coarray elements. Considering the Fourier relation between the aperture and image spaces, each sample of the coarray corresponds to a spatial frequency. The multiple combinations contributing to the same coarray element actually corresponds to the redundancy in the spatial frequency. In array design, the idea is to form a coarray which is minimally redundant in spatial frequency content; that is, a coarray that captures all of the spatial frequency content with a minimum number of transmit/receive element pairs (each element of a non-redundant coarray involves only a single transmit-receive element pair).

Volumetric scanning with 2D arrays requires excessive number of scan lines (firings). In pulse-echo imaging using an $N \times N$ element array ($N \gg 1$) with an inter-element spacing of d ,

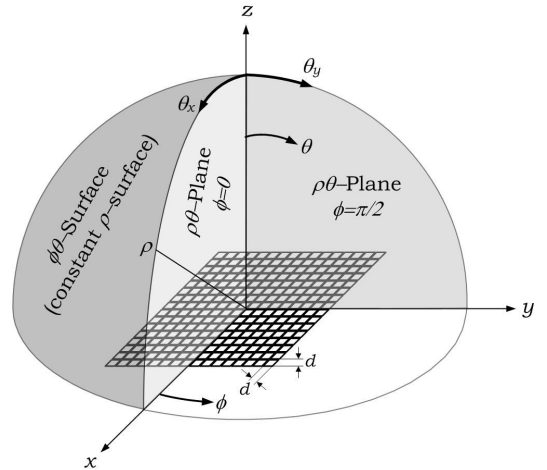


Fig. 2. The reference geometry used for the theoretical and simulated PSFs.

the number of firings (scan lines) to form a pyramidal volumetric frame with an angle of $(\theta_x \times \theta_y)$ is given by

$$B_x \times B_y \geq \left(\frac{4Nd}{\lambda} \sin\left(\frac{\theta_x}{2}\right) \right) \times \left(\frac{4Nd}{\lambda} \sin\left(\frac{\theta_y}{2}\right) \right) \quad (5)$$

Note that the beam count in each dimension must be scaled by 2 when one-way response is considered. To produce a 90° volumetric frame using pulse-echo CPA imaging with $d=\lambda/2$, the minimum number of firings is $(\sqrt{2} \times M) \times (\sqrt{2} \times N)$. On the other hand, the frame rate is inversely proportional to the array size and/or the number of signal firing/receiving steps as indicated by (1). In array processing, the firing count must also be kept small enough to meet real-time imaging requirements. Our approach to explore array processing for miniature volumetric imaging systems is based on 1) coarray design with reduced redundancy using different subsets of linear arrays constituting the 2D transducer array, and 2) volumetric scanning using fan-beams (narrow in one dimension and broad in the other dimension) generated by the transmit linear arrays.

B. The 2D Array Configurations

Here we describe four array configurations involving reduced or minimum spatial frequency redundancy. Each design explores a different tradeoff between the image quality and the front-end complexity. For comparison, we consider CPA and CSA as the reference methods providing the best image quality and the simplest front-end, respectively. Using the continuous wave, paraxial and far-field approximations, the two-way PSF of CPA with an $N \times N$ square array, $H_{CPA}(\alpha, \beta)$, can be expressed by

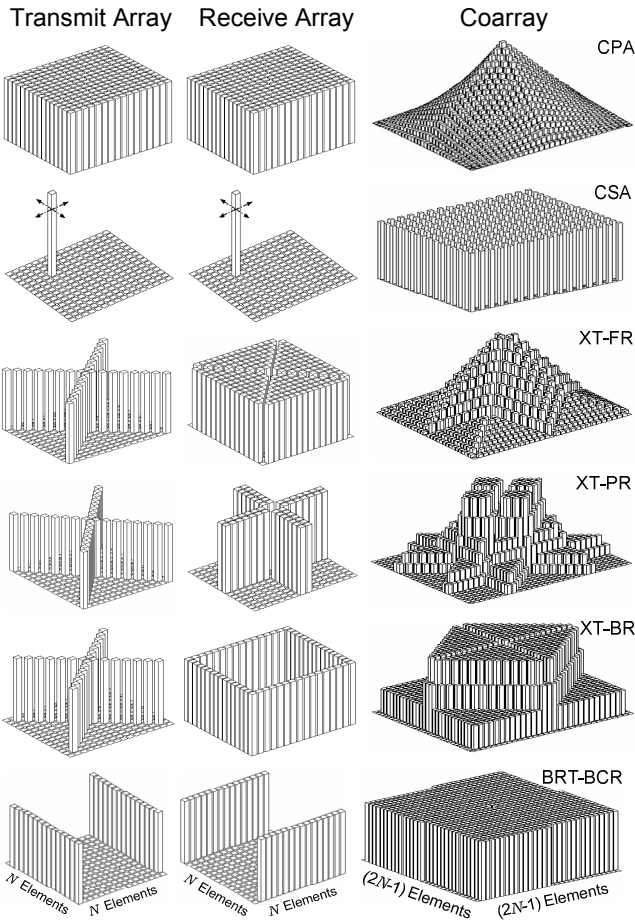


Fig. 3. Schematics of the transmit, receive and coarray functions for different array configurations. Each bar in the array functions represents an element's amplitude. The amplitude of each array function (vertical dimension) is normalized to unity. The transmit and receive arrays are configured over a 16×16 -element square array, and the resulting coarray size is 31×31 . The stepping the active element in CSA over the array in successive firings is indicated by the arrows.

$$H_{CPA}(\alpha, \beta) \propto \left(\frac{\sin(\alpha N)}{\sin(\alpha)} \times \frac{\sin(\beta N)}{\sin(\beta)} \right) \times \left(\frac{\sin(\alpha N)}{\sin(\alpha)} \times \frac{\sin(\beta N)}{\sin(\beta)} \right), \quad (6)$$

where $\alpha = (\pi d / \lambda) \sin(\theta_x)$, $\beta = (\pi d / \lambda) \sin(\theta_y)$, and θ_x and θ_y , respectively, are the angles in azimuth and elevation directions (Fig. 2) [31]. Similarly, PSF of the CSA is approximated by

$$H_{CSA}(\alpha, \beta) \propto \left(\frac{\sin(2\alpha N)}{\sin(2\alpha)} \times \frac{\sin(2\beta N)}{\sin(2\beta)} \right) \quad (7)$$

Note that the first and second terms in the PSF expressions given above and in the following subsections, correspond to the transmit and receive responses of the array, respectively. All analytical PSF expressions are normalized by the two-way response of a single array element given by

