

ÖZET**HAREKETLİ HEDEF SENARYOLARI İÇİN SIKIŞTIRILMIŞ ALGILAMA TEMELLİ
UYARLANABİLİR GELİŞ AÇISI KESTİRİM YÖNTEMİ**

5

Buluş ile sıkıştırılmış algılama tabanlı, uyarlanabilir ve aynı zamanda donanım kısıtlarını hesaba katan bir geliş açısı kestirimi yöntemi önerilmektedir. Sıkıştırılmış algılama tabanlı olması sebebiyle, sıkıştırılmış ölçümlerle de güvenilir ve süper çözünürlüklü kestirimler yapılmasına olanak sağlanmaktadır. Buluş kapsamında tekrar

10 ağırlıklandırılmış ℓ_1 -norm enküçükleme ile geriçatıma en uygun, sezgisel olmayan bir uyarlanabilir ölçüm matrisi tasarım yöntemi, tasarlanan herhangi bir ölçüm matrisinin gruplanmış sensör altkümeleri kısıtlarına uygun projeksiyonu için bir yöntem ve sıkıştırılmış algılayıcı geliş açısı kestirimi problemine özgü, parçacık süzgeci ile dinamik hedeflerin takibi için bir yöntem önerilmektedir.

İSTEMLER

1. Sensör dizileri ile sıkıştırılmış algılama tabanlı, uyarlanabilir geliş açısı kestirimi için ölçüm matrisi tasarım yöntemi olup özelliği; tekrar ağırlıklandırılmış ℓ_1 -norm enküçükleme ile geriçatıma uygun ve sezgisel olmayan bir uyarlanabilir ölçüm matrisinin oluşturulmasıdır.
2. İstem 1'e uygun bir ölçüm matrisi tasarım yöntemi olup özelliği; ölçüm matrisinin ızgara noktalarının uyarlamalı şekilde seçilmesidir.
3. İstem 1'e uygun bir ölçüm matrisi tasarım yöntemi olup özelliği; almaç sayısının örnekleyici sayısından fazla olduğu sistemlerde kullanılmasıdır.
4. Sensör dizileri ile sıkıştırılmış algılama tabanlı, uyarlanabilir geliş açısı kestirimi için blok-köşegen ölçüm matrisi sıkıştırma yöntemi olup özelliği;
 - bir ölçüm matrisinin oluşturulması,
 - oluşturulan ölçüm matrisinin, blok köşegen bir matris ile tersi alınabilir bir matrisin çarpımı olarak ifade edilerek, gruplanmış sensör altkümeleri kısıtlarına uygun projeksiyonunun elde edilmesi
5. Sensör dizileri ile hareketli hedef senaryoları için sıkıştırılmış algılama tabanlı, uyarlanabilir bir geliş açısı ve hızı kestirim yöntemi olup özelliği;
 - sıkıştırılmış algılayıcı tabanlı geriçatım algoritmasının geliş açısı çıktısının, gerçek geliş açılarının gürültülü hali olduğu varsayımı yapılarak, kesin karakteristiği bilinmeyen bu gürültünün farklı gerçeklemeleri ile farklı parçacık örneklerinin oluşturulması,
 - bahsedilen parçacık örnekleri ile oluşturulan olasılıksal dağılım fonksiyonu kullanılarak, parçacık süzgeci ile geliş açısı ve hızı kestirimi yapılması
6. İstem 5'e uygun bir geliş açısı ve hızı kestirim yöntemi olup özelliği,
 - parçacık süzgecinin çıktısı kullanılarak hemen sonraki anlık durum görüntüsü için önsel bilgiyi oluşturacak matrisin tasarlanması,

- bahsedilen matris aracılığıyla sonraki anlık durum görüntüsünde uyarlanabilir ölçüm matrisi tasarımının yapılması,
- geriçatım algoritmasının koşturulması ve yeni parçacıklar oluşturularak algoritmanın devam ettirilmesi

5 işlem adımlarını içermesidir.

TARİFNAME

HAREKETLİ HEDEF SENARYOLARI İÇİN SIKIŞTIRILMIŞ ALGILAMA TEMELLİ UYARLANABİLİR GELİŞ AÇISI KESTİRİM YÖNTEMİ

5

Teknik Alan

Buluş, hareketli hedef senaryoları için sıkıştırılmış algılama tabanlı, uyarlanabilir bir geliş açısı kestirim yöntemi ile ilgilidir.

10

Tekniğin Bilinen Durumu

Geliş açısı kestirimi; radar, sonar, kablosuz haberleşme gibi pek çok alanda uygulamalara sahip geniş bir çalışma konusudur. Geliş açısı kestirimi, tipik olarak sensör dizileri ile yapılmaktadır. Örneğin, RF (radyofrekans) uygulamalar için bu sensörler anten, sonar uygulamalar içinse hidrofon olabilir. Uzun yıllardır kullanılan en yaygın geliş açısı kestirim tekniği Bartlett (Geleneksel) Huzme Oluşturma tekniğidir. Bu teknik, geliş açısı bulunmaya çalışılan hedefin yaptığı (veya yansıttığı) yayının sensör dizisine en yüksek güçte geldiği yönü geliş açısı olarak çıktılar. Capon'un En Düşük Değişinti Bozulmasız Cevap (Minimum Variance Distortionless Response - MVDR) [1] ve Çoklu İşaret Sınıflandırması (Multiple Signal Classification - MUSIC) [2], sensör dizisine gelen verinin kovaryans matrisini kullanan diğer yaygın tekniklerdir. Bu üç teknik, uzun yıllardır kullanılmaları dolayısıyla kısaca "klasik teknikler" olarak adlandırılabilirler.

25

Sıkıştırılmış algılama, doğadaki sinyallerin çoğunlukla belirli bir uzayda seyrek olduğu varsayımını kullanır. Geliş açısı kestirimi için bu varsayım, izlenen hedeflerin az sayıda olmasına eş değerdir. Seyrek hedef senaryolarında sıkıştırılmış algılama teknikleri başarılı bir şekilde geliş açısı kestiriminde kullanılır. Seyreklik varsayımı sayesinde, sıkıştırılmış algılama tabanlı geliş açısı kestirimi teknikleri az sayıda ölçüm ile yüksek doğrulukta kestirime olanak sağlamaktadır. Bir sensör dizisinde bunun karşılığı, sensör elemanlarının aldıkları analog ölçümlerin doğrusal birleşimlerinin daha az sayıda kanalda dijitalleştirilmesidir. Başka bir deyişle, her sensör elemanının analog çıktısının dijitalleşmesine ihtiyaç duyulmadan yüksek doğrulukta kestirimler yapılabilmektedir. Bu sayede, hem donanımsal hem de yazılımsal olarak sistem yükü hafifletilebilmektedir.

35

Analog sensör elemanı çıktılarının nasıl doğrusal birleştirileceği ise matematiksel olarak

ölçüm matrisi denilen matrisler tarafından belirlenir. Bu matrislerin elemanları karmaşık sayılar olup, donanım uygulaması faz kaydırıcılar, ayarlı zayıflatıcılar ve düşük gürültülü yükselteçler ile yapılabilir. Ölçüm matrisleri direkt olarak sistem tarafından alınan bilgi miktarını belirlediklerinden, sıkıştırılmış algılama tabanlı tekniklerin başarımı için büyük öneme sahiptir. Geleneksel olarak literatürde elemanları rasgele Gauss dağılımından çekilmiş ölçüm matrisleri (rasgele Gauss matrisler) kullanılır [3].

Zamansal olarak, ortamdaki önsel bilgiye göre davranışını değiştiren (kendisini değişken ortama uyarlayan / adapte eden) algoritmalara “uyarlanabilir algoritmalar” adı verilir. Uyarlanabilir algoritmalar hem klasik teknikler hem de sıkıştırılmış algılama tabanlı teknikler için çalışılmıştır. Sıkıştırılmış algılama tabanlı teknikler için uyarlanabilirlik genellikle iki şekilde sağlanır. Bunlardan ilki, uyarlanabilir ölçüm matrisi tasarımı ile sistemin hedef bulunma ihtimali yüksek olan bölgeleri göz önünde bulundurarak veri almasını sağlamaktır [4], [5]. İkincisi ise, geriçatım sırasında yüksek ihtimalli geliş açılara daha yüksek ağırlık vererek sistemi yüksek ihtimalli geliş açılarını seçmeye meyillendirmektir. Buna tipik olarak “tekrar ağırlıklandırılmış ℓ_1 enküçükleme (reweighted ℓ_1 minimization)” adı verilir [6].

Geliş açısı kestiriminin özellikle radar ve sonar gibi uygulamalarında, tipik olarak hedef dağılımı dinamik, yani hedefler hareketlidir. Herhangi bir anda yapılan kestirim, kendinden hemen önce yapılan (ya da hemen sonra yapılacak) kestirimlerle yüksek ilintiye sahiptir. Dolayısıyla geliş açısı kestirimlerine yönelik bir önsel bilgi mevcuttur. Uyarlanabilir algoritmalar da ölçümler arası zamansal ilintinin yüksek olması dolayısıyla özellikle dinamik hedef senaryolarında anlamlıdır. Dinamik senaryolarda hedef takibi için; literatürde sıklıkla kullanılan Kalman süzgeci, parçacık süzgeci gibi algoritmalar bulunmak istenen durumların (örneğin geliş açıları) dolaylı ve gürültülü ölçümlerinin yanında, bu durumların önceki (ya da sonraki) durumlarla zamansal ilişkilerini de hesaba katarak kestirim doğruluğunu artırmayı amaçlar. Kalman süzgeci, doğrusal ve Gauss dağılımındaki gürültüye sahip modellerde optimal çözümü vermektedir. Daha genel modellerde, örneğin sistem doğrusal ve/veya gürültü Gauss değil ise, parçacık süzgeci yaygın çözümler arasındadır.

Bartlett huzme oluşturma tekniğinin temel problemi, yüksek çözünürlüklü kestirime olanak sağlayamamasıdır. MUSIC ve MVDR teknikleri, sensör dizisi tarafından alınan verinin kovaryans matrislerini kullanarak yüksek çözünürlüklü kestirim

sağlayabilmektedir. Ancak, kovaryans matrisinin doğru tahmini, MUSIC ve MVDR'nin performansını büyük ölçüde etkilemektedir. Kovaryans matrisi kestirimi ise birden çok anlık durum görüntüsü gerektirmekte, dolayısıyla MUSIC ve MVDR teknikleri tek anlık durum görüntüsüyle çalışmamaktadır. Aynı zamanda kovaryans matrisi kestirimi, matristeki kerte eksikliğini önlemek için ortamdan alınan verinin ilintisiz kaynaklar tarafından yayılmış olmasını koştulamakta, örneğin çok yollu yayılımın mevcut olduğu tipik geliş açısı kestirimi senaryolarında bu teknikler güvenilir sonuçlar sağlayamamaktadır. Tüm bunlara ek olarak, MUSIC ve MVDR teknikleri statik senaryolar için tasarlanmış teknikler olup, dinamik hedef senaryolarında başarımları düşük kalmaktadır. Bunun temel sebeplerinden biri, bu tekniklerin kovaryans matrisi oluşturmak için birden çok anlık durum görüntüsüne ihtiyaç duyması, bu sırada da izlenen dinamik ortamın değişmesidir. Bir değer sebep ise, bu tekniklerin Kalman ya da parçacık süzgecinden farklı olarak durumlar arasındaki zamansal ilintiyi hesaba katmamalarıdır.

