|  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| GİRİŞ Haberleşmede önemli bir yeri olan ve haberleşmenin gerçeklenmesi için analiz edilmesi gereken konu olan konumlama tarih boyunca değişik yöntemlerle ele alınmıştır. Yer tabanlı konumlama sistemlerinden sonra uydu sistemi sayesinde konumlama sistemleri günümüzde kullanılan halini almıştır.  Ekim 1945’te Arthur C. Clarke “ Extra Terrestrial Relays ” adında bir makale yayınladı. Makale radyo sinyallerinin yapay uyduların dünya üzerinde sabit yörüngelerde bulunması ile iletilmesinin temellerini içeriyordu(Clarke,1945). Bu nedenle Arthur C. Clarke uydu haberleşmesinin mucidi olarak bilinir. Dünya üzerinde farklı yerlerde bulunan iki kullanıcının uzaya konumlandırılan uydular vasıtasıyla radyo sinyallerini kullanarak haberleşmesine uydu haberleşmesi denir. Bu sayede dünyanın şeklinden dolayı olan yüzeysel eğimin yol açtığı iletişimdeki zorluk, uydu ve kullanıcıların birbirlerini arada bir engel olmadan direk görmesiyle kaldırılmış olur. Bu uydu haberleşme sisteminin kontrol ve kumanda sistemi yer yüzeyindedir. Burada uydunun performansı ve işlevliği gözlenir (A. Sharmaand ve S. C. Shrivastava,*2008*). Uydular pasif ve aktif olmak üzere iki sınıfta incelenebilir. Pasif uydular kaynaktan gelen sinyalleri alıcıya doğru yansıtır. Bu sırada sinyal gücü yükseltilmez ve alıcıya çok düşük güçte sinyaller ulaşır. Aktif uydular ise sinyali iletmeden önce yükseltir ve alıcıya yüksek güçte ulaştırır (Targonskiand S.D. ve Pozar D.M., 1993**)**. İlk yapay uydu olan Sputnik 1 Sovyetler Birliği tarafından 4 Ekim 1957’de yörüngesine yerleştirildi. Bu uydu üzerinde 20.005 ve 40.002 MHz frekanslarında çalışan radyo vericisi bulunmaktadır. Bu uydu dünya üzerinde herhangi iki noktayı haberleştirmek için değil, radyo sinyallerinin iyonosfer boyunca davranışını incelemek amacıyla kullanılmıştır (Zak, 2017). Haberleşmeyi aktif şekilde yapmak için oluşturulan ilk uydu projesi SCORE, ileri araştırma projeleri ajansı(ARPA) tarafından 1958 yılında yönetilmiştir.  İlk uydu konumlama sistemi “Transit” dir. Bu sistemde Doppler etkisi dikkate alınır, uydu ile alıcının birbirlerine olan hız farkından dolayı sinyal frekansında kaymalar oluşur ve bu kayma miktarlarına göre uydunun neresinde olduğu anlaşılmaya çalışılır. Burada sinyaldeki kırılmalar ve yer çekiminin dünya üzerinde homojen olmaması nedeniyle doğruluk oranında sapmalar gözlenir. (Helen E. Worth and Mame Warren,2009).  Konumlama sistemlerinin önemli bir parçası olan anten tipleri ve özelliklerini bu konudaki literatürü dikkate alarak özetleyebiliriz. Bu konudaki önemli anten çalışmalarından biri geniş bantta ve dairesel polarize olması nedeniyle helisel antendir. (Krumviedaet K., 2001). Dairesel polarize olması için dairesel yama tabanına dört giriş ve bir çıkış olan bir besleme düzeneği yerleştirilerek bir anten tasarlanmıştır. Besleme düzeneği konumuna göre 0,90,180,ve 270 derece faz farkı sağladığı için geniş bantta