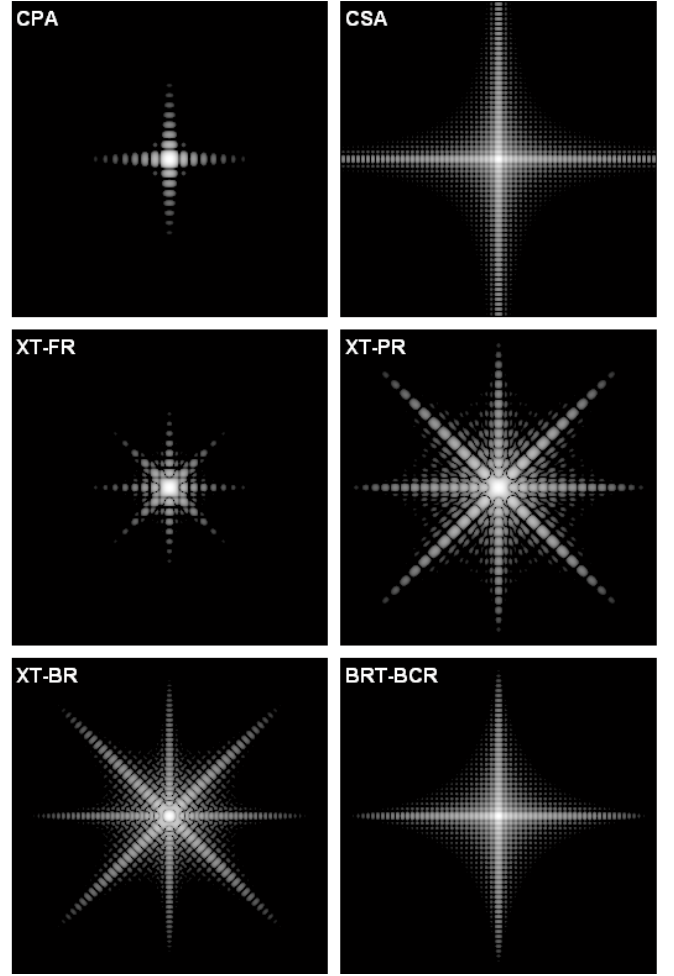


Fig. 4. Computed theoretical (far-field, continuous-wave) PSFs. Each PSF represents a C-scan over a constant- ρ surface. The horizontal axis is $(-\pi/2 \leq \alpha \leq \pi/2)$ (equivalently $-1 \leq \sin(\theta_x) \leq 1$) and $(-1 \leq \sin(\theta_y) \leq 1)$ and the vertical axis is $(-\pi/2 \leq \beta \leq \pi/2)$ (equivalently $-1 \leq \sin(\theta_y) \leq 1$). The display dynamic range is 50 dB.

$$h_e(\alpha, \beta) \propto \left(\frac{\sin(\alpha)}{\alpha} \times \frac{\sin(\beta)}{\beta} \right) \times \left(\frac{\sin(\alpha)}{\alpha} \times \frac{\sin(\beta)}{\beta} \right). \quad (8)$$

For the sake of simplicity in derivation, PSFs of array configurations presented below are approximated assuming that all or some of the elements used in transmit are also used in receive. For the simplicity of the front-end circuit, if those elements used for transmit can be excluded from the receive array, then the degradation in the side-lobe response should be insignificant since the ratio of the number the common elements to the receive element count is very small. The transmit, receive and coarray functions of the array configurations considered here are illustrated in Fig. 3. We also computed the far-field, continuous-wave PSFs based on the approximate analytical expressions including the two-way response of a single element given in (8) with $d = \lambda/2$. The results are presented in Fig. 4, where each PSF distribution (on

a constant ρ surface) represents a C-scan as a function of the Fourier transform variables α and β (or equivalently $\sin(\theta_x)$ and $\sin(\theta_y)$).

1) *X-Shaped Transmitter and Full Receiver (XT-FR)*: In this configuration, the transmit array is a cross-shaped aperture formed by the two diagonals of the 2D transducer array, while the entire array is utilized in receive (see Fig. 3). Assuming that the transmit elements are also used in receive, the PSF of this configuration, can be approximated by

$$H_{XT-FR}(\alpha, \beta) \propto \left(\frac{\sin((\alpha - \beta)N)}{\sin(\alpha - \beta)} + \frac{\sin((\alpha + \beta)N)}{\sin(\alpha + \beta)} \right) \times \left(\frac{\sin(\alpha N)}{\sin(\alpha)} \times \frac{\sin(\beta N)}{\sin(\beta)} \right). \quad (9)$$

Note that the first term corresponds to the sum of responses of two diagonal linear arrays, whereas the second term is one-way response of a square array. The computed PSF of XT-FR is displayed in Fig. 4.

2) *X-Shaped Transmitter and Plus-Shaped Receiver (XT-PR)*: In this configuration the transmit array is a cross-shaped aperture formed by two perpendicular linear arrays, diagonals of the 2D transducer array, whereas the receive array is a plus-shaped aperture formed by two perpendicular linear array pairs (the vertical and horizontal arms consisting of two central rows and columns, respectively) (see Fig. 3). Considering that the central four transmit elements are also used in receive, the PSF of this configuration, can be approximated by

$$H_{XT-PR}(\alpha, \beta) \propto \left(\frac{\sin((\alpha - \beta)N)}{\sin(\alpha - \beta)} + \frac{\sin((\alpha + \beta)N)}{\sin(\alpha + \beta)} \right) \times \left(\frac{\sin(\alpha N)}{\sin(\alpha)} \cos(\alpha) + \frac{\sin(\beta N)}{\sin(\beta)} \cos(\beta) \right). \quad (10)$$

Note that the first term corresponds to the sum of the responses of two diagonal linear arrays, whereas the second term is the one-way response of the plus-shaped receive array. Also note that the cosine factors in the second term are associated with the vertical and horizontal arms consisting of two central rows and columns, respectively. The computed PSF plot of XT-FR is shown in Fig. 4.

The XT-PR configuration can be considered as an extension of the basic array configuration known as the Mills cross array, in which the transmitter and receiver are perpendicular linear arrays [24]. The XT-PR array configuration employing a plus-shaped transmitter with a single row and column and cross-shaped (diagonals) receiver has been investigated previously for phased array volumetric imaging by Smith *et al.* [31,32]. Here we reconsider this array configuration with fan-beam scanning, and compare it with the other array configurations.

3) *X-Shape Transmitter and Boundary Receiver (XT-BR)*: This configuration employs the diagonal elements of the 2D transducer aperture in transmit and the boundary elements in receive (see Fig. 3). We can approximate the PSF of this array design by the following expression:

$$H_{XT-BR}(\alpha, \beta) \propto \left(\frac{\sin((\alpha - \beta)N)}{\sin(\alpha - \beta)} + \frac{\sin((\alpha + \beta)N)}{\sin(\alpha + \beta)} \right) \times \left(\frac{\sin(\alpha N)}{\sin(\alpha)} \cos(\beta N) + \frac{\sin(\beta N)}{\sin(\beta)} \cos(\alpha N) \right). \quad (11)$$

Here the first term is the same as that of (9) and (10), and the second term is the one-way response of a square boundary array, approximated by the sum of the responses of two horizontal and two vertical linear arrays (the corner elements are considered as the common elements). The computed PSF of XT-BR is given in Fig. 4. A rectangular boundary array with different weighting schemes used both as the transmitter and receiver has been investigated previously by Kozick and Kassam [13]. The XT-BR explored here has two distinctions from the earlier configurations: it employs an X-shaped array in transmit and a boundary array in receive, and involves fan-beam processing for volumetric scanning.

4) *Boundary-Rows Transmitter and Boundary-Columns Receiver (BRT-BCR)*: This array design uses two boundary rows (the outermost horizontal linear arrays) in transmit and two boundary columns (the outermost vertical linear arrays) in receive, and produces a uniform coarray with no redundant spatial frequency (Fig. 3). The approximate PSF of this scheme corresponds to multiplication of the summed responses in the second term of (11):

$$H_{BRT-BCR}(\alpha, \beta) \propto \left(\frac{\sin(\alpha N)}{\sin(\alpha)} \cos(\beta N) \right) \times \left(\frac{\sin(\beta N)}{\sin(\beta)} \cos(\alpha N) \right). \quad (12)$$

The computed, continuous-wave, far-field PSF of BRT-BCR is shown in Fig. 4. The BRT-BCR configuration is basically an extension of a standard Mills cross array, where two spatially orthogonal N -element, linear arrays, used as the transmit and receive arrays, produce a non-redundant $(N \times N)$ -element coarray with uniform amplitude distribution [24]. Considering an $N \times N$ -element transducer array, BRT-BCR uses the two N -element boundary horizontal linear arrays in transmit and the two N -element boundary vertical linear arrays, and produces a coarray with size of $(2N-1) \times (2N-1)$. Therefore, the size of the coarray of BRT-BCR is two times that of the Mills cross array, at the expense of doubling the transmit and receive elements or increasing the multiple firings from N active channels by 4 times. The BRT-BCR with different weighting schemes has been investigated previously by Kozick and Kassam [13]. Here we reconsider this array configuration to improve its frame