Sıkıştırılmış algılama tabanlı geliş açısı kestirimi teknikleri, klasik tekniklerden farklı olarak tek anlık durum görüntüsü ile ve ilintili kaynakların olduğu ortamlarda da yüksek çözünürlüklü kestirim sağlayabilmektedir. Dolayısıyla, sıkıştırılmış algılama tabanlı teknikler, dinamik hedef senaryoları için klasik tekniklere kıyasla daha uygun tekniklerdir. Tipik olarak seçilen rasgele Gauss matrisleri ile sağlanan başarımlar, belirli ölçüm matrisi tasarım metotları ile geçilebilmektedir [7]. Uyarlanabilir ölçüm matrisi tasarımı literatüründe rasgele matrislerin gösterdikleri başarımlar imge işleme [8], geliş açısı kestirimi [4], [5] gibi pek çok uygulama alanında aşılmıştır. Bu gibi ölçüm matrisi tasarım teknikleri, tasarım kriterlerine göre "karşılıklı bilgi", "Cramer-Rao alt limiti", ve "karşılıklı ilinti" tabanlı olmak üzere üç ana başlık altında incelenebilir:

1. Karşılıklı Bilgi Tabanlı Teknikler: Bu teknikler, alınan ölçümler ile geliş açıları arasındaki karşılıklı bilgiyi (ya da koşulsal karşılıklı bilgiyi – conditional mutual information) enbüyükleyecek ölçüm matrisini tasarlarlar [9], [10]. Bu tekniklerin temel sıkıntısı, ölçüm matrisi tasarımı için dışbükey olmayan karmaşık optimizasyon problemlerinin çözülmesini gerektirmeleridir. Bu sebeple, bu başlık altındaki teknikler ölçüm matrislerinin gerçek zamanlı uyarlanabilir güncellenmesini gerektiren dinamik senaryolar için uygun değildir.
2. Cramer-Rao Alt Limiti Tabanlı Teknikler: Cramer-Rao Alt Limiti, herhangi bir tarafsız kestiricinin elde edebileceği en düşük ortalama karesel hatayı verir. Bu başlık altındaki teknikler [11]-[13]; Cramer-Rao Alt Limiti'ni enküçükleyen ölçüm matrisini tasarlarlar. [11]'de, ölçüm matrisi analitik bir formda, hızlı elde

edilebilecek şekilde tasarlanmıştır. Ancak bu tasarım özelleştirilmiş bir problem modeline uygun olup, örneğin geliş açısı kestirimi için uygulanabilir değildir. Bunun temel sebebi ise, bulunmaya çalışılan sinyalin kendi uzayında seyrek olduğunun kabul edilmesidir. Oysa sensör dizileri ile yapılan geliş açısı kestirimlerinde, her sensör elemanına gelen bir sinyal olacaktır. [12]'de yine hızlı elde edilebilecek, analitik bir ölçüm matrisi ifadesi elde edilmiştir. Ancak, problem modelinde geliş açısı bulunmak istenen tek bir hedef olduğu ve bu hedefin yayın karakteristiğinin bilindiği kabul edilmektedir. Dolayısıyla problem modeli yine çalışmanın pratik uygulanabilirliğini büyük ölçüde kısıtlamaktadır. [13]'te yapılan çalışmada, yayın karakteristiği bilinmeyen birden fazla hedefin olduğu bir problem modeli ele alınmıştır. Ancak, önerilen tasarım dışbükey olmayan, karmaşık bir optimizasyon problemini çözmeyi gerektirir. Bu da dinamik senaryolar için hayli kısıtlayıcı, gerçek zamanlı uyarlanabilir tasarım yapılması gereken durumlarda uygulanabilir olmayan bir tasarımdır.

3. Karşılıklı İlinti Tabanlı Teknikler: Karşılıklı ilinti (mutual coherence), bir matrisin iki sütununun normalize edilmiş iç çarpımının en büyük değeridir. Karşılıklı ilinti tabanlı teknikler, etkin sözlüklerin (effective dictionary) karşılıklı ilintisini düşürmeyi amaçlar ve bu sayede, alınan sıkıştırılmış ölçümlerin birbirlerinden bağımsız olması sağlanmaya çalışılır. Etkin sözlük, ölçüm matrisi ile sözlüğün çarpılmasıyla elde edilir. İlk ölçüm matrisi tasarımı çalışmasında [7], sabit bir sözlük için etkin sözlüğün karşılıklı ilintisi düşürülerek elde edilen ölçüm matrisinin, rasgele Gauss matrisine göre imge işleme alanında başarımlı artışı sağladığı gösterilmiştir. Ancak bu tasarım, yavaş/iteratif bir tasarım metodolojisi sunmakta, aynı zamanda önsel bilgiden (uyarlanabilirlikten) bahsetmemektedir. Yine imge işleme alanında, bu kez uyarlanabilir bir ölçüm matrisi tasarımı [8]'de verilmiştir. Ancak [8]'de analitik olarak elde edilebileceği halde; iteratif, dinamik sistemlerdeki hızlı ölçüm matrisi güncellemesini sağlayamayacak bir tasarım metodolojisi sunulmaktadır. Uyarlanabilir teknikler için hızlı tasarım ihtiyacının da bir sonucu olarak [4]'te, geliş açısı kestirimi problemleri için hızlı ölçüm matrisi güncellemelerine olanak sağlayan bir tasarım sunulmuştur. Ancak bu çalışmada elde edilen çözüm, geliş açısı için kullanılan sensör dizisinin düzgün doğrusal ve sensör elemanlarının izotropik olması gibi gerçekçi olmayan kısıtlamalara sahiptir.

Kısaca özetlemek gerekirse, literatürdeki tekniklerin temel problemleri aşağıda sıralanmıştır:

- Karmaşık çözümler sunmaları dolayısıyla ölçülen çevrenin hızlı değiştiği, uyarlanabilir ölçüm matrisi kullanımı gerektiren sistemlerde hızlı güncellemeler sağlayamamaktadırlar [9]-[13].
- Analitik çözümü olan problemlere yinelemeli çözüm uygulamaları dolayısıyla, hem uyarlanabilir sistemlerde hızlı ölçüm matrisi güncellemesi konusunda yetersiz kalmakta, hem de ek yakınsama kontrollerine ihtiyaç duymaktadırlar [8].
- Analitik, hızlı ölçüm matrisi güncellemesinin mümkün olduğu sistemlerde elde edilen çözümler ise pek çok varsayım altında elde edilebilmekte, dolayısıyla sistemin esnekliğini büyük ölçüde kısıtlamakta, hatta pratikte uygulanabilir olmayan çözümler sunmaktadırlar [4].

Yakın zamanda dâhil olduğumuz bir çalışmada [5], yukarıdaki sorunlar adreslenerek uyarlanabilir bir ölçüm matrisi tasarım metodolojisi önerilmiş, önerilen yöntemin elde ettiği başarımların artışı rasgele Gauss matrisi de dâhil olmak üzere pek çok alternatif ölçüm matrisi tasarımına karşı gösterilmiştir. Ancak, bu çalışmada verilmiş tasarım büyük ölçüde sezgisel tekniklerle elde edilmiş ve güçlü bir gerekçelendirmeye dayandırılmamıştır. Buna ek olarak uyarlanabilirlik yalnızca uyarlanabilir ölçüm matrisi ile sağlanmaktadır. Tekrar ağırlıklandırılmış ℓ_1 enküçüklemekten bahsedilmemekte ve tekrar ağırlıklandırılmış ℓ_1 enküçükleme ile uyarlanabilir ölçüm matrisi tasarımı arasında bir ilişki kurulmamaktadır. Ayrıca, [5] de dâhil olmak üzere uyarlanabilir ölçüm matrisi tasarımı konusunda yapılan diğer çalışmalarda, uyarlanabilir teknikler önerilirken önsel bilginin zaten bilindiği varsayılmakta, herhangi bir takip algoritması kullanılmamaktadır. Ancak önsel bilginin nasıl sağlandığı, uyarlanabilir teknikler için göz ardı edilemeyecek, kritik bir konudur.

Kalman süzgeci ve parçacık süzgeci gibi takip algoritmaları, tipik olarak en yüksek olabilirlik (maximum likelihood) tekniği ile geliş açılarını kestirmektedir [14]. Buna ek olarak, sıkıştırılmış algılama tabanlı geriçatım teknikleri tabanlı Kalman süzgeci [15], [18]; parçacık süzgeci [16], [17] algoritmaları literatürde çalışılmıştır. [15]'te verilen sıkıştırılmış algılama tabanlı Kalman süzgeci uygulamasında problem modelindeki etkin sözlüğün bir rasgele Gauss matrisi, sözlüğün ise ortonormal bir matris olduğu kabul edilmiştir. Bu problem modeli, geliş açısı kestirim problemlerine uygun olmamakla birlikte, bu çalışmada incelenen dinamik durum modeli de buluş konusu modelden

farklıdır. Aynı zamanda Kalman süzgeci, doğrusal ve Gauss gürültülü sistemler için tasarlandığından, bu çalışmanın uygulama alanı kısıtlı kalmaktadır. [16]'da verilen çalışmada, yine [15]'te olduğu etkin sözlüğün direkt bir rasgele Gauss matrisi olduğu kabul edilmiştir. Dinamik durum modeli de [15]'te olduğu gibi, buluş konusu modelden farklıdır. Aynı zamanda kullanılan parçacık süzgeci algoritması, bu buluşta kullanılan büyük ölçüde farklıdır. [17]'de verilen çalışmada, [15]'ten farklı olarak sözlüğün ortonormal olduğu varsayımı bulunmamaktadır. Ancak incelenen problem modeli, bu buluşta inceleyeceğimiz problem modelinden farklıdır ve ölçüm matrisinin rasgele Gauss olduğu kabul edilmektedir. [18]'de de diğer çalışmalara benzer şekilde, ölçüm matrisi rasgele Gauss kabul edilmiştir. Kısacası, uyarlanabilir ölçüm matrisi tasarımının parçacık filtresi uygulamalarına nasıl uyarlanabileceği konusu literatürde şimdiye kadar işlenmemiştir.