dairesel polarizayonu sağlamıştır(Krumviedaet K., 2001). Çift taraflı tasarlanan antende yamanın altında bulunan yarıklı üstünde bulunan parazitik eleman ile kazanç artırılmış ve altındaki boşluk sayesinde bant genişliği artırılmıştır(Krumviedaet K., 2001). İki beslemeli anten sisteminde ise 90 derece faz farklı iki besleme hattı ile yama anten dairesel polarize olmuştur. Üzerindeki toprak ile kısa devre yapılmış hatlar etrafında boşluk bırakılarak kapasitif etki artırılmaya çalışılmıştır(Abeida, Habti; Zhang, Qilin; Li, Jian; Merabtine, Nadjim, 2013). Konumlama sistemi için tasarlanmış antenin etrafına resistif film yerleştirilerek radyasyonu artırılmaya çalışılan anten sistemi bulunmaktadır(Kai B, Dennis&Bertelsen, Nicolaj&Rinder, Peter &Jensen, Søren. 2007). Yeni bir anten tasarımında üst ve alt yama alt bant ve üst bantta radyasyon yapmaktadır (Li D., Guo P., Daiand Q.,Fu Y., 2012). Tasarladığımız dilim antenin besleme yöntemiyle aynı fakat radyasyon yapan kısımlar eliptik bir şekilde yapılmıştır. Tırtıklı boşluk ile etrafı kapatılmış ve radyasyon performansı yükseltilmiştir (Abeida, Habti; Zhang, Qilin; Li, Jian; Merabtine, Nadjim, 2013). Dairesel polarize anten elde etmek için yığılmış yama (Nasumiddin, X. Qingand Z.N. Chen 2016) (stacked patch), faz farklı iki beslemeli sistemler (S.Fu, Q. Kong, S. Fang, and Z. Wang, 2014) (dual feed), döngüsel sıralı besleme ağı(H. Zhang, Y. Guoand G. Wang, 2019) (sequential feeding network), çok katmanlı ve meta malzemeli sistemler kullanılmaktadır (H. Zhang, Y. Guoand G. Wang, 2019). Tez çalışmasında geniş bantta dairesel polarize algılama yapabilmesi, esnek tasarım ve geliştirmeye açık olması sebepleriyle tercih edilmiştir.  Konumlama sinyalleri yeryüzünde zayıf güçte oldukları için başka sinyallerle karışıp bozulmaları kolaydır. Kasıtlı ve kasıtsız oluşturulan sinyaller, sürekli ve frekans moduleli sinyaller gibi çeşitli karıştırıcı sinyallerle konumlama sinyalleri bozulabilir(Akobundu G.C.,2018).  Karıştırıcı sinyal ile konumlama sinyalleri aynı frekanslarda olduğunda filtreler karıştırmayı engellemek için yeterli olmuyor. Bu nedenle yön bulma ve ışın düzenleme algoritmaları kullanılıyor(Joshi, 2014). Akıllı antenler N elemanlı anten dizisi ve sayısal sinyal işleme bölümünden oluşur. Akıllı anten sistemlerinde antenlerin faz ve kazanç değerlerini belirleyen ağırlık değerleri farklı yöntemler ve kriterlere göre belirlenir. Bu değerler anten dizisinin ışıma yapacağı yönü ve kör nokta yönlerini tayin eder. (Shahab, 2017). Şekil 1.1’de; bu çalışmadaki anten sistemi tasarımında da kullanılan, tipik düzgün dairesel anten dizisi gösterilmiştir.    **Şekil** 1.1: Dairesel anten dizisi geometrisi  Şekil 1.1’de verilen koordinat sistemine göre =2πm/N bağımlı yatay açı gelen sinyal ile 0’ncı anten arasında ki bağımlı açıdır. Faz referansı dairenin merkezi olarak kabul ettiğimizde gelen sinyalin merkezi ile m’ninci anten arasındaki faz farkı  **(1.1)**  Olarak yazılabilir. açısından sinyal cevabı ise **(1.2)**  yön bilgisini içeren ağırlık değeri olmak üzere  **(1.3)**  maksimum yapan  **(1.4)**  Denklem 2.1 ile anten dizisinin açıya bağlı alan dağılımı bulunur.  