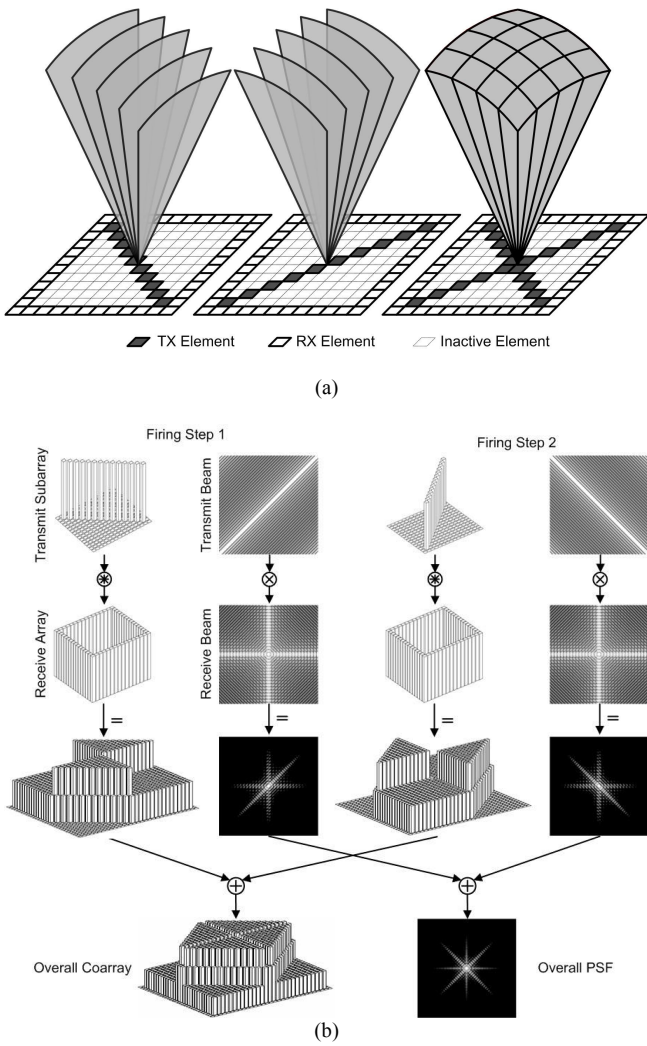


Fig. 5. Illustration of coherent fan-beam processing using XT-BR array configuration: a) a schematic of volumetric scanning, and b) coherent processing.

rate by using the fan-beam scanning, and compare it with the other array configurations.

C. Fan-Beam Processing

For real-time volumetric scanning, we use transmit fan-beams generated by the linear arrays to reduce the firing count. A subset of elements on a 2D transducer array chosen along a line, forming a “linear array,” produces a fan-shaped beam (fan-beam), narrow in one dimension and broad in the other. The narrow beam width on the scanning plane is determined by the length of the linear array, while the wide beam width orthogonal to the scanning plane is determined by the element pitch. In volumetric scanning, we insonify a plane of the volumetric field by a fan-beam, and then we reconstruct the image pixels on that plane through parallel receive beamforming. We repeat this process for each plane of the volumetric field using steered fan-beams. The fan-beam processing can be implemented using any of the array

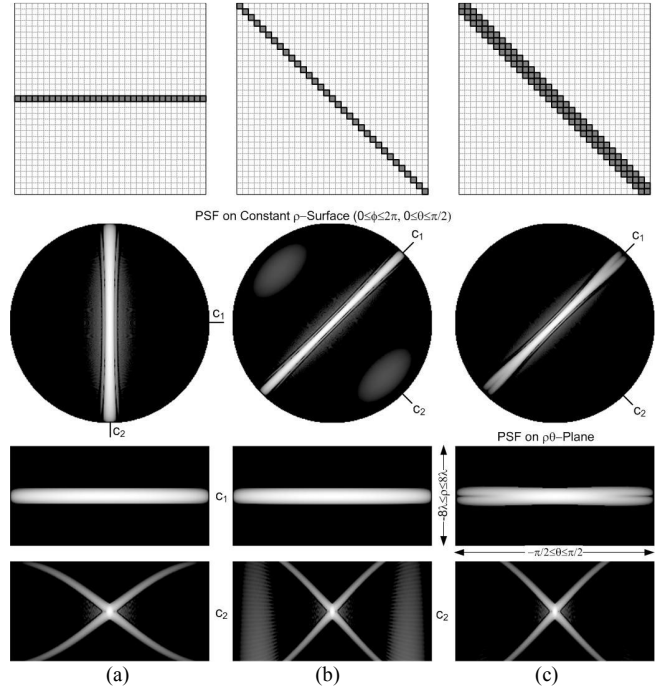


Fig. 6. Beam patterns of a horizontal (a) 1-element wide diagonal (b) and 3-element wide diagonal (c) linear arrays on a 32x32-element 2D array. The display dynamic range of PSFs is 50dB. The PSF on the constant ρ -surface (ϕ - θ -surface) represents a C-scan, whereas the cross-sectional PSF on the ρ - θ -plane corresponds to a B-scan.

configurations presented here. As an example, fan-beam scanning using the XT-BR array configuration is illustrated in Fig. 5.a. Note that the chosen transmit 2D subarray array must be decomposable into linear arrays, and data acquisition must be repeated for each transmit linear array. The data from these acquisitions are added coherently to form the overall image. This process is illustrated in Fig. 5.b for the XT-BR configuration.

The fan-beam pattern is identical to the one-way response of the N -element active linear array:

$$h_{FB}(\alpha, \beta) \propto \frac{\sin(\beta N)}{\sin(\beta)} \times \left(\frac{\sin(\alpha)}{\alpha} \times \frac{\sin(\beta)}{\beta} \right), \quad (13)$$

where the second term is the one-way response of a single element. For illustration, the simulated wide-band transmit beam patterns of three different linear array configurations on a 2D array are presented in Fig. 6, where the parameters given in Table I were used in the simulations. Different than a 1-element wide horizontal or vertical linear array (Fig. 5.a), the 1-element wide diagonal linear array produces grating lobes in its one-way beam pattern as seen in Fig. 6.b. These grating lobes are caused by the aperture undersampling since the inter-element distance along the diagonal linear array on a 2D array with $\lambda/2$ -element spacing, is $\sqrt{2}\lambda/2$. These grating lobes can be suppressed to an acceptable level by the receiver array as demonstrated by the simulations in the next section. Note that

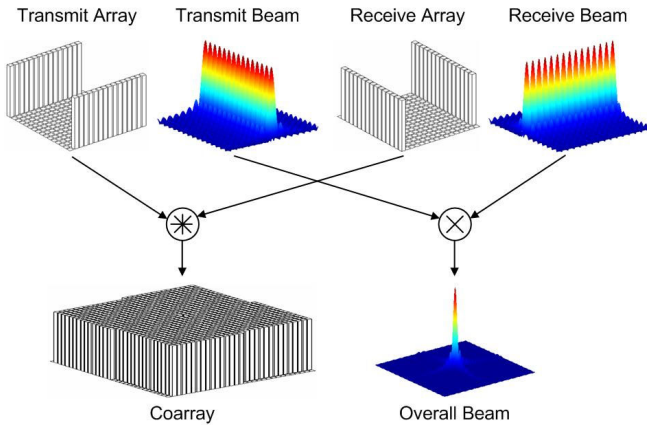


Fig. 7. Forming linear vertical (top) and diagonal (bottom) arrays using electronic defocusing.

a multi-element wide diagonal linear array (whose inter-element-spacing becomes $\sqrt{2}\lambda/4$) can produce a fan-beam without any grating lobes at the expense of reducing beam angle. As an example, the response of a 3-element wide diagonal array is shown in Fig. 6.c. This drawback can be handled by defocused excitation of the multi-element wide diagonal linear arrays [15,51]. In the rest of this paper we consider only the 1-element wide transmit linear arrays in the simulation and comparison of the array configurations.