Son olarak, ölçüm matrislerinin donanımsal uygulanabilirliği genellikle görmezden gelinmektedir. Literatürdeki tasarımların pek çoğu tüm elemanları sıfırdan farklı, tamamen dolu bir ölçüm matrisi önermektedir. Bunun sensör dizileri için anlamı, her sensör elemanının teker teker tüm dijital kanallara bağlanmasıdır. Bu sebeple, literatürdeki çalışmalar donanımsal uygulaması çok zor tasarımlar önermektedirler. Bu konu, bizim grubumuzun da dâhil olduğu bir çalışmada işlenmiş, blok köşegen (block diagonal) bir ölçüm matrisi tasarımı önerilmiştir [19]. Ancak bu çözüm yalnızca sensör dizisinin düzgün doğrusal ve sensör elemanlarının izotropik olduğu durumda geçerlidir. Bu hem kısıtlayıcı hem de gerçekçi olmayan bir koşullamadır.

Mevcut teknikteki CN107037392B numaralı başvuru, serbestlik derecesinin sınırlı olduğu ve hesaplama karmaşıklığının yüksek olduğu sıkıştırılmış algılamaya dayalı bir GAK tekniği ile ilgilidir. Ancak sıkıştırılmış algılama tabanlı kullanılan geriçatım algoritması sayesinde ilintili kaynaklar içeren ortamlarda da yüksek kestirim başarıımı elde edilmesi ve sıkıştırılmış algılayıcı geliş açısı kestirimi problemine özgü parçacık süzgeci ile dinamik hedeflerin takibi için geliştirilen bir yöntemden bahsedilmemektedir. Bunun yanında bahse konu başvuruda, uyarlanabilir bir ölçüm matrisi tasarımından bahsedilmemekte, rasgele matrisler ölçüm matrisleri olarak kullanılmaktadır.

Sonuç olarak yukarıda anlatılan olumsuzluklardan dolayı ve mevcut çözümlerin konu hakkındaki yetersizliği nedeniyle ilgili teknik alanda bir geliştirme yapılması gerekli görülmüştür.

Buluşun Amacı

Buluş ile sıkıştırılmış algılama tabanlı, uyarlanabilir ve aynı zamanda donanım kısıtlarını hesaba katan bir geliş açısı kestirimi yöntemi önerilmektedir. Sıkıştırılmış algılama tabanlı olması sebebiyle, sıkıştırılmış ölçümlerle de güvenilir ve süper çözünürlüklü kestirimler yapılmasına olanak sağlanmaktadır. Sıkıştırılmış ölçümler, analog işlemlerle elde edilip sensör elemanı sayısından çok daha az kanalda dijitalleştirildiklerinden, sistemin donanım ve yazılım yükü büyük ölçüde düşürülmektedir. Klasik teknikler (Bartlett Huzme Oluşturma, MUSIC, MVDR) ise güvenilir kestirimler yapabilmek için her sensör elemanının dijitalleştirilmesine ihtiyaç duymaktadırlar.

Yine sıkıştırılmış algılama tabanlı kullanılan geriçatım algoritması sayesinde, MUSIC ve MVDR'nin aksine ilintili kaynaklar içeren ortamlarda da (örneğin, çok yollu sönümlerlerin olduğu ortamlar) yüksek kestirim başarımı elde edilmektedir. Aynı zamanda tek anlık durum görüntüsü ile çalışabildiğinden, dinamik senaryolardaki genel başarımlar MUSIC ve MVDR'ye göre daha yüksektir.

Sıkıştırılmış algılama tabanlı geliş açısı kestirimi için literatürde çalışılmış ölçüm matrisi tasarımları ile ilgili önceki kısımda bahsedilen problemlerle karşılaşılmaktadır. Buluş kapsamında, bahsedilen yöntemleri aşmak için üç adet yöntem önerilmektedir:

- Tekrar ağırlıklandırılmış ℓ_1 -norm enküçükleme ile geriçatıma en uygun, sezgisel olmayan bir uyarlanabilir ölçüm matrisi tasarım yöntemi
- Tasarlanan herhangi bir ölçüm matrisinin gruplanmış sensör altkümeleri kısıtlarına uygun projeksiyonu için bir yöntem
- Sıkıştırılmış algılayıcı geliş açısı kestirimi problemine özgü, parçacık süzgeci ile dinamik hedeflerin takibi için bir yöntem.

Önerilen matris tasarım yöntemi, analitik çözüme sahip bir eniyileme probleminin çözümüdür. Yinelemeli bir algoritma kullanmaması sebebiyle, gerçek zamanlı uygulamaya yatkındır ve geliş açısı kestirimi sistemi üzerine herhangi bir kısıtlama getirmemektedir. Tekrar ağırlıklandırılmış ℓ_1 -norm enküçükleme geriçatımına dayandırılması sebebiyle problemin doğasından kaynaklı bir çözüm sunmakta ve önerilen çözümün ilgili önsele en uygun çözüm olmasını garanti etmektedir. Aynı zamanda önerilen ölçüm matrisi tasarım yöntemi, karşılıklı bağlaşım (mutual coupling) gibi bilinen bozulmalara karşı dayanıklıdır.

Matris tasarım yönteminden bağımsız olarak, gruplanmış sensör altkümeleri kısıtlarına uygun projeksiyon yöntemi sayesinde sistemin esnekliğini sağlamakta ve pratikte uygulanabilir çözümler sunmaktadır. Ayrıca bahse konu yöntem yine analitik çözüme sahip bir eniyileme probleminin çözümü olması sebebiyle gerçek zamanlı uygulamaya yatkındır.

Önceki katkılardan bağımsız olarak, sıkıştırılmış algılayıcı geliş açısı kestirimi problemine özgü, parçacık süzgeci ile dinamik hedeflerin takibi için geliştirilen yöntem sayesinde, sıkıştırılmış algılayıcı geliş açısı kestirimi sistemlerine özel önsel bilgi üretebilmektedir. Bu sayede, uyarlanabilir ölçüm matrisi tasarımı ve parçacık süzgeci konseptleri bütünleşmiş şekilde kullanılarak; uyarlanabilir, sıkıştırılmış algılayıcı bir geliş açısı kestirim sisteminin tüm parçaları tamamlanmış olur.

Buluşun yapısal ve karakteristik özellikleri ve tüm avantajları aşağıda verilen şekiller ve bu şekillere atıflar yapılmak suretiyle yazılan detaylı açıklama sayesinde daha net olarak anlaşılacaktır.

Şekillerin Açıklaması

Şekil 1, doğrusal bir sensör dizisi ve yayın yapan tek hedef için basitleştirilmiş bir GAK şemasıdır.

Şekil 2, RF uygulamalar için 4 sensör elemanının analog ölçümlerinin 2 dijital kanala düşürüldüğü örnek bir sistemin donanımsal uygulamasının şemasıdır.

Şekil 3, RF uygulamalar için ölçüm matrisinin dijital ortamda uygulamasını gösteren örnek bir donanımsal tasarımın akış şemasıdır.

Şekil 4, uyarlanabilir bir yön bulma sisteminin (sağda) tipik, uyarlanabilir olmayan yön bulma sisteminden (solda) farkını göstermektedir.

Şekil 5, önsel bilgiyi içeren P matrisinin bir sistemin içerisindeki bir takip algoritması aracılığıyla mevcut olduğu varsayıldığında, önerilen kapalı döngü GAK sisteminin şemasını göstermektedir.

Şekil 6, tasarım için yalnızca sağ tekil vektörlerin bulunduğu durumda Şekil 2'de verilen RF sisteminin donanımsal uygulamasının basitleştirilmiş halini göstermektedir.

Çizimlerin mutlaka ölçeklendirilmesi gerekmemektedir ve mevcut buluşu anlamak için gerekli olmayan detaylar ihmal edilmiş olabilmektedir.

Parça Referanslarının Açıklaması

- 5
1. Düşük gürültülü yükselteç
2. Faz kaydırıcı
3. Ayarlı zayıflatıcı
4. ADC (Analog to Digital Converter)
- 10 5. Dijital kanal

Buluşun Detaylı Açıklaması

- 15 Bu detaylı açıklamada, buluşun tercih edilen yapılanmaları, sadece konunun daha iyi anlaşılmasına yönelik olarak ve hiçbir sınırlayıcı etki oluşturmayacak şekilde açıklanmaktadır.

- 20 Sensör dizileri ile geliş açısı kestirimi (GAK), dizi sinyal işlemenin yaygın çalışma alanlarından ve sonar, radar, elektronik harp sistemleri ve kablosuz iletişim gibi alanlarda geniş kapsamlı uygulamalara sahiptir. GAK problemlerinde kestirim için kullanılan sensör dizileri genellikle pasif kabul edilir, ortam ve izlenen hedefler hakkında ise aşağıdaki varsayımlar yapılır:

- 25 **Yönbağımsız Ortam:** Ortamın her bölgesi aynı özelliklere sahiptir. Bu sebepten, geliş açılarına göre ortam özellikleri değişmez ve aynı matematiksel formülasyonları bütün geliş açıları için uygulamakta bir sakınca yoktur.

Doğrusal Ortam: Ustdüşüm özelliği sistem için uygulanabilir. Bu sebeple, doğrusal işlemleri kullanarak ortamın belirli bölgelerindeki sinyaller hesaplanabilir.

- 30 **Birim Kazanç ve Sönümlenmesiz Ortam:** Genelliği kaybetmeden, ortamda yayılım yapan sinyallerin herhangi bir sönümlenme ya da kazanca uğramayacağı varsayılabilir.

- 35 **Aynı Taşıyıcı Frekansa Sahip Dar Bantlı Sinyaller:** Ortamdaki yayınların, aynı taşıyıcı frekansa sahip dar bantlı sinyaller olduğu kabul edilir. Sinyalin matematiksel ifadesi aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$s_i(t) = \alpha_i(t)e^{j\beta_i(t)}; \text{ i: hedef indeksi}$$

Taşıyıcı frekans bu eşitliğe dâhil edildiğinde:

$$s_i(t) = \alpha_i(t)\cos[2\pi f_c t + \beta_i(t)]$$

bulunur. Sinyalin, f_c 'ye kıyasla zamana bağlı olarak yavaş değiştiği kabul edilir. Bu varsayım, ancak yayınlar dar bantlı oldukları kabul edildiği zaman doğru kabul edilebilir.

Toplanır Beyaz Gauss Gürültülü Kanal: Sistemdeki gürültünün dominant kaynağı pasif sensör elemanlarındaki alıcılardır ve her alıcıdaki gürültü birbirlerinden bağımsız, sıfır ortalamalı ve eş standart sapmalıdır.