Akıllı sistemlerde verinin işlemciye aktarılması için sayışal dönüştürücüler büyük rol oynar. Bu nedenle dönüştürücülerin önünde bir bant geçiren filtre vardır ve bu filtrenin alt kesim ve üst kesim frekanslarına göre örnekleme frekansı denklem 1.5’e göre belirlenir.  **(1.5)**  **(1.6)**  Dönüştürücünün doğru bir şekilde çalışması için gerekli sinyal gürültü değeri ve buna bağlı örnekleme frekansı formülü denklem 1.7’de verilmiştir.  SNR=6.02N+1.7dB+10() **(1.7)**  Denklem 7’e göre örnekleme hızını iki katına çıkarmak için SNR 3 dB artırmak gerekir(Wang H.,2010). Literatürde sistemin tasarımında kullanılan yöntem, teknik ve parametreler incelendikten sonra performansı iyileştiren tasarımın yapılmasına başlanmıştır.  Sistem performansı etkileyen anten sistemi yanı sıra bu sistem ile elde edilen sinyalleri yazılım ortamında işleyerek anlamlı hale getiren algoritmalar bulunmaktadır. Sistemin yazılım kısmını oluşturan algoritmalar zinciri şöyle sıralanabilir. Öncelikle antenlerden gelen veriler dalgacık dönüşümü ile gürültüsü azaltılmaya çalışılır. Gelen sinyal verilerinden oluşan matris kompanze edilir. SNR değeri iyileştirilen ve kompanze edilerek etkileşim etkisi azaltılan veriler minimum tanımlama uzunluğu algoritmasında kullanılarak sisteme gelen sinyallerin kaynak sayıları belirlenmeye çalışılır. Kaynak sayıları belirlendikten sonra yön bulma algoritmalarından ESPRIT ve MUSIC algoritmaları ile gelen sinyallerin yönleri tespit edilir. Karıştırıcı sinyallerin yönleri tespit edildikten sonra dizi çarpanı değiştirilerek anten ışımasının karıştırıcı yönünde körelmesi sağlanır. Uydu sinyallerinin olduğu düşünülen sinyaller konumlama algoritması ile işlenir ve konum bilgisi çıkarılır.  Yön bulma algoritmaları 1970’lerden beri geliştirilen algoritmalardır. Veri kümesini ayrıştırarak veri modelinin oluşmasını sağlayan algoritmalardır. Ilk olarak gürültülü karmaşık sinüzoidlerin toplamından kovaryans yaklaşımını kullanarak sinyal parametreleri tahmin edilip veri modeli oluşturulmuştur(Piserenko, 1973). Sensor dizisinden alınan verilerde bu yöntem ilk defa kullanılmıştır ve veri modeli olşturulmuştur(Schmidt, 1977, Kopp 1979). İlk önce gürültüsüz ortamda yöntem kullanılmış ve sonrasında gürültülü ortamda bir teknikle başarılı sonuçlar alınmıştır. Böylece MUSIC algoritması oluşturulmuştur. Karışık olarak bulunan sinusoid sinyallerini ayrıştırmak için başka bir algoritma ise döngüsel değişmezlik tekniği ile sinyal parametrelerinin belirlenmesi algoritmasıdır. Bu yöntem ilk önce frekansı belirlemek için kullanılmıştır sonra ise fazlı anten sistemlerinde gelen sinyallerin açılarını bulmak için kullanılmıştır. Bu algoritmada veriler alt gruplara ayrılır ve değişmezlik sebebiyle aralarında ki bağıntıdan gelen sinyallerin yönleri ayıklanır(Roy R. 1989).  