In fan-beam processing using an $N \times N$ element array ($N \gg 1$) with an inter-element spacing of d , the number of firings to form a pyramidal volume with an angle of $(\theta_p \times \theta_p)$ is

$$B_p \geq K \left(\frac{2Nd}{\lambda} \sin\left(\frac{\theta_p}{2}\right) \right) \quad (14)$$

where K denotes the number of linear arrays forming the transmit array. Note that this is achieved by performing parallel receive beamforming to compute the image pixels on the plane insonified by the transmit fan-beam. To produce a 90° volumetric frame with $d = \lambda/2$, the minimum number of firings is $K \times (\sqrt{2} \times N)$. In other words fan-beam processing reduces the firing count from $O(N^2)$ to $O(KN)$.

Fan-beam processing involves K successive firings for the reconstruction of pixels on a cross-sectional image plane, and hence increases the susceptibility to tissue motion by a factor of K . For the applications targeted in this study, this drawback should be tolerable for all the four array designs, where $K = 2$. In the BRT-BCR array configuration, the image volume can be scanned by firing from only one of the transmit rows at a time, or alternatively by firing both rows simultaneously. In the latter case each firing generates a comb-shaped fan-beam as illustrated in Fig. 7, and hence two consecutive firings are required to produce interleaved fan-beams.

III. PSF SIMULATIONS AND COMPARISON

To test the imaging performances of the array designs, we performed numerical PSF simulations based on the Rayleigh-

TABLE I
SIMULATION PARAMETERS

Array Size	32×32 Elements
Frequency	5 MHz
Element Pitch	150 μm ($\lambda/2$ at 5 MHz)
Excitation Pulse	Gaussian with 80% FBW
Sampling Frequency	250 MHz
Transmit Focus / Target Location	$F_\#$ of 4
Ultrasound Velocity	1540 m/s

Sommerfeld diffraction formulation for a point target [57]. We calculated the PSF, $H(u)$, using the following expression

$$H(u) = \sum_n g_n \times \frac{e^{-a \cdot t_n \cdot c_0}}{t_n \cdot c_0} \times \sum_k g_k \times \frac{e^{-a \cdot t_k \cdot c_0}}{t_k \cdot c_0} \times S\left(\frac{2|u|}{c_0} - t_n - t_k - \tau_{n,T} - \tau_{k,R}\right), \quad (15)$$

where u is the 3D vector representing the observation point, i.e., (ρ, θ, ϕ) ; the first and second summations are over the transmit and receive elements, respectively; $S(\cdot)$ is the excitation Gaussian pulse; t_n is the flight time between n^{th} element and the point target at u_0 ; $\tau_{n,T}$ and $\tau_{k,R}$, respectively, are the transmit and receive delay times for focusing at u_T and u_R . The term g_m represents the aperture apodization and the one-way element factor (PSF of an array element). In our simulations, we used rectangular weighting (the weighting of each element is unity) to test the responses of different arrays without any aperture apodization. For the sake of reduced computational complexity, we approximated the element factor by a cosine function, and ignored the attenuation effects, which is reasonable for testing PSF over $\theta\phi$ -surface (constant- ρ surface), and on PSF on $\rho\theta$ -plane with small axial range. As a result, the term g_m is simplified to $g_m \equiv \cos((\pi d/\lambda) \cdot \sin(\phi_m))$, where ϕ_m is the angle between the element's normal and the target direction ($0 \leq \phi_m \leq \pi/2$). We implemented a custom simulation code in C and ran the simulations on a dual-core workstation computer using the simulation parameters outlined in Table I. The simulation outputs were post-processed in Matlab for display purposes. The simulation geometry showing the array and the reference coordinate system is given in Fig. 2.

We present the first set of the simulated PSFs in Fig. 8 and Fig. 9. Here the target is located on the array normal (on-axis), and hence these PSFs represent non-steered beam patterns. To test steered responses of the array configurations, we also performed PSF simulations for $\theta_s = 30^\circ$ and $\phi_s = 45^\circ$. These steered responses are presented in Fig. 10. For displaying 3D PSFs, we used two orthogonal views on a constant- ρ surface ($\theta\phi$ -surface) and a $\rho\theta$ -plane (in spherical coordinates as depicted Fig. 2), which correspond to the C-scan and B-scan displays, respectively. Each image in these figures was normalized to its own maximum and log compressed to 50 dB dynamic range. For ease of comparison, the compounded, 1D lateral cross-sections of the non-steered PSFs are also shown in Fig. 8 and Fig. 9, where the

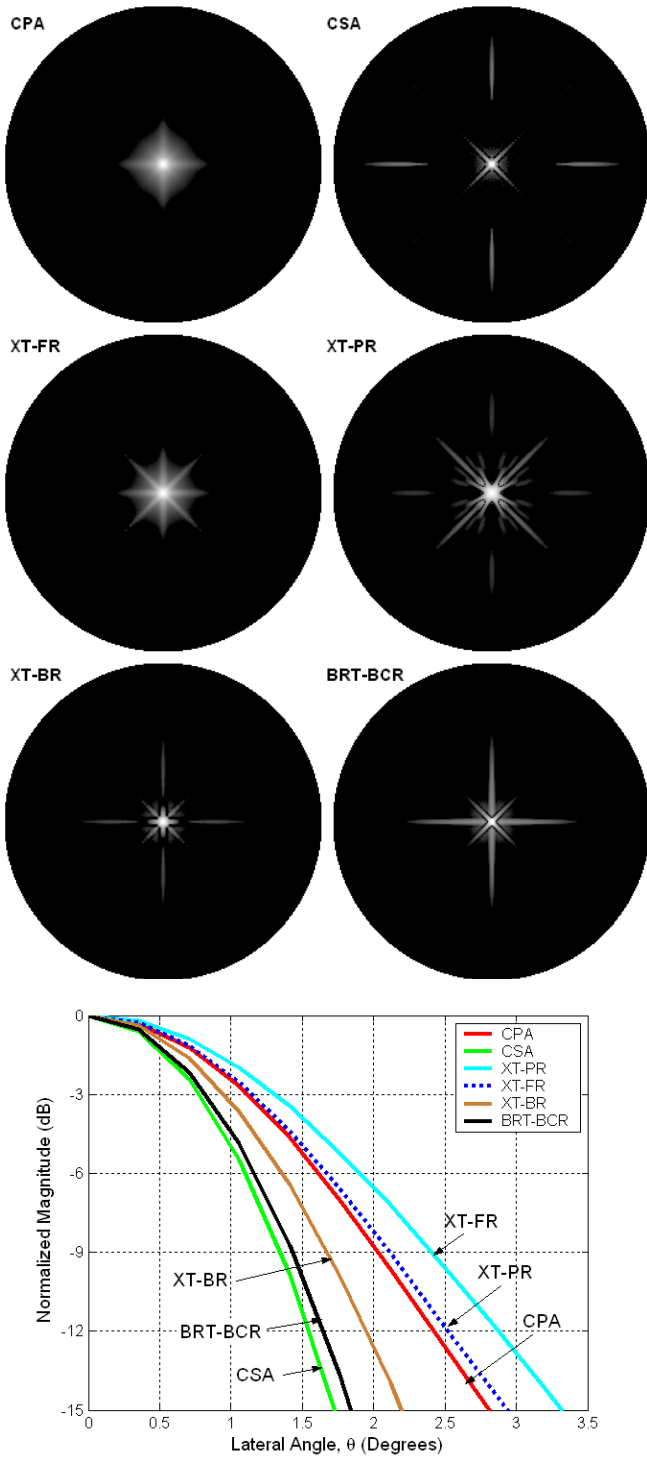


Fig. 8. Simulated PSFs of the array configurations. a) Each PSF represents a C-scan over a constant- ρ surface ($0 \leq \theta \leq \pi/2$ and $0 \leq \phi \leq 2\pi$) with 50dB display dynamic range. b) Compounded, 1D lateral cross-sections of the PSFs (showing the main lobes within -15dB), where the 1D cross-sections across the entire range of ϕ -extension were averaged.