Hedef sinyalleri, her sensör elemanına farklı bir zaman kayması ile ulaşacaklardır. Aslında bu zaman kaymasının yaratacağı faz kayması sayesinde GAK gerçekleştirilebilmektedir. Sensör dizisinden, ilk sensör elemanını referans sensör elemanı olarak seçtiğimizde ve bu sensör elemanı ile hedef arasındaki mesafeye r dediğimizde, ilk sensör elemanının alacağı sinyal:

$$x_{1i}(t) = s_i(t - \tau_{1i}), \tau_{1i} = \frac{r}{c},$$

ile yazılabilir. Genellik bozulmadan $\tau_{1i} = 0$ olarak kabul edilebilir. Burada, yöntemin özelliğinden bir kayıp yaşanmadan, ifadeler uzak alan varsayımı altında yazılmıştır. Uzak alan varsayımı sonucunda, sensör dizisindeki elemanlara gelen sinyaller paralel kabul edilebilir. Bu durum aşağıda bahsedilen denklemleri sadeleştirse de bu varsayım olmadığında da yöntem avantajlarını kaybetmeyecektir. Diğer sensör elemanları için zaman kayması aynı olmayacaktır. Örneğin p 'ninci sensör elemanının aldığı sinyal:

$$x_{pi}(t) = s_i(t - \tau_p) = \alpha_i(t - \tau_{pi}) \cos[2\pi f_c(t - \tau_{pi}) + \beta_i(t - \tau_{pi})],$$

şeklindedir. τ_{pi} gecikmesi, sensör dizisi geometrisine ve geliş açılarına bağlıdır. Örneğin, düzgün doğrusal sensör dizileri için, d ardışık sensör elemanları arasındaki mesafeyi ve θ i 'ninci hedefin geliş açısını göstermek üzere:

$$\tau_{pi} = \frac{(p-1)d\cos(\theta)}{c}$$

bulunur. α ve β terimleri yavaş değiştiğinden:

$$x_{pi}(t) \cong \alpha_i(t) \cos[2\pi f_c(t) + \beta_i(t) - 2\pi f_c \tau_{pi}] = \text{Re}\{s_i(t)e^{-j2\pi f_c \tau_{pi}}e^{j2\pi f_c t}\}$$

olup, fazör bölgesinde:

$$x_{pi}(t) \cong s_i(t)e^{-j2\pi f_c \tau_{pi}}$$

yazılır. Buna göre, ortamda K tane hedef olduğu kabul edilirse, p 'ninci sensör elemanının aldığı veri, sistemin üstdüşüm özelliği kullanılarak ve gürültü de dâhil edilerek, aşağıdaki gibi yazılır:

$$x_p(t) = \sum_i x_{pi}(t) + n_p(t) = \sum_{i=1}^K s_i(t)e^{-j2\pi f_c \tau_{pi}} + n_p(t)$$

Matris formunda, kullanılan sensör dizisindeki sensör elemanı sayısı M ise, bu eşitlik aşağıdaki gibi yazılır:

$$\begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_M(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \dots & \dots & 1 \\ e^{-j2\pi f_c \tau_{21}} & e^{-j2\pi f_c \tau_{22}} & \dots & e^{-j2\pi f_c \tau_{2K}} \\ \vdots & \dots & \dots & \vdots \\ e^{-j2\pi f_c \tau_{M1}} & e^{-j2\pi f_c \tau_{M2}} & \dots & e^{-j2\pi f_c \tau_{MK}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \\ \vdots \\ s_K(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ \vdots \\ n_M(t) \end{bmatrix}$$

Matris-vektör çarpımı formunda:

$$\mathbf{x} = \mathbf{A}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (1)$$

ile bu eşitliği ifade edebiliriz. Doğrusal bir sensör dizisi ve yayın yapan tek hedef için basitleştirilmiş bir GAK şeması Şekil 1'de gösterilmiştir. Denklem (1)'deki $\mathbf{A}$ matrisi genellikle yönlendirme matrisi olarak isimlendirilir. $\mathbf{A}$ 'nın yönlendirme matrisi olarak isimlendirilmesinin sebebi, daha önce de gösterdiğimiz gibi $\mathbf{A}$ 'nın sütunlarının (yönlendirme vektörleri) sensör dizisi geometrisine bağlı olmasının yanında hedeflerin geliş açılarına da bağlı olmasıdır. Denklem (1)'de $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{M \times K}$, $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$, $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{K \times 1}$, $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ boyutlarına sahiptir. Klasik olarak kullanılan MVDR [1] ve MUSIC [2] teknikleri, direkt olarak denklem (1)'i kullanmak yerine $\mathbf{x}$ matrisinin kovaryans matrisi, yani $E\{\mathbf{x}\mathbf{x}^H\} \approx \sum_{\tau} \mathbf{x}(\tau)\mathbf{x}^H(\tau)$ üzerinden kestirim yapar. Burada τ anlık durum görüntüsü (snapshot) indisidir. Önerilen ölçüm matrisi tasarım yöntemi, bahsedilen $\mathbf{A}$ matrisine özel olmayıp, herhangi bir ölçüm denklemi ile birlikte kullanılabilir. Bahse konu yöntem, matrisi yalnızca doğrusal olarak etkileyen karşılıklı bağlaşım (mutual coupling) gibi etkiler altında da sorunsuz çalışabilmektedir.

25 GAK için Uyarlanabilir Ölçüm Matrisi Tasarımı

Seyrek hedef senaryolarında, sıkıştırılmış algılayıcı (SA) temelli yaklaşımlar kullanılabilir. SA temelli GAK modelinde, sütunları sensör dizisinin olası geliş açılarındaki hedeflere cevaplarını (yani yönlendirme vektörlerini) içeren bir sözlük matrisi $\mathbf{D}$ oluşturulur. Belirlenmiş olası geliş açıları genellikle ızgara noktaları olarak adlandırılır. Izgara noktalarına denk gelen açılar sistem operatörü veya tasarımcı tarafından belirlenir. İdeal

senaryoda, $\mathbf{D}$ matrisinin $\mathbf{A}'$ 'nin sütunlarını içermesi beklenir. Ancak izlenen hedefler kullanıcının belirlediği ızgara noktaları üzerinde olmayabilir. Başka bir deyişle, $\mathbf{D}$ 'nin sütun sayısı sonlu olduğundan, belirlenmiş ızgara ayırık olacaktır. Dolayısıyla, denklem (1)'de verilen $\mathbf{x}$ vektörü, $\mathbf{D}$ 'nin sütunlarının doğrusal kombinasyonları ile elde edilemeyebilir. Bu sebepten, SA temelli GAK modelinin bir yaklaşıklama olduğunu vurgulamak için; $\mathbf{x}, \mathbf{s}$ yerine $\bar{\mathbf{x}}, \bar{\mathbf{s}}$ yazılarak aşağıdaki model elde edilir:

$$\bar{\mathbf{x}} = \mathbf{D}\bar{\mathbf{s}} + \mathbf{n} \quad (2)$$

Eğer ızgara nokta sayısı L ise, $\mathbf{D} \in \mathbb{C}^{M \times L}$, $\bar{\mathbf{x}} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$, ve $\bar{\mathbf{s}} \in \mathbb{C}^{L \times 1}$ boyutlarına sahiptir. Denklem (2)'de M tane denklem ve genellikle $L > M$ olmak üzere L tane bilinmeyen mevcuttur. Dolayısıyla denklem (2)'de verilen sistem sonsuz adet çözüme sahiptir. SA'nın temel varsayımlarından birisi $\bar{\mathbf{s}}$ vektörünün seyrek olmasıdır. SA temelli yaklaşımlar, olası çözümler arasından en seyrek olanı seçmeyi amaçlar. $\|\bar{\mathbf{s}}\|_0$ ifadesi $\bar{\mathbf{s}}$ vektöründeki sıfırdan farklı eleman sayısını gösterdiğinde, geliş açıları aşağıdaki optimizasyon probleminin çözümü sonucunda bulunabilir:

$$\hat{\bar{\mathbf{s}}} = \arg \min_{\bar{\mathbf{s}}} \|\bar{\mathbf{s}}\|_0 \text{ öyle ki } \|\mathbf{x} - \mathbf{D}\bar{\mathbf{s}}\|_2^2 \leq \xi \quad (3)$$

Buradaki ξ ifadesi, seyreklik ve veri uygunluğu arasındaki dengeleyici parametredir. $\|\bar{\mathbf{s}}\|_0$ ifadesini enküçükleyen çözümü bulmak, kombinatorik bir tarama gerektirmektedir. Dolayısıyla, $\|\bar{\mathbf{s}}\|_0$ ifadesini enküçüklemek yerine; ℓ_1 normun ℓ_0 'ın dışbükey relaksasyonu olması sebebiyle genellikle $\|\bar{\mathbf{s}}\|_1$ ifadesi küçüklenir. Tipik olarak $\hat{\bar{\mathbf{s}}}$ bulunduktan sonra en büyük K elemanına denk gelen ızgara noktaları geliş açısı kestirimleri olarak belirlenir.

SA temelli tekniklerin bir diğer avantajı da, sıkıştırılmış ölçümler üzerinden güvenilir kestirim yapabilmeleridir. Bu sıkıştırma işlemi, ölçüm matrisleri tarafından yapılır. Ölçüm matrislerinin donanımsal uygulaması ayarlı zayıflatıcılar (3), faz kaydırıcılar (2) ve düşük gürültülü yükselteçler (1) ile yapılır. Ölçüm matrisleri ile sensör elemanlarının analog ölçümleri, daha az sayıda dijital kanala (5) düşürülür. Örneğin, RF uygulamalar için, 4 sensör elemanının analog ölçümlerinin 2 dijital kanala (5) düşürüldüğü bir sistemin donanımsal uygulaması Şekil 2'de gösterilmiştir. Analog elemanlarla gerçekleştirilebilirliğin yanında, ölçüm matrisleri dijital ortamda da gerçekleştirilebilir. Ancak bunun için tüm sensör elemanı çıktıları dijitalleştirilmelidir. Bu durumda klasik tekniklere kıyasla, donanımsal açıdan bir kazanç elde edilemez. Ancak ölçüm sayısı dijital ortamda da olsa düşürülebildiğinden, yazılımsal kazanç elde edilmesi beklenir. Yine örnek teşkil etmesi açısından RF uygulamalar için ölçüm matrisinin dijital ortamda uygulamasını gösteren

donanımsal tasarım Şekil 3'te gösterilmiştir. Bunun yanında sunulacak teknik ölçüm sayısının korunduğu (sıkıştırılmadığı) durumda da yalnızca uyarlanabilirliği sağlamak için kullanılabilir. Literatürde en sık kullanılan ölçüm matrisleri rasgele Gauss matrislerdir [3].

5

Ölçüm matrisi Φ ile isimlendirildiğinde ve denklem (1)'deki modele dâhil edildiğinde aşağıdaki gibi x ölçümleri sıkıştırılır ve sıkıştırılmış y ölçümleri elde edilir:

$$y = \Phi x = \Phi A s + \Phi n. \quad (4)$$

m dijital kanal (5) sayısını belirtmek üzere, $\Phi \in \mathbb{C}^{m \times M}$ ve $y \in \mathbb{C}^{m \times 1}$ boyutlarına sahiptir.