Tezde Genel Bilgiler başlığında tezin kapsadığı konuların literatür araştırması sonucu özet bilgileri yer almaktadır. Yöntem bölümünde ise tasarım teknik detaylarıyla birlikte verilmiştir. Aynı bölümde ayrıca kullanılan formüller ve çıkarılış yöntemleri anlatılmıştır. Sonuçlar bölümünde sistemin ölçüm grafikleri yer almaktadır. Bu grafikler yorumlanmış ve literatürden elde edilen veriler ile kıyaslanmıştır. Tartışma bölümünde ise sistemin teknik detayları tekrar ele alınmış ve performansı daha iyi olması için öneriler de bulunulmuştur.   GENEL BİLGİLER Konumlama sistemleri alıcı donanım, yazılım ve karıştırmaya dayanıklılık konusunu içeren bu tez çalışmasında geçmişten günümüze kadar yapılmış akademik çalışmalar alt başlıklarda incelenmiştir. 2.1 Uydu Haberleşme Sistemleri Uydular genellikle 3 ana yörüngede hareket eder. Yer tabanlı yörünge yerden yaklaşık 35000 km yukarıdadır. Bu yörüngede uydular yer yüzeyi ile aynı oranda yer değiştirdiği için yerdeki alıcı anteninin uyduyu takip etme gibi bir zorunluluğu yoktur, açısı ayarlandığında sürekli aynı uydularla haberleşebilir. Orta ölçekli yörüngede uydular 2000 ile 36000 km arası kadar yerden yukarda olabilir. Düşük ölçekli yörüngede ise uydular 160 ile 2000 km arası kadar yerden yukarda olabilir. Düşük ve orta ölçekli yörünge uyduları açısal olarak dünyadan daha hızlı hareket eder ve sabit bir noktada sürekli gözlemlenemez.  Uydu takımı kendi aralarında haberleşerek çalışan uyduların kümesidir. Düşük ölçekli uydu yörüngesindeki iki takımdan biri “Iridium”, diğeri “Global Star” uydu sistemleridir. Bunlar uydu telefonu olarak düşük hızlı veri sağlamak için kullanılır. “Star Link” uydudan internet erişimi için kullanılan bir uydu takımıdır. Ayrıca uydu haberleşmesinin sürekli olmadığı bir sistem olan CASCADE sistemi vardır, bu sistemde dünya yüzeyinin bir yerinde depoladığı bilgiyi başka zamanda başka yere iletir. Orta ölçekli uydu yörüngesi için Telstar uyduları örnek gösterilebilir. Hızlı telefon haberleşmesi için kullanılmıştır. Yer tabanlı yörüngelerde TV sistemlerinin uyduları kullanılmıştır. 2.2 Konumlama Sistemi Yer tabanlı konumlama sistemleri konumlama sistemlerinin ilkleridir. Yer tabanlı sistemde bir radyo darbe sinyali vericisi kullanılır. Art arda gönderilen darbe sinyalleri alıcı tarafından alınır ve gecikme miktarı ile sabit vericinin konumuna göre kendi konumunu belirler.  Uydu konumlama sistemleri günümüzde kullanılan sistemdir. Bir uydu konumlama sistemi, otonom olarak 3 boyutlu uzaya ait coğrafi konumlama sağlamak için uyduları kullanan bir sistemdir. Kullanıcıda bulunan alıcılar, uydulardaki vericiler ile sağlanan elektromanyetik sinyaller sayesinde konumlarını yüksek hassasiyetle belirler. Uydu ile konumlama sistemi genel olarak küresel uydudan konumlama sistemleri (GNSS) olarak isimlendirilebilir. Amerika Birleşik Devletleri konumlama sistemi küresel konumlama sistemi (GPS), Rusya’nın küresel konumlama sistemi (GLONASS), Çin konumlama sistemi (BeiDou) olarak ve Avrupa Birliğinin konumlama sistemi (GALILEO) olarak bilinir. Her sistem genel olarak 18-30 orta ölçekli yörünge uydularının yörüngelere dağılmasıyla oluşturulmuştur.  