compounding was performed by averaging the 1D cross-sections across the entire ϕ -range ($0 \leq \phi \leq 2\pi$), and the ρ -range ($60\lambda \leq \rho \leq 68\lambda$), respectively. Since the PSFs vary with steering

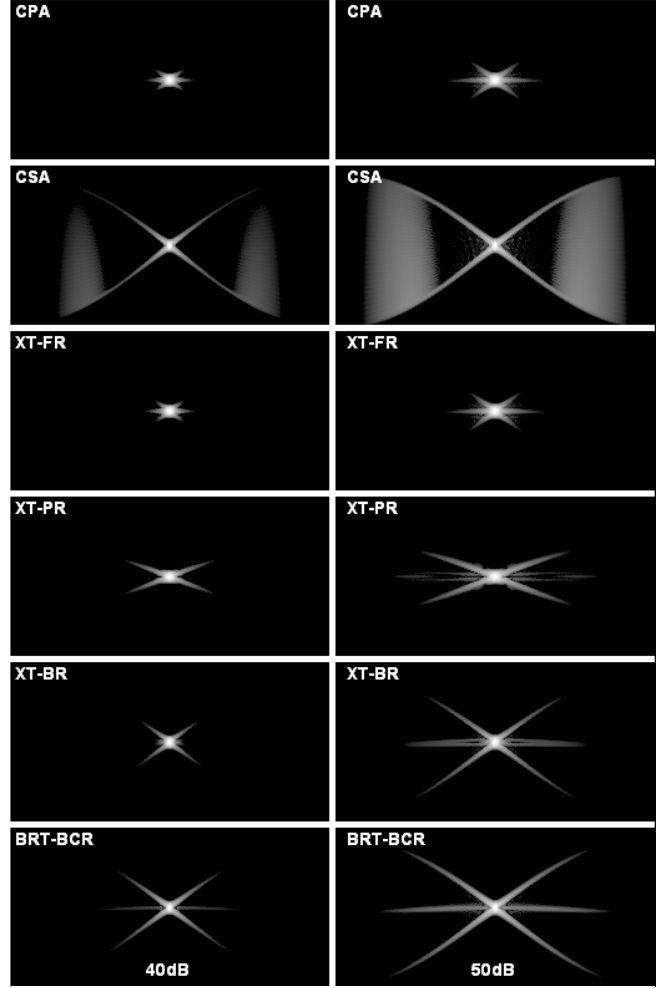


Fig. 9. Simulated PSFs of the array configurations. a) Each PSF represents a B-scan over a $\rho\theta$ -plane (the horizontal axis: $-\pi/2 \leq \theta \leq \pi/2$; the vertical axis: $60\lambda \leq \rho \leq 68\lambda$). b) Compounded, 1D lateral cross-sections of the PSFs, where the 1D cross-sections across the entire range of ρ -extension were averaged.

angle and do not possess full circular symmetry, a general quantitative comparison of the PSFs becomes difficult. Therefore, here we first perform a qualitative comparison of the PSFs and then we compare the array configurations in

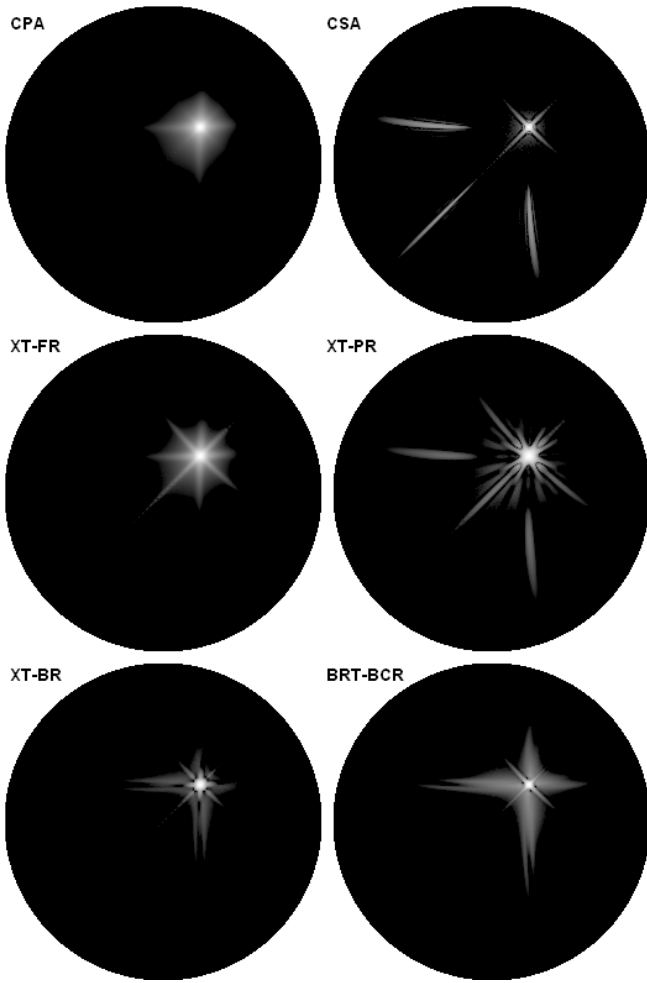


Fig. 10. Simulated PSFs steered to $\theta_s = \pi/6$ and $\phi_s = \pi/4$. Each PSF represents C-scan over the constant- ρ surface ($0 \leq \theta \leq \pi/2$ and $0 \leq \phi \leq 2\pi$) with 50dB display dynamic range.

terms of the system complexity and image quality based on quantitative parameters.

When the non-steered and steered responses of the array configurations are examined, we observe that the PSF of CPA has the lowest side lobes and wide main lobe, while the PSF of CSA has a narrow main lobe but has high side lobes and grating lobes. These observations are consistent with the approximated theoretical PSF expressions and shapes of the coarray functions. The smooth coarray function of CPA results in a wider main lobe and suppressed side lobe levels; the rectangular coarray function of CSA produces the narrow main lobe but a high side lobe level; the zeros in the coarray function produces the grating lobes. The grating lobe level, as expected, is pronounced here because of the wide bandwidth of the excitation pulse. The non-steered PSFs of CPA and XT-FR (Fig. 8 and Fig. 9) have almost identical shapes, main lobe widths, and side lobe levels. This is consistent with their similar coarray functions (Fig. 2). Comparison of their steered responses (Fig. 10) indicates that XT-FR produces slightly higher side lobe levels than CPA. In general the response of

XT-FR well approximates that of CPA. While the main lobe of XT-BR is narrower than that of XT-FR, its side lobe level is higher than that of XT-FR. The XT-BR performs better than both XT-PR and XT-BCR. The main lobe of XT-BR is narrower than that of XT-PR and comparable to that of BRT-BCR. The side lobe level of XT-BR is lower than both XT-BCR and BRT-BCR. The XT-PR and BRT-BCR perform similar in terms of the side lobe levels, while BRT-BCR has a narrower main lobe. We have also simulated the PSFs for array configurations with the common elements are active both in transmit and receive. In 50-dB dynamic range, these PSFs were almost identical with the PSFs presented above where the common elements were active only in transmit or in receive.

For quantitative comparison, we calculated parameters quantifying the system complexity and image quality. These parameters include the active channel count, frame rate and SNR. For all array configurations, the parameters expressed in terms of the array size are shown in Table II. Here the number of firings, beam count and frame rate were calculated using the relations (1), (5) and (14). The frame rate was normalized to the round-trip flight time. The SNR gain relative to a single element's SNR is approximated as $N_T \sqrt{N_R}$ where N_T is the number of active transmit elements and N_R is the number of receive elements.