10

Denklem (1)'deki n gürültüsü tipik olarak uzaysal beyaz gürültü olarak kabul edilir. Ancak, Φ ile çarpılma sonucu elde edilmiş Φn gürültüsü, $\Phi \Phi^H$ çarpımı birim matris olmadığı sürece artık beyaz olmayacaktır. Dolayısıyla, $W = (\Phi \Phi^H)^{-0.5}$ beyazlatıcı matris olmak üzere, beyazlatılmış gürültülü model aşağıda verilmiştir:

$$W y = W \Phi x = W \Phi A s + W \Phi n \quad (5)$$

15

Denklem (3)'teki modele Φ de eklendiğinde ve ℓ_0 yerine ℓ_1 norm kullanıldığında, GAK için aşağıdaki problem çözülür:

$$\hat{s} = \arg \min_{\bar{s}} \|\bar{s}\|_1 \quad \text{öyle ki} \quad \|W y - W \Phi D \bar{s}\|_2^2 \leq \beta \quad (6)$$

SA tabanlı tekniklerde uyarlanabilir GAK sistemleri tasarlayanın en tipik yolu, uyarlanabilir ölçüm matrisi tasarımıdır [4], [5]. Uyarlanabilir ölçüm matrisi tasarımının

20

yanında, SA temelli tekniklerde uyarlanabilirliği sağlamanın bir yöntemi de denklem (6)'da verilen geriçatım algoritmasını tekrar ağırlıklandırılmış ℓ_1 enküçüklemesine (reweighted ℓ_1 minimization) [6] dönüştürmektir. Izgara noktalarındaki hedef bulunma ihtimalini köşegen elemanlarında bulunduran, hedefler hakkında sahip olunan önsel bilgiyi içeren matrise P dendiğinde, denklem (6)'daki problemi tekrar ağırlıklandırılmış ℓ_1

25

enküçüklemesi yaklaşımı ile aşağıdaki şekilde yazılabilir:

$$\hat{s} = \arg \min_{\bar{s}} \|P^{-1} \bar{s}\|_1 \quad \text{öyle ki} \quad \|W y - W \Phi D \bar{s}\|_2^2 \leq \beta \quad (7)$$

Bu şekilde, geriçatım sisteminin, hedef bulunma ihtimalinin düşük olduğu yerlere daha fazla bedel koyması ve böylece hedef bulunma ihtimalinin yüksek olduğu yerlere daha fazla odaklanması sağlanır. $\bar{\bar{s}} \equiv P^{-1} \bar{s}$ şeklinde tanımlandığında, denklem (7)'deki problem aşağıdaki gibi yazılabilir:

30

$$\hat{\bar{s}} = \arg \min_{\bar{\bar{s}}} \|\bar{\bar{s}}\|_1 \quad \text{öyle ki} \quad \|W y - W \Phi D P \bar{\bar{s}}\|_2^2 \leq \beta \quad (8)$$

Denklem (8)'in çözümü bulunduktan sonra $\hat{s} = P\hat{s}$ yazılır ve $\hat{s}$ 'nin en yüksek mutlak değerli K tane tepe noktası geliş açıları olarak ıktılır. Denklem (7) ve (8) arasındaki temel fark, denklem (7)'de etkin sözlük (effective dictionary) ΦD iken, denklem (8)'de ΦDP 'dir. Literatürde yaygın kullanılan ölçüm matrisi tasarımı tekniklerinden biri, etkin sözlüğün Gram matrisini bir hedef matrise yaklaştırmaktır. Bu yaklaşımdaki temel amaç, etkin sözlüğün sütunları arasındaki ilintiyi düşürmektir. Dolayısıyla tekrar ağırlıklandırılmış ℓ_1 enküçüklemesinin düşünülmediği senaryolarda, ölçüm matrisi tasarımı aşağıdaki gibi yapılır:

$$\hat{\Phi} = \arg \min_{\Phi} \|(\Phi D)^H(\Phi D) - T\|_F^2 \quad (9)$$

10 Sunulan buluşta, etkin sözlük ΦD 'den ΦDP 'ye evrilmiştir. Dolayısıyla denklem (9) yerine aşağıdaki problem çözümlidir:

$$\hat{\Phi} = \arg \min_{\Phi} \|(\Phi DP)^H(\Phi DP) - T\|_F^2 \quad (10)$$

Bu buluşta, tam kerteli (full rank) herhangi T, D, P matrisleri için denklem (10)'un çözümü sunulacaktır. Bu çözümü elde etmek için DP matrisinin tekil değeri çözümü (singular value decomposition) $DP = U_{DP} \Sigma_{DP} V_{DP}^H$; $Z \equiv V_{DP}^H T V_{DP}$ matrisinin özdeğer çözümü ise $Z = Q \Lambda Q^H = \sum_i \lambda_i q_i q_i^H$, $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \lambda_M$ şeklinde yazılır. Z matrisinin sıfırdan büyük özdeğer sayısı z ile gösterildiğinde, denklem (10)'un çözümü aşağıda verilmiştir:

$$\hat{\Phi} = \begin{cases} \Lambda_m^{1/2} Q_m^H \Sigma_{DP}^{-1} U_{DP}^H, m \leq z \text{ ise} \\ \begin{bmatrix} \Lambda_z^{1/2} Q_z^H \\ 0 \end{bmatrix} \Sigma_{DP}^{-1} U_{DP}^H, m > z \text{ ise} \end{cases}$$

Burada MATLAB notasyonu kullanılarak $\Lambda_m \equiv \Lambda(1:m, 1:m)$, $\Lambda_z \equiv \Lambda(1:z, 1:z)$, $Q_m \equiv Q(:, 1:m)$, $Q_z \equiv Q(:, 1:z)$ şeklinde tanımlanmıştır [20]. Uyarlanabilir bir yön bulma sisteminin tipik, uyarlanabilir olmayan yön bulma sisteminden farkı Şekil 4'te gösterilmiştir. Şekil 4'te solda verilen sistem, her açıya eşit önem atayan, uyarlanabilir olmayan GAK sistemini temsil ederken, sağda verilen sistem uyarlanabilir GAK sistemini temsil etmektedir. Resmedilme kolaylığı için, açı uzayının yalnızca 4 sektöre ayrıldığı kabul edilmiştir. Şekil 4'te verilen daire parçalarının yarıçaplarının, P matrisinin köşegen elemanları ile orantılı olduğu kabul edilebilir.

Şu ana kadar tekrar ağırlıklandırılmış ℓ_1 enküçüklemesi ve uyarlanabilir ölçüm matrisi tasarımı arasındaki ilişki bir önsel bilgi matrisi P ile ortaya konulmuş, bu iki uyarlanabilir tekniğin nasıl entegre şekilde kullanılacağı gösterilmiştir. Eğer P matrisinin bir sistemin

içerisindeki bir takip algoritması aracılığıyla elimizde olduğu varsayılırsa, önerilen GAK sistemi Şekil 5'teki gibidir. Şekil 5'te, GAK sistemi kapalı döngü bir sistem olarak gösterilmiştir. Ancak, GAK sistemi önsel bilgiyi sistemin dışındaki bir takipçiden de alabilir. P matrisi hangi şekilde elde edilirse edilsin, sunulan ölçüm matrisi tasarım metodolojisi geçerli olacaktır.

Bunlara ek olarak, önerilen uyarlanabilir ölçüm matrisi tasarım yöntemi, GAK problemine özel olmayıp, önsel bilginin bulunduğu seyreklik tabanlı herhangi bir ölçüm matrisi sıkıştırma problemine uygulanabilmektedir. Yani önerilen yöntem, A veya D matrisinin GAK problemine özel bir özelliğini kullanmamaktadır.

Önerilmiş Ölçüm Matrisi Tasarımının Gruplandırılmış Sensör Dizisine Uygun İzdüşümü için Bir Yöntem

Herhangi bir yöntemle tasarlanan ölçüm matrisi Φ matrisinin bütün elemanları genellikle doludur. Bu durum, bütün sensör elemanları ile bütün analog-dijital çevirici (ADC) (4) elemanları arasında bir bağlantı bulunması gerekliliğini ifade etmektedir. Örneğin, 64 sensör, 16 adet ADC (4) bulunan bir sistemde toplam 1024 adet bağlantı, 1024 adet faz kaydırıcı (2) ve 1024 adet sönümleyicinin bulunması gerekmektedir. Ancak bu durum pratik açıdan uygun olmamaktadır. Bu sebeple, daha önce bazı sensör elemanlarının gruplanması önerilmiştir [19]. Bu durumda, tasarlanan Φ matrisi yalnızca blok-köşegen yapıya sahip olabilecektir. Ancak bir önceki başlıkta ölçüm matrisi üzerinde bu tarz bir kısıt bulunmamaktadır. Literatürde gerçek zamanlı uygulamaya uygun ve pratikte uygulanabilir bir yöntem, yalnızca $DD^H = I_M$ (birim matris) koşulu altında çalışabilmektedir [19]. Bu bölümde, bu koşul sağlanmadığı durumda da genelleştirilebilen bir tasarım yöntemi tariflenecektir. Bu amaçla, önceki bölümde tariflenen yöntem de dâhil olmak üzere herhangi bir yöntem ile bir ölçüm matrisi tasarlanır. Ardından denklem (11)'deki problem çözülür:

$$\arg \min_{B, \hat{\Phi}} \|\Phi - B\hat{\Phi}\|_F^2, \quad \text{kısıt } \text{blok} - \text{köşegen } \hat{\Phi} \quad (11)$$

Önceki başlıktan da fark edilebileceği üzere, ölçüm matrisini soldan tersi alınabilir bir matrisle çarpmak, aslında ölçülen bilgiyi veya gürültü dağılımını değiştirmemektedir. Bu sebeple, tasarlanan ölçüm matrisi blok köşegen bir matris ile tersi alınabilir bir matrisin çarpımı olarak ifade edilerek ayrıştırılmak istenmiştir. Denklem (11)'de $B \in \mathbb{C}^{m \times m}$, $\hat{\Phi} \in \mathbb{C}^{m \times M}$ boyutlarındadır. Yukarıdaki denklemin çözümü olan herhangi bir $\hat{\Phi}$, Φ ile benzer bilgiyi taşıyacaktır.