Sivil uygulamalar için küresel konumlama sistemi GNSS 1 ve GNSS 2 olmak üzere iki sınıfta incelenebilir. GNSS 1: İlk nesil konumlama sistemidir. GPS ve GLONASS gibi sistemlerle birlikte uydu tabanlı (SBAS) ve yer tabanlı (GBAS) doğrulama (augmentation) sistemlerini içerir. Amerika Birleşik Devletlerinde, uydu tabanlı bileşenler geniş alan doğrulama sistemi (WAAS), Avrupa Birliğinde Avrupa Konumlama Yer Paylaşımı Hizmeti (EGNOS), Japonyada çok fonksiyonlu uydu doğrulama sistemi (MSAS), yer tabanlı doğrulama sistemi yerel alan doğrulama sistemi gibi sistemlerle sağlanmıştır. GNSS 2; kapsamlı sivil konumlama sistemi olarak ikinci nesil konumlama sistemidir. Bu sistem ilk başta yüksek L(1-2 GHz) bandını(GPS için L1, Galileo için E1 ve GLONASS için G1) kapsar ve ek olarak düşük L bandını da(GPS için L2 ve L5 bandı, Galileo için E5a ve E5b, GLONASS için G3) daha sonra kapsamıştır(U.R. Kraft, 1997). 2.3 Küresel Konumlama Sistemi (GPS) Sinyali Konumlama sinyali, mesafe ve konum sinyali içerir. Mesafe sinyali, uydu ile yer arasındaki mesafeyi ölçmek için kullanılır. Konum sinyali yörüngedeki uydu konumunu belirlemeye yarayan efemeris bilgisini, zaman bilgisini ve tüm uyduların yerleşim bilgisi olarak almanak bilgisini içerir. Konumlama uyduları bu verileri ikili faz kaydırmalı anahtarlama(BPSK) modülasyon tekniğiyle iletir. Konumlama sinyali sözde rasgele gürültü sinyalinin taşyıcı sinyali ile modülasyonu ile oluşturulur. Tüm uydular aynı frekans aralığını kullanır ve mesafe sinyallerinin farklı olması nedeniyle birbirinden ayrılır. Bu yönteme kod bölmeli çoklu erişim(CDMA) yöntemi denir. Bu mesafe kodlarına yonga kodları(chipping codes), sözde rastgele gürültü(pseudo random noise) veya sözde rastgele ikili dizi de(pseudo random binary sequence) denir. Her bir uydunun uydu cihaz numarası(SVN) vardır ve bu numara uydu aktif olarak çalıştığı sürece değişmez. 2.3.1 Kaba Edinim Kodu (C/A codes) Kaba edinim kodları her uydu için farklıdır ve alıcı bu farklı kodlar sayesinde uydu numaralarını anlayabiliyor. Kaba edinim kodları yazmaçların farklı dizilimleri sonucu birbirlerine dik olan kod dizileridir. Bu kodlar gürültü benzeri öngörülebilir dizilerdir. Maksimum N=2n-1 uzunluğundadır ve 2n+1 tane dizi içerir. Bu kodlara Gold kod veya sözde rastgele sinyalleri de denir. Gold Kodları iki tane dizinin toplamları olarak elde edilir. Konumlama sinyalleri için n=10’dur. Bu kodların çapraz korelasyonları 2(n+2)/2 kadar veya daha düşüktür.  Şekil 2.1’de kaba edinim kod üreteci mekanizması gösterilmiştir. Uyduların kaba edinim kodları alıcılar tarafından bilinir. Alıcı algoritması sayesinde hangi uydulardan sinyal topladığını tespit edilir.    **Şekil** 2.1. Kaba edinim kod üreteci(B. Kai, 2007)  Şekil 2.1