When the array configurations are compared in terms of their active channel counts quantifying the front-end complexities, both the transmit and receive front-end complexities of each of the array designs XT-PR, XT-BR, and BRT-BCR is $O(N)$ (order of N), whereas the transmit and receive front-end complexities of XT-FR are $O(N)$ and $O(N^2)$, respectively. Note that both the transmit and receive front-end complexities of CPA and CSA are $O(N^2)$ and $O(1)$, respectively. The frame rate of each of the four array configurations XT-FR, XT-PR, XT-BR and BRT-BCR is $O(1/N)$, whereas that of CPA and CSA is $O(1/N^2)$. While the image SNR values of CPA and CSA are proportional to N^3 and N , respectively, the SNR of XT-FR is proportional to N^2 , and the others produce identical image SNR proportional to $N^{3/2}$.

The cost and performance parameters calculated numerically for two particular array sizes, 32×32 and 64×64 , are given in Table III and Table IV, respectively. In the calculation, the speed of sound was 1540 m/s, the view angle was $90^\circ \times 90^\circ$, and the imaging depth was 30 mm. These particular settings were chosen for endoscopic ultrasound applications. For 32×32 and 64×64 arrays, respectively, the four explored array configurations with fan-beam processing can achieve the frame rates of 285 and 142, whereas CPA can produce 12 and 3 frames per second. The XT-FR can produce 63-dB and 75-dB image SNR with 32×32 and 64×64 arrays, respectively. The XT-BR can achieve 54-dB and 63-dB image SNR with 32×32 and 64×64 arrays, respectively. Note that these SNR values are normalized by a single channel's SNR (~ 15 -20 dB).

The amount of sound pressure generated in each firing is another critical parameter affecting the performance of array imaging. Fully populated 2D arrays allow generation of large

amount of acoustic power in transmit, and can benefit from

TABLE II
QUANTITATIVE COMPARISON OF ARRAY CONFIGURATIONS
FOR AN $N \times N$ -ELEMENT ARRAY

	CPA	CSA	XT-FR	XT-PR	XT-BR	BRT-BCR
Tx Elements	$N \times N$	$N \times N$	$2N$	$2N$	$2N$	$2N$
Rx Elements	$N \times N$	$N \times N$	$N \times N$	$4N$	$4N$	$2N$
Active Tx Channels	$N \times N$	1	N	N	N	N
Active Rx Channels	$N \times N$	1	$N \times N$	$4N$	$4N$	$2N$
Tx Beams per Frame	$2N^2$	-	$\sqrt{2}N$	$\sqrt{2}N$	$\sqrt{2}N$	$\sqrt{2}N$
Firings per Scan Line	1	-	2	2	2	2
Firings per Frame	$2N^2$	N^2	$2\sqrt{2}N$	$2\sqrt{2}N$	$2\sqrt{2}N$	$2\sqrt{2}N$
Frame Rate $\left(\times \frac{c}{2R}\right)$	$\frac{1}{2N^2}$	$\frac{1}{N^2}$	$\frac{1}{2\sqrt{2}N}$	$\frac{1}{2\sqrt{2}N}$	$\frac{1}{2\sqrt{2}N}$	$\frac{1}{2\sqrt{2}N}$
Image SNR	N^3	N	$\sqrt{2}N^2$	$2\sqrt{2}N^{3/2}$	$2\sqrt{2}N^{3/2}$	$2N^{3/2}$

TABLE III

QUANTITATIVE COMPARISON OF ARRAY CONFIGURATIONS FOR $N \times N = 32 \times 32$

	CPA	CSA	XT-FR	XT-PR	XT-BR	BRT-BCR
Tx Elements	1024	1024	64	64	64	64
Rx Elements	1024	1024	1024	128	128	64
Active Tx Channels	1024	1	32	32	32	32
Active Rx Channels	1024	1	1024	128	128	64
Tx Beams per Frame	2048	-	45	45	45	45
Firings per Scan Line	1	-	2	2	2	2
Firings per Frame	2048	1024	90	90	90	90
Frame Rate	12	25	285	285	285	285
Image SNR (dB)	90	30	63	54	54	51

TABLE IV

QUANTITATIVE COMPARISON OF ARRAY CONFIGURATIONS FOR $N \times N = 64 \times 64$

	CPA	CSA	XT-FR	XT-PR	XT-BR	BRT-BCR
Tx Elements	4096	4096	128	128	128	128
Rx Elements	4096	4096	4096	256	256	128
Active Tx Channels	4096	1	64	64	64	64
Active Rx Channels	4096	1	4096	256	256	128
Tx Beams per Frame	8192	-	90	90	90	90
Firings per Scan Line	1	-	2	2	2	2
Firings per Frame	8192	4096	180	180	180	180
Frame Rate	3	6	142	142	142	142
Image SNR (dB)	108	36	75	63	63	60

high SNR and nonlinear acoustics applications such as critical Doppler modes and harmonic imaging. Although the ability of each of our array designs in generating sound pressure is significantly less than that of a full 2D array, the proposed array configurations employ full 1D linear arrays in transmit and hence can generate acoustic power sufficient for many B-

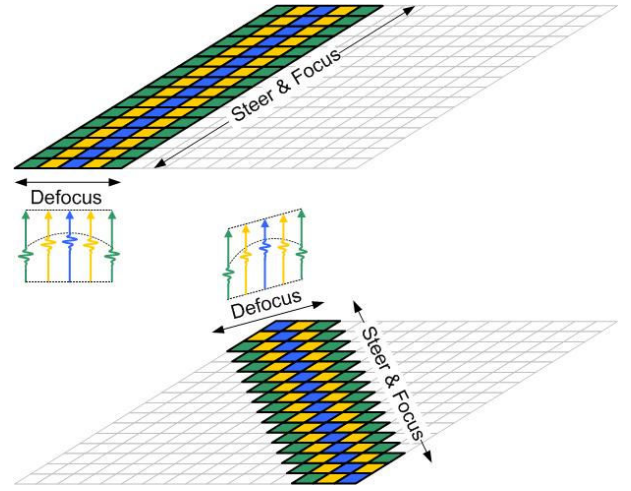


Fig. 11. Forming linear vertical (top) and diagonal (bottom) arrays using electronic defocusing.

mode imaging applications. To increase acoustic power from each linear array in the X-shaped transmitter and in the boundary transmit rows, it is possible to emulate a multi-element wide defocused linear array using electronic delays (Fig. 11). The transmit beam pattern of such a linear array can be controlled by the defocusing delay scheme and weighting. For 2D imaging, it has been shown that the transmit power increases by the square root of the number of uniformly weighted, defocused array elements [15,20,22]. For 3D imaging using an N element linear array with each element consisting of M defocused elements aligned in the direction normal to the linear array, the transmit power is proportional to $N\sqrt{M}$. In the limiting case, an $N \times N$ 2D array can be configured as a single N -element horizontal linear array by defocusing N -elements on each column, and the transmit power of this array becomes proportional to $N\sqrt{N}$. Similarly, a diagonal defocused linear array on an $N \times N$ array can also be formed where each virtual element consists of a different number of defocused elements which corresponds to a triangular apodization across the diagonal linear array. Such array reconfigurations can be applied directly to the proposed techniques here to improve the transmit power. Reconfiguring the array in transmit and receive and/or in different firings, called as reconfigurable array design, has been used in 3D imaging for improving frame rate and/or reducing the array front-end complexity [7,49,51]. In general, the XT-FR produces the best image quality and involves the largest receive channel count when compared to XT-BR, XT-PR and BRT-BCR. The front-end complexities of the XT-BR, XT-PR and BRT-BCR are very similar, while the image quality of the XT-BR is better than the other two. The realization of aperture apodization for a given minimum f-number and/or for suppression of side lobe levels is straightforward for XT-FR and XT-PR, and XT-BR in transmit, whereas the apodization for BRT-BCR and receive apodization for XT-BR can be realized using multiple acquisitions with different weighting kernels [13,56].