J , sensör grubu sayısını ifade etsin. Her sensör grubu içinde N_j adet sensör ve $N_{C,j}$ adet kanal olduğu varsayılırsa problem aşağıdaki denklemlerdeki gibi ifade edilebilir:

$$\Phi = [\Phi_1 \quad \cdots \quad \Phi_J], B = [B_1 \quad \cdots \quad B_J], \quad \Phi_j \in \mathbb{C}^{m \times N_j}, B_j \in \mathbb{C}^{m \times N_{C,j}} \quad (12)$$

$$\hat{\Phi} = \begin{bmatrix} \hat{\Phi}_1 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \hat{\Phi}_J \end{bmatrix}, \quad \hat{\Phi}_j \in \mathbb{C}^{N_{C,j} \times N_j} \quad (13)$$

$$\arg \min_{B, \hat{\Phi}} \sum_{j=1}^J \|\Phi_j - B_j \hat{\Phi}_j\|_F^2 = \left\{ \arg \min_{B_j, \hat{\Phi}_j} \|\Phi_j - B_j \hat{\Phi}_j\|_F^2 \right\}_{j=1 \dots J}$$

Denklem (13)'te görüldüğü gibi, blok-köşegen matris için, problem her sensör grubunda ayrıştırılabilir olmaktadır. Ayrıca, tasarlanan nihai matrisin soldaki matris ile çarpımı önemli olmadığı için, her problem aşağıdaki gibi çözülebilir:

$$\arg \min_{B_j, \hat{\Phi}_j} \|\Phi_j - G_j\|_F^2, \quad \text{kısıt } \text{rank}(G_j) \leq N_{C,j} \quad (14)$$

Bu buluşta, tam kerteli (full rank) herhangi Φ_j matrisi için yukarıdaki denklemin çözümü sunulacaktır. Φ_j matrisinin tekil değer çözümü (singular value decomposition) $\Phi_j = U_j \Sigma_j V_j^H$ için:

$$B = U_{j, N_{C,j}} \Sigma_{j, N_{C,j}}, \quad \hat{\Phi}_j = V_{j, N_{C,j}}^H \quad (15)$$

Burada yine MATLAB notasyonu kullanılarak $\Sigma_{j, N_{C,j}} \equiv \Sigma_j(1:N_{C,j}, 1:N_{C,j})$, $V_{j, N_{C,j}}^H \equiv V_j^H(1:N_{C,j}, :)$, $U_{j, N_{C,j}} \equiv U_j(:, 1:N_{C,j})$ şeklinde tanımlanmıştır [20]. Burada yalnızca $V_{j, N_{C,j}}^H$ sonucuna ihtiyaç duyulmaktadır. Bu sebeple tasarım için yalnızca sağ tekil vektörlerinin bulunması yeterlidir. Bu durumda Şekil 2'de verilen bir RF sisteminin donanımsal uygulaması, Şekil 6'da gösterildiği gibi basitleşecektir.

Sıkıştırılmış Algılayıcı Ölçüm Matrisi Tasarımına Uygun Onsel Bilgi Üretmek için Bir Sıkıştırılmış Algılayıcı Parçacık Süzgeci Tasarımı

Bu kısımda, önerilen tekniğe uygun bir takip algoritmasının nasıl tasarlanması gerektiği anlatılacaktır. Takip algoritmaları, dinamik sistemlerde ardışık durum tahminleri yapılmasına olanak sağlar. Takip algoritmaları kurgulanırken, durumlar dinamik olduklarından birbirleriyle zamansal ilişkileri de hesaba katılır. Bu ilişkiyi, "durum denklemi" sağlarken, bulunmak istenen durumlarla gürültülü ve dolaylı bir ilişkiye sahip olan ölçümler de "ölçüm denklemi" ile ifade edilir. Bu iki denklemin bilgisinden

5 faydalanılarak, her zaman adımı için bir durum tahmini gerçekleştirilir. Buluşta incelenen senaryo için ölçüm denklemi, denklem (4)'te verilmiştir. Denklem (4)'te y ölçümleri ve geliş açıları (durumlar) arasındaki ilişki doğrusal olmadığından, Kalman süzgeci optimal takip algoritması değildir. Doğrusal olmayan ve rasgele gürültü modelleriyle dâhi iyi çalışabilmesi, genel bir takip algoritması olması dolayısıyla buluşta parçacık filtresi tabanlı bir yaklaşım sunulacaktır. Denklem (4)'e zaman değişkeni de dahil edildiğinde, τ anlık durumundaki ölçüm denklemi aşağıdaki gibidir:

$$y(\tau) = \Phi(\tau)A(\theta)s(\tau) + \Phi(\tau)n(\tau)$$

Durum denklemi ise, izlenen hedeflerin hızlarının aniden değişmeyeceği varsayıldığında:

$$10 \quad \theta(\tau) = \theta(\tau - 1) + T\dot{\theta}(\tau - 1) + v(\tau - 1)$$

ile yazılabilir. Bu denklemde v gürültü olup, açısal hızın yani $\dot{\theta}$ 'nin tam doğrulukta kestirilememesinden kaynaklanır. T ise ardışık anlık görüntüler arasında geçen zamandır. Başka bir deyişle T ; τ ve $\tau - 1$ zamanları arasında geçen zamana tekabül eder ve sistemin ne hızda veri alıp işleyebileceğine bağlıdır. SA tabanlı teknikler kullanılmadan, verilen ölçüm ve durum modelleri için klasik bir parçacık süzgeci uygulaması aşağıda verilmiştir [21], [22]:

Genel Parçacık Süzgeci Algoritması

Başlangıç ($\tau = 0$ için):

- 20 I. $n = 1, 2, \dots, N$ için parçacıklar $q(\theta(0)|y(0))$ dağılımına göre örneklenir. (Örnek fonksiyonu (importance function) seçiminden daha sonra bahsedilecektir.)
- II. Normalize edilmemiş ağırlıklar hesaplanır:

$$\tilde{w}^n(0) = \frac{p(y(0)|\theta^n(0))p(\theta^n(0))}{q(\theta(0)|y(0))}.$$

- III. Elde edilen ağırlıklar normalize edilir: $w^n(0) = \frac{\tilde{w}^n(0)}{\sum_{n=1}^N \tilde{w}^n(0)}$

25

$\tau = 1, 2, \dots$ için:

- I. $n = 1, 2, \dots, N$ için parçacıklar $q(\theta(\tau)|\theta^n(\tau), \dot{\theta}^n(\tau), y(\tau))$ dağılımına göre örneklenir.
- II. Normalize edilmemiş ağırlıklar hesaplanır:

$$30 \quad \tilde{w}^n(\tau) = \tilde{w}^n(\tau - 1) \frac{p(y(\tau)|\theta^n(\tau))p(\theta^n(\tau)|\theta^n(\tau - 1), \dot{\theta}^n(\tau - 1))}{q(\theta(\tau)|\theta^n(\tau), \dot{\theta}^n(\tau), y(\tau))}.$$

- III. Elde edilen ağırlıklar normalize edilir: $w^n(\tau) = \tilde{w}^n(\tau) / \sum_{n=1}^N \tilde{w}^n(\tau)$.

IV. Opsiyonel olarak da parçacıklar yeniden örneklenir (resampling). (Yeniden örnekleme işlemi aşağıda anlatılmıştır.)

Tipik olarak, klasik parçacık süzgeci uygulamalarında önem fonksiyonu

$$q(\theta(\tau)|\theta^n(\tau), \dot{\theta}^n(\tau), y(\tau)) = p(\theta^n(\tau)|\theta^n(\tau-1), \dot{\theta}^n(\tau-1)) \text{ olarak seçilir [22].}$$

Görüldüğü gibi, genel parçacık süzgeci uygulamasında sıkıştırılmış algılama tabanlı herhangi bir geriçatım tekniği kullanılmamakta ve zamana bağlı bir ölçüm matrisi tasarımı yapılmamaktadır. Önerilen algoritmada parçacık örnekleri, SA tabanlı geriçatım algoritmasının çıktısı kullanılarak oluşturulmaktadır. SA tabanlı geriçatım algoritmasının 10 çıktısının ise gerçek geliş açılarının gürültülü hali olduğu varsayımı yapılmaktadır. Kesin karakteristiği bilinmeyen bu gürültünün farklı gerçeklemeleri ile farklı parçacık örnekleri oluşturulmaktadır. Kullanılan geriçatım algoritmasının tarafsız olduğu kabul edildiğinde, gürültünün 0 ortalamalı ve Cramer-Rao alt limiti ile belirlenebilecek bir kovaryans matrisine sahip olduğu yaklaşımı yapılabilir [14]. Bu aşamada, SA tabanlı tekniklerin 15 geriçatım algoritmalarında sağladığı avantajlardan yararlanılmış olur. Önerilen algoritmanın sonraki aşamalarında ise parçacık süzgecinin durumlar arasındaki zamansal ilintiyi de kullanan yaklaşımı devam ettirilerek, hem durum hem de ölçüm modelini kullanan SA tabanlı bir algoritma tasarlanmış olur. Son olarak, parçacık süzgecinin çıktısı kullanılarak hemen sonraki anlık durum görüntüsü için önsel bilgiyi 20 oluşturacak P matrisi tasarlanır. Bu P matrisi aracılığıyla sonraki anlık durum görüntüsünde uyarlanabilir ölçüm matrisi tasarımı yapılır, uyarlanabilir geriçatım algoritması koşturulur ve yeni parçacıklar oluşturularak algoritma devam ettirilir. Önerilen SA Tabanlı Parçacık Süzgeci adım adım aşağıda verilmiştir:

25 Başlangıç ($\tau = 0$ için):

$P = I_L$ yazılarak denklem (10) çözülür ve $\Phi(0)$ ölçüm matrisi elde edilir (ölçüm matrisi tasarımı). Denklem (8) kullanılarak $\hat{s} = P\hat{s}$ ifadesinden $\tau = 0$ anındaki geliş açısı tahmini yani $\theta^*(0)$ bulunur. Bu tahminler kullanılarak $P(0)$ matrisi oluşturulur. (P matrisinin nasıl oluşturulacağı ayrıntılı olarak daha sonra anlatılacaktır)

30

$\tau = 1$ için:

$P = P(0)$ için denklem (10) çözülür ve $\Phi(1)$ ölçüm matrisi elde edilir (uyarlanabilir ölçüm matrisi tasarımı). Denklem (8) kullanılarak $\hat{s} = P\hat{s}$ ifadesinden $\tau = 1$ anındaki geliş açısı 35 tahmini yani $\theta^*(1)$ bulunur (tekrar ağırlıklandırılmış ℓ_1 enküçüklemesi). Bu tahminler

kullanılarak $P(1)$ matrisi oluşturulur. $\dot{\theta}^*(1) = (\theta^*(1) - \theta^*(0))/T$ ile açısal hız kestirimi yapılır. N örneklem sayısını göstermek üzere, örneklemelerin ağırlıkları $w^n(1) = 1/N, n = 1, 2, \dots, N$ şeklinde yazılır.

5 $\tau = 2, 3, \dots$ için:

I. Önem örnekleme (importance sampling) için bir olasılıksal dağılım (önem fonksiyonu) oluşturulur. Bunun için:

a) Denklem (10)'da sunulan uyarlanabilir ölçüm matrisi tasarım metodolojisi ile $P(\tau - 1)$ kullanılarak $\Phi(\tau)$ oluşturulur (uyarlanabilir ölçüm matrisi tasarımı).

b) $\Phi(\tau)$ kullanılarak denklem (8)'de verilen problem çözülür, $\hat{s} = P\hat{s}$ ifadesinden $\hat{\theta}(\tau)$ tahminleri elde edilir (tekrar ağırlıklandırılmış ℓ_1 enküçüklemesi).

c) Gerçek geliş açıları $\theta(\tau)$ ile gösterildiğinde, $\hat{\theta}(\tau)$ ve $\theta(\tau)$ arasında aşağıdaki ilişki aşağıda verildiği gibidir:

$$\theta(\tau) = \hat{\theta}(\tau) + \eta(\tau).$$

Bu eşitlikte η , tahmin üzerindeki gürültüyü ifade eder. Gürültü karakteristiği, $E\{\hat{\theta}(\tau)\} = E\{\theta(\tau)\}$ koşulu sağlandığında yani kestirici tarafsız olduğunda, denklem (4)'teki model için elde edilecek "Cramer-Rao Alt Limiti" kullanılarak tahmin edilebilir [14]. η 'nin karakteristiğine göre, N adet örneklem, $n = 1, 2, \dots, N$ için η 'nin N farklı numunesi için aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\theta^n(\tau) = \hat{\theta}(\tau) + \eta(\tau).$$

Bu durumda, önem örnekleme için elde edilen olasılıksal dağılım

$$q(\theta(\tau) | \theta^n(\tau), \dot{\theta}^n(\tau), y(\tau)) = p(\theta(\tau) | \hat{\theta}(\tau)) \text{ şeklinde yazılır.}$$

II. Normalize edilmemiş ağırlıklar aşağıdaki gibi bulunur:

$$\tilde{w}^n(\tau) = \tilde{w}^n(\tau - 1) \frac{p(y(\tau) | \theta^n(\tau)) p(\theta^n(\tau) | \theta^n(\tau - 1), \dot{\theta}^n(\tau - 1))}{p(\theta^n(\tau) | \hat{\theta}(\tau))}.$$

III. Elde edilen ağırlıklar normalize edilir: $w^n(\tau) = \tilde{w}^n(\tau) / \sum_{n=1}^N \tilde{w}^n(\tau)$.

IV. Etkin örneklem sayısı hesaplanır:

$$N_e = \frac{N}{1 + N^2 \text{var}(w^n(\tau))} \approx \frac{1}{\sum_{n=1}^N w^n(\tau)^2}.$$

V. Eğer N_e , belirlenmiş bir eşik değerden (örneğin $2N/3$) küçük ise, parçacıklar yeniden örneklenir. Yeniden örnekleme aşağıda anlatıldığı gibi gerçekleştirilir:

$n = 1, 2, \dots, N$ için: $\gamma(n)$ indisi $P(\gamma(n) = i) = w^i(\tau), i = 1, 2, \dots, N$ dağılımına göre örneklenip $\theta_{0:\tau}^n = \theta_{0:\tau}^{\gamma(n)}$ ve $w^n(\tau) = 1/N$ şeklinde güncellenir.

VI. Her bir hedef için ($k = 1, 2, \dots, K$) kestirim, aşağıdaki gibi yazılır:

$$\theta_k^*(\tau) = [w^1(\tau), w^2(\tau), \dots, w^N(\tau)] [\theta_k^1(\tau), \theta_k^2(\tau), \dots, \theta_k^N(\tau)]^T.$$

5 Açısıl hız kestirimi ise:

$$\dot{\theta}_k^*(\tau) = \frac{\theta_k^*(\tau) - \theta_k^*(\tau - 1)}{T}$$

ile bulunur. $\theta_k^*(\tau)$ ve $\dot{\theta}_k^*(\tau)$ ifadeleri, önsel bilgi matrisi P 'yi oluşturmak için yeterlidir. P farklı şekillerde oluşturulabilir. Örneğin, $\theta_k^*(\tau)$ ve $\dot{\theta}_k^*(\tau)$ bilgileri kullanılarak belirli açı bölgeleri odaklanmış bölgeler olarak tanımlanır. P matrisinin köşegen elemanları, odaklanmış bu bölgelerde 1, diğer bölgelerde ise 0 ile 1 arasında bir değere sahip olur. Her bir hedef için odaklanmış bölgeler farklı olacaktır. Odaklanmış bölgelere Ω_k dendiğinde:

$$\Omega_k(\theta) = \begin{cases} 1, & \text{eğer } \theta \in [\theta_k^*(\tau) + T\dot{\theta}_k^*(\tau) - \omega_k, \theta_k^*(\tau) + T\dot{\theta}_k^*(\tau) + \omega_k] \\ \alpha, & \text{eğer } \theta \notin [\theta_k^*(\tau) + T\dot{\theta}_k^*(\tau) - \omega_k, \theta_k^*(\tau) + T\dot{\theta}_k^*(\tau) + \omega_k] \end{cases}$$

Burada $\alpha \in [0, 1]$ olup odaklanılmamış bölgelere ne kadar önem verilmek istendiğini belirler. ω_k ise kestirimin güvenilirliğine bağlı bir parametre olup hedefin beklenen $\theta_k^*(\tau) + T\dot{\theta}_k^*(\tau)$ açısından ne kadar sapacağına bağlıdır. Daha genel olarak, P 'nin köşegen elemanları herhangi bir kernel yoğunluk kestiricisi (kernel density estimator) ile belirlenebilir. Örnek olarak [5]'teki yaklaşıma benzer bir mantıkla, her bir hedefin beklendiği açının yani $\theta_k^*(\tau) + T\dot{\theta}_k^*(\tau)$ ifadesinin ortalama değer olarak belirlendiği K adet Gauss dağılımın ve 1 adet tekdüze dağılımın dışbükey birleşimi de P 'nin köşegen elemanları olarak kullanılabilir.

Verilen bu parçacık süzgeci algoritması ile, örnek bir uygulama olarak Şekil 5'te verilen sistemin tüm öğeleri tamamlanmış olur.

Referanslar

- [1] J. Capon, "High resolution frequency-wavenumber spectrum analysis," *Proc. IEEE*, vol. 57, pp. 1408–1418, Aug. 1969.
- 5 [2] R. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 34, no. 3, pp. 276–280, Mar. 1986.
- [3] E. J. Candes, and T. Tao, "Near-optimal signal recovery from random projections: Universal encoding strategies?," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 52, no. 12, pp. 5406–5425, Dec. 2006.
- 10 [4] M. Ibrahim, F. Roemer, and G. D. Galdo, "An adaptively focusing measurement design for compressed sensing based doa estimation," in *Proc. Eur. Signal Process. Conf.*, 2015, pp. 859–863.
- [5] B. Kılıç, A. Güngör, M. Kalfa, and O. Arıkan, "Adaptive measurement matrix design in compressed sensing based direction of arrival estimation," in *Proc. Eur. Signal*
- 15 *Process. Conf.*, 2020, pp. 1881–1885.
- [6] E. J. Candes, M. B. Wakin, and S. P. Boyd, "Enhancing sparsity by reweighted ℓ^1 minimization," *J. Fourier Anal. Appl.*, vol. 14, pp. 877–906, 2008.
- [7] M. Elad, "Optimized projections for compressed sensing," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 55, no. 12, pp. 5695–5701, Dec. 2007.
- 20 [8] B. Li, L. Zhang, T. Kirubarajan, and S. Rajan, "Projection matrix design using prior information in compressive sensing," *Signal Processing*, vol. 135, pp. 36–47, 2017.
- [9] M. Guo, Y. D. Zhang, and T. Chen, "Doa estimation using compressed sparse array," *IEEE Trans. on Signal Process.*, vol. 66, no. 15, pp. 4133–4146, Aug. 2018.
- [10] R. Obermeier, and J. A. Martinez-Lorenzo, "Sensing matrix design via capacity
- 25 *maximization for block compressive sensing applications,*" *IEEE Trans. on Computational Imaging*, vol. 5, no. 1, pp. 27–36, Mar. 2019.
- [11] T. Huang, Y. Liu, H. Meng, and X. Wang, "Adaptive compressed sensing via minimizing Cramer-Rao bound," *IEEE Signal Process. Letters*, vol. 21, no. 3, pp. 270–274, Mar. 2014.
- 30 [12] B. Özer, A. Lavrenko, S. Gezici, G. Del Galdo, and O. Arıkan, "Adaptive measurement matrix design for compressed doa estimation with sensor arrays," in *Proc. Asilomar Conf. Signals, Syst. Comput.*, 2015, pp. 1769–1773.
- [13] M. Ibrahim, V. Ramireddy, A. Lavrenko, J. König, F. Römer, M. Landmann, M. Grossmann, G. D. Galdo, and R. S. Thoma, "Design and analysis of compressive

antenna arrays for direction of arrival estimation,” *Signal Process.*, vol. 138, pp.35–47, Sep. 2017.

[14] C. R. Rao, C. R. Sastry, and B. Zhou, “Tracking the direction of arrival of multiple moving targets,” *IEEE Trans. on Signal Process.*, vol. 42, no. 5, pp. 1133–1144, May 1994.

[15] N. Vaswani, “Kalman filtered compressed sensing,” in *Proc. IEEE International Conf. on Image Processing*, 2008, pp. 893–896.

[16] S. Das, and N. Vaswani, “Particle filtered modified compressive sensing (PaFiMoCS) for tracking signal sequences,” in *Proc. Asilomar*, 2010, pp. 354–358.

[17] E. Wang, J. Silva, and L. Carin, “Compressive particle filtering for target tracking,” in *Proc. IEEE 15th Workshop on Statistical Signal Processing*, 2009, pp. 233–236.

[18] A. Carmi, P. Gurfil, and D. Kanevsky, “Methods for sparse signal recovery using Kalman filtering with embedded pseudo-measurement norms and quasi-norms,” *IEEE Trans. on Signal Process.*, vol. 58, no. 4, pp. 2405–2409, Apr. 2010.

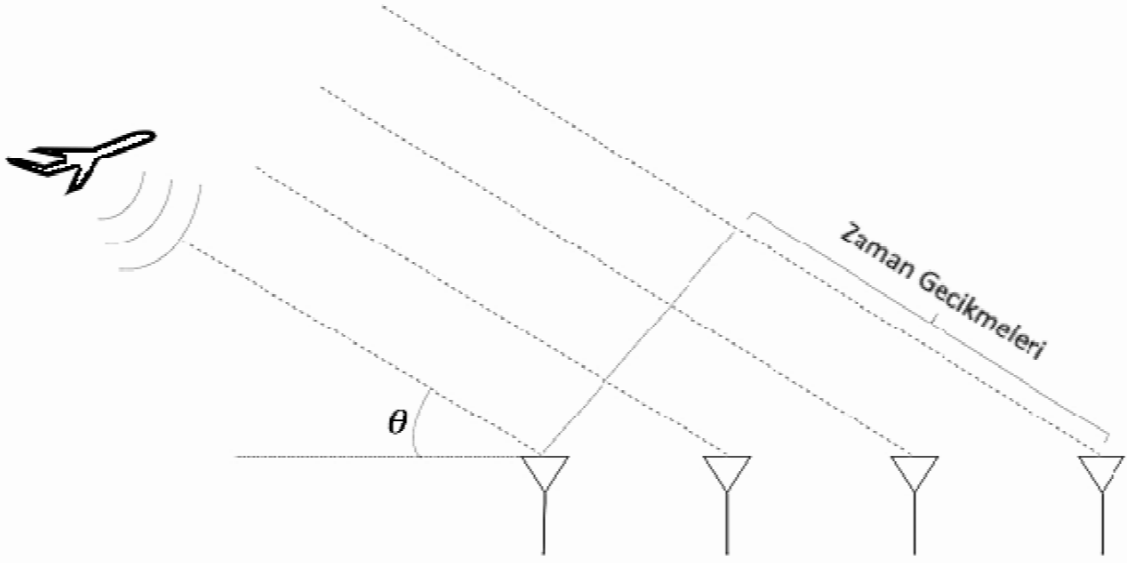
[19] B. Kılıç, M. Kalfa, and O. Arıkan, “Adaptive sensing matrix design in compressive sensing based direction of arrival estimation with hardware constraints,” in *Proc. IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting*, 2020, pp. 149–150.