IV. SUMMARY AND CONCLUSION

We explored reduced redundancy array configurations for miniature volumetric imaging systems. Each configuration forms a coarray that captures all the spatial frequency content with a reduced number of active channels and firing count, and possesses a different tradeoff between image quality and front-end complexity. We explored fan-beam processing to reduce the number of firings in real-time volumetric scanning. We presented theoretical and simulated PSFs of the array configurations along with quantitative comparison in terms of the front-end complexity and image quality.

Coarray design aims to reduce the active element count while maintaining the image quality of the fully populated array. This is achieved by eliminating the transmit-receive element combinations producing redundant spatial frequencies. For an $N \times N$ -element transducer array, the kernel coarray (with no redundancy) is the fully filled $(2N-1) \times (2N-1)$ -element array, where each of its elements is formed by only a single transmit-receive element combination. Additionally, the weighting of each coarray element must be adjustable independently by the transmit and receive element weights in the firing scenario. This allows controlling the PSF shape, the main and side-lobe levels; otherwise the resulting PSF cannot be matched to that of the fully populated array. The array configurations explored in this study produce coarrays with controllable main and side lobe levels via aperture apodization. This leads to considering forming larger arrays using the explored configurations instead of forming relatively smaller fully populated arrays for a given channel count. In addition, the array configurations presented here can also be used together with most of the existing array processing techniques such as subarray micro-beamforming and coded-excitation. Moreover, the explored array configurations are scalable to larger arrays by using larger transducer arrays or by forming larger arrays using small modular subarrays.

Depending on the back-end hardware requirements, the transmit and receive arrays in any array configuration can be interchanged while producing the same coarray function and PSF. For example, such re-configuration of XT-FR and XT-BR, improves the image SNR, and simplicity of the receive front-end, but reduces the frame rate and increases the transmit front-end complexity. We aim to use the XT-FR and XT-BR array configurations for endoscopic imaging. We have already implemented a custom front-end IC for real-time imaging using a 16×16 CMUT array, and demonstrated successful results [9,54]. Currently we're working on implementation of a new custom, programmable front-end IC chip which can be used to realize any of the array designs discussed here [55]. Our future studies will focus on testing of the array configurations using experimental setups based on our custom front-end IC chips and 2D CMUT arrays.

REFERENCES

- [1] A. Fenster, D. B. Downey, and H. N. Cardinal, "Three dimensional ultrasound imaging," *Phys. Med. Biol.*, vol. 46, pp. R67-R69, May 2001.99
- [2] R. C. Houck, J. Cooke, E. A. Gill, "Three-Dimensional echo: transition from theory to real-time, a technology now ready for prime time," *Current Problems in Diagnostic Radiology*, vol. 34, No. 3, pp. 85-105 , 2005.
- [3] R. M. Lang, V. Mor-Avi, L. Sugeng, P. S. Nieman, D. J. Sahn. "Three dimensional echocardiography: the benefits of the additional dimension," *J. American College of Cardiology*, Vol. 48, No. 10, pp. 2053-69, 2006.
- [4] R. C. Houck, J. E. Cooke, E. A. Gill, "Live 3D echocardiography: a replacement for traditional 2D echocardiography?," *American Journal of Roentgenology*, Vol. 187, No. 4, pp. 1092-1106, Oct., 2006.
- [5] E. A. Gill, B. Klas, "Three-dimensional echocardiography: an historical perspective," *Cardiology Clinics*, Vol. 25, No. 2, pp. 221-229, May 2007.
- [6] I. S. Salgo, "Three-dimensional echocardiographic technology," *Cardiology Clinics*, Vol. 25, No. 2, pp. 231-239, May 2007.
- [7] B. Savord, R. Solomon, "Fully sampled matrix transducer for real time 3D ultrasonic imaging," *IEEE Ultrason. Sympos.*, pp. 945-953, 2003.
- [8] O. Oralkan, A. S. Ergun, J. A. Johnson, M. Karaman, B. T. Khuri-Yakub, "Volumetric acoustic imaging using two-dimensional capacitive micromachined transducer arrays," *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr.*, vol. 50, no. 11, pp. 1581-1594, Nov. 2003.
- [9] I.O. Wygant, X. Zhuang, D.T. Yeh, S. Vaithilingam, A. Nikoozadeh, O. Oralkan, A.S. Ergun, M. Karaman, and B.T. Khuri-Yakub, "An endoscopic imaging system based on a two-dimensional cMUT array: real-time imaging results," *Proc. Of IEEE Ultrasonics Symposium*, vol.2, pp. 792- 795, Sept. 2005.
- [10] K. E. Thomenius, "Evolution of ultrasound beamformers," in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 1615-1622, 1996.
- [11] E. Brunner, "How ultrasound system considerations influence front-end component choice," *Analog Dialogue*, Vol. 36, No. 3, May-July, 2002.
- [12] L. F. Nock and G. E. Trahey, "Synthetic receive aperture imaging with phase correction for motion and for tissue inhomogeneities. I. Basic principles," *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr.*, vol. 39, pp. 489-495, 1992.
- [13] R. J. Kozick and S. A. Kassam, "Synthetic aperture pulse-echo imaging with rectangular boundary arrays," *IEEE Trans. Image Proces.*, vol. 2, no. 1, pp. 68-79, Jan. 1993.
- [14] J. T. Ylitalo and H. Ermert, "Ultrasound synthetic aperture imaging: Monostatic approach," *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr.*, vol. 41, pp. 333-339, 1994.
- [15] M. Karaman, P. C. Li and M. O'Donnell, "Synthetic aperture imaging for small scale imaging systems," *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelect. Freq. Contr.*, vol. 42, no. 3, pp. 429-442, May 1995.
- [16] R. Y. Chiao and L. J. Thomas, "Aperture formation on reduced-channel arrays using the transmit-receive apodization matrix," *Proc. of IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 1567-1571, 1996.
- [17] M. O'Donnell, M. J. Eberle, D. N. Stephens, J. L. Litzza, K. San Vicente, and B. M. Shapo, "Synthetic phased arrays for intraluminal imaging of coronary arteries," *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr.*, vol. 44, pp. 714-721, 1997.
- [18] M. Karaman, H. S. Bilge, and M. O'Donnell, "Adaptive multielement synthetic aperture imaging with motion and phase aberration correction," *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr.*, vol. 45, pp. 1077-1087, 1998.
- [19] G. R. Lockwood, J. R. Talman, and S. S. Brunke, "Real-time 3-D ultrasound imaging using sparse synthetic aperture beamforming," *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr.*, vol. 45, pp. 980-988, 1998.
- [20] C. H. Frazier and W. D. O'Brien, "Synthetic aperture techniques with a virtual source element," *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr.*, vol. 45, pp. 196-207, 1998.
- [21] C. R. Hazard and G.R. Lockwood, "Effects of motion on a synthetic aperture beamformer for real-time 3D ultrasound," *Proc. of IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 1221 - 1224, 1999.