[20] D. Higham, and N. Higham, *MATLAB Guide*. Philadelphia: SIAM, 2005.

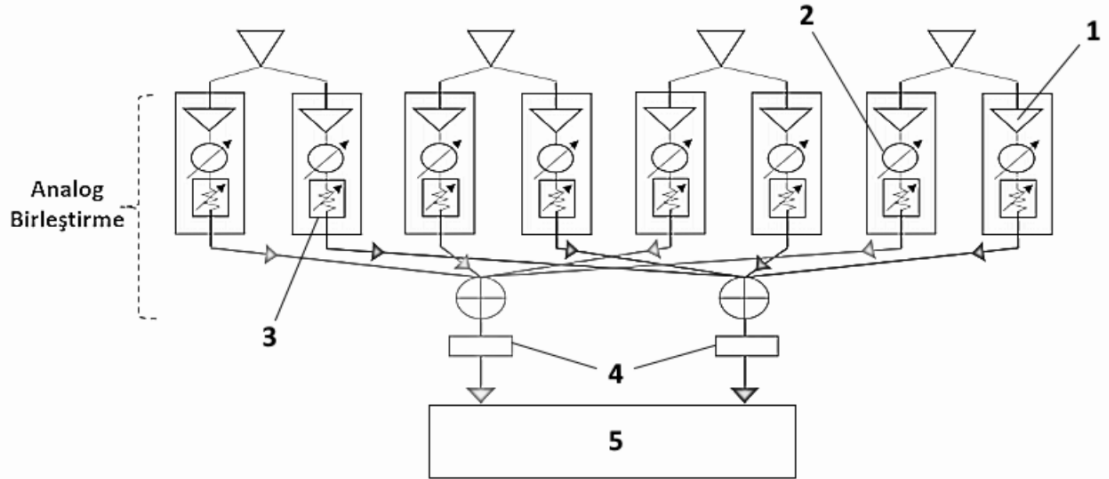
[21] M. Orton, and W. Fitzgerald, “A Bayesian approach to tracking multiple targets using sensor arrays and particle filters,” *IEEE Trans. on Signal Process.*, vol. 50, no. 2, pp. 216–223, Feb. 2002.

[22] F. Gustafsson, “Particle filter theory and practice with positioning applications,” *IEEE A&E Systems Magazine*, vol. 25, no. 7, pp. 53–81, July 2010.

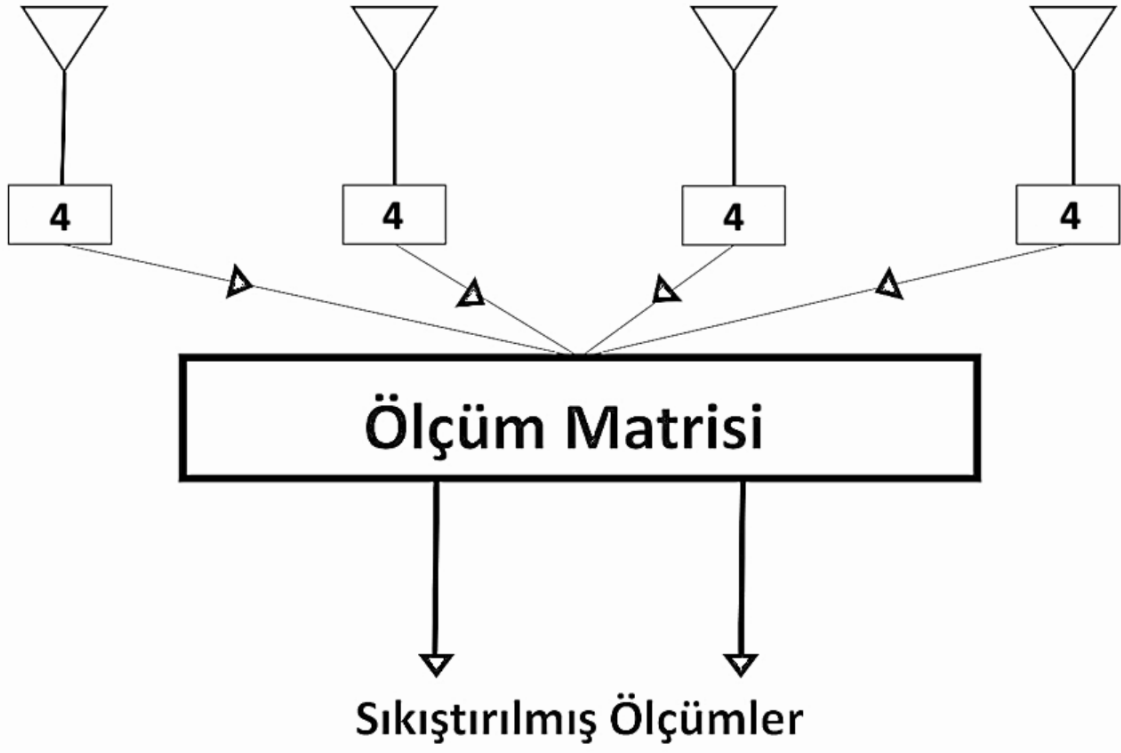
[23] B. Kılıç, M. Kalfa, and O. Arıkan, “Prior based grid selection algorithm for compressed sensing based direction of arrival estimation methods,” in *10th International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, Waltham, MA USA, Oct. 2019.



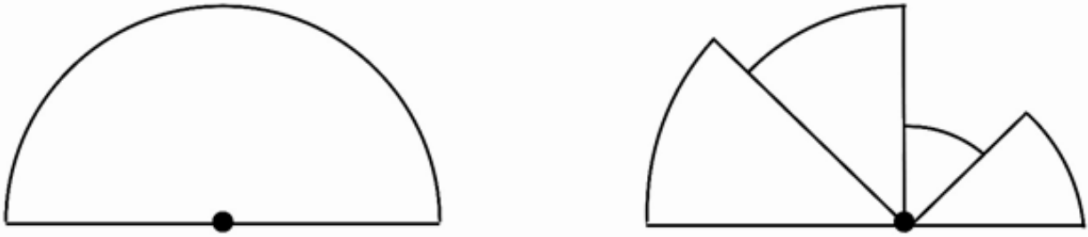
Şekil 1



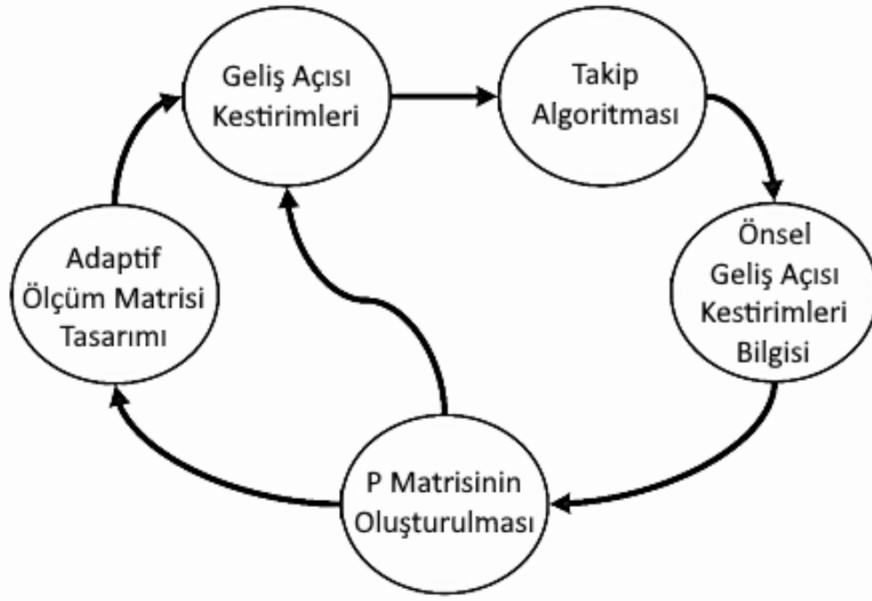
Şekil 2



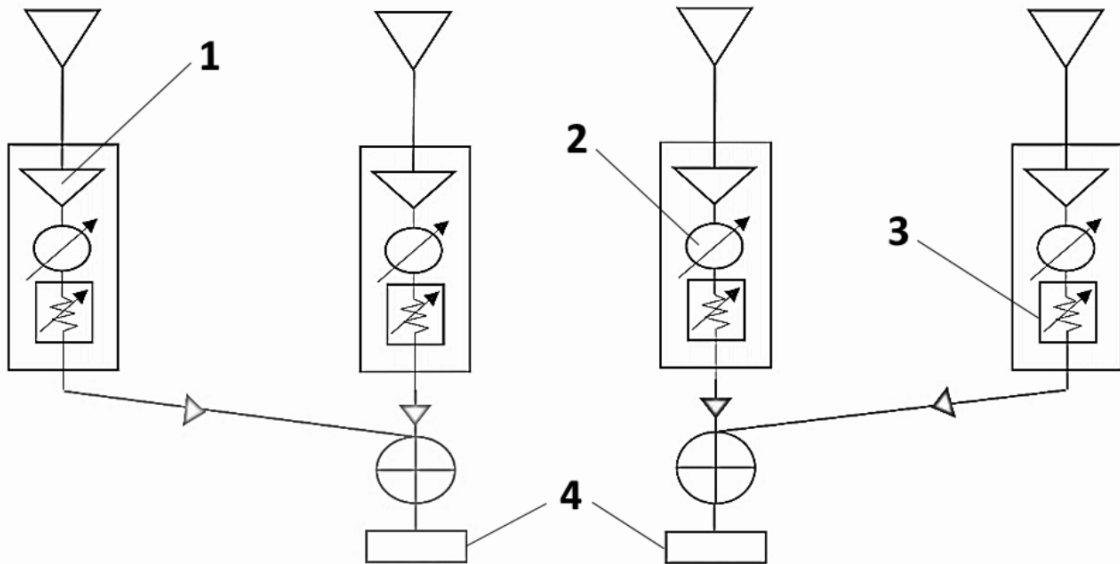
Şekil 3



Şekil 4



Şekil 5



Şekil 6