- [22] S. I. Nikolov and J. A. Jensen, "3D synthetic aperture imaging using a virtual source element in the elevation plane," in Proc. IEEE Ultrason. Symp., pp. 1743-1747, 2000.
- [23] K. L. Gammelmark and J. A. Jensen, "Multielement synthetic transmit aperture imaging using temporal encoding," IEEE Trans. Med. Imag., vol. 22, pp. 552-563, 2003.
- [24] K.-S. Kim, T.-K. Song, "High volume rate 3D ultrasound imaging using cross array based on synthetic transmit focusing," in Proc. IEEE Ultrason. Symp., pp. 1409-1412, 2004.
- [25] R. E. Davidsen, J. A. Jensen, S. W. Smith, "Two-dimensional random arrays for real-time volumetric imaging," Ultrasonic Imaging, vol. 16, pp. 143-163, 1994.
- [26] G. R. Lockwood and F. S. Foster, "Optimising the radiation pattern of sparse periodic two-dimensional arrays," IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr., vol. 43, pp. 15-19, Jan. 1996.
- [27] J. L. Schwartz and B. D. Steinberg, "Ultrasparse, ultrawideband arrays," IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr., vol. 45, no. 2, pp. 376-393, Mar. 1998.
- [28] S. I. Nikolov and J. A. Jensen, "Application of different spatial sampling patterns for sparse array transducer design," Ultrasonics, vol. 37, no. 10, pp. 667-671, 2000.
- [29] J. T. Yen, J. P. Steinberg, and S. W. Smith, "Sparse 2-D array design for real time rectilinear volumetric imaging," IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr., vol. 47, no. 1, pp. 93-110, Jan. 2000.
- [30] A. Austeng and S. Holm, "Sparse 2-D arrays for 3-D phased array imaging—design methods," IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr., vol. 49, pp. 1073-1086, Aug. 2002.
- [31] S. W. Smith, H. G. Pavy, Jr., and O. T. von Ramm, "High speed ultrasound volumetric imaging system—Part I: Transducer design and beam steering," IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr., vol. 38, pp. 100-108, 1991.
- [32] O. T. von Ramm, S. W. Smith and H. Puly, "High-speed ultrasound volumetric imaging systems—Part II: parallel processing and image display," IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr., vol. 38, pp. 109-115, Mar., 1991.
- [33] A. Drukarev, K. Konstantinides, G. Seroussi, "Beam transformation techniques for ultrasonic medical imaging," IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr., vol. 40, no. 6, pp. 717-725, , Nov. 1993.
- [34] K. Wall, G. R. Lockwood, "A new multi-beam approach to real-time 3D imaging," in Proc. IEEE Ultrason. Symp., pp. 1759-1762, 2002.
- [35] J. Cheng, J.-Y. Lu, "Extended high-frame rate imaging method with limited-diffraction beams," IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr., vol. 53, no. 5, pp. 880-899, May 2006.
- [36] T. Hergum, T. Bjastad, K. Kristoffersen, H. Torp, "Parallel beamforming using synthetic transmit beams," IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr., Vol. 54, No. 2, pp. 271-280, Feb. 2007.
- [37] J. T. Yen and S. W. Smith, "Real-time rectilinear volumetric imaging," IEEE Trans. Ultrason., Ferroelec., Freq. Contr., vol. 49, no. 1, pp. 114-124, 2002.
- [38] J. T. Yen and S. W. Smith, "Real-time rectilinear 3-D ultrasound using receive mode multiplexing," IEEE Trans. Ultrason., Ferroelec., Freq. Contr., vol. 51, no. 2, pp. 216 - 226, Feb. 2004.
- [39] N. M. Daher and J. T. Yen, "2D Array for 3D ultrasound imaging using synthetic aperture techniques," IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr., vol. 53, no. 5, pp. 912-924, May 2006.
- [40] M. Karaman and M. O'Donnell, "Subaperture processing for ultrasound imaging," IEEE Trans. Ultrason. Ferroelect. Freq. Contr., vol. 45, no. 1, pp. 1-10, Jan. 1998.
- [41] J. A. Johnson, M. Karaman, B. T. Khuri-Yakub, "Coherent array imaging using phased subarrays—Part I: basic principles," IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr., vol. 52, no. 1, pp. 37-50, Jan. 2005.
- [42] J. A. Johnson, O. Oralkan, A. S. Ergun, U. Demirci, M. Karaman, B. T. Khuri-Yakub, "Coherent array imaging using phased subarrays—Part II: simulation and experimental results," IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr., vol. 52, no. 1, pp. 51-64, Jan. 2005.
- [43] T. Misaridis and P. Munk, "High frame rate imaging using parallel transmission of focused coded fields," in Proc. IEEE Ultrason. Symp., pp. 1417-1420, 2000.
- [44] M.-H. Bae., W.-Y. Lee., M.-K. Jeong, and S.-J. Kwon, "Orthogonal golay code based ultrasonic imaging without reducing frame rate," in Proc. IEEE Ultrason. Sym., pp. 1705-1708-, 2002.
- [45] R. Y. Chiao and X. Hao, "Coded excitation for diagnostic ultrasound: a system developer's perspective," IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr., vol. 52, no. 2, pp. 160-170, Feb. 2005.
- [46] M. O'Donnell, Y. Wang, "Coded excitation for synthetic aperture ultrasound imaging," IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr., vol. 52, no. 2, pp. 171-176, Feb. 2005.
- [47] B. Savord "Phased array acoustic systems with inter-group processors", US Patent 5,997,479.
- [48] B. Savord "Beamforming methods and apparatus for three-dimensional ultrasound imaging using two-dimensional transducer array" US Patent 6,013,032.
- [49] R. Fisher, R. Wodnicki, S. Cogan, R. Thomas, D. Mills, C. Woychik, R. Lewandowski, and K. Thomenius, "Packaging and design of reconfigurable arrays for volumetric imaging," Proc. Of IEEE Ultrasonics Symposium, pp. 407-410, 2007.
- [50] C. M. W. Daft, D-L. D. Liu, P. A. Wagner, I. Ladabaum, "Multi-dimensional CMUT array with integrated beamformation," US Patent Applicaton # 20070242567.
- [51] C. Daft, D. Brueske, P. Wagner and D. Liu, "A matrix transducer design with improved image quality and acquisition rate," Proc. Of IEEE Ultrasonics Symposium, pp. 411-415, 2007.
- [52] T. L. Proulx, C. M. Daft, Mohr; J. Paul, T. W. Wilser, C. E. Bradley, P. A. Wagner, I. Ladabaum, "Ultrasound imaging transducer array for synthetic aperture," US Patent Application, # 20070167752 (Also C. E. Bradley, C. M. Daft, I. Ladabaum, J. P. Mohr III, T. Proulx, P. A. Wagner, W. T. Wilser, "Ultrasound imaging transducer array for synthetic aperture," EPO Patent Application # EP 1 795 917 A2)
- [53] A. Savoia, V. Bavaro, G. Caliano, A. Caronti, R. Carotenuto, P. Gatta, C. Longo and M. Pappalardo, "Crisscross 2D cMUT array: beamforming strategy and synthetic 3D imaging results," Proc. Of IEEE Ultrasonics Symposium, pp. 1514-1517, 2007.
- [54] I.O. Wygant, X. Zhuang, D. T. Yeh, O. Oralkan, A. S. Ergun, M. Karaman, and B. T. Khuri-Yakub, "Integration of 2D CMUT arrays with front-end electronics for volumetric ultrasound imaging," Submitted to IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr.
- [55] I. O. Wygant, H. J. Lee, A. Nikoozadeh, Ö. Oralkan, M. Karaman, and B. T. Khuri-Yakub, "An integrated circuit with transmit beamforming and parallel receive channels for real-time three-dimensional ultrasound imaging," in Proc. IEEE Ultrason. Symp., pp. 2186-2189, 2006.
- [56] R. T. Hocter and S. A. Kassam, "The unifying role of the coarray in aperture synthesis for coherent and incoherent imaging," Proc. IEEE, pp. 735-52, 1990.
- [57] A. R. Selfridge, G. S. Kino, and B. T. Khuri-Yakub, "A theory for the radiation pattern of a narrow strip acoustic transducer," Appl. Phys. Lett., vol. 37, no. 1, pp. 35-36, Jul. 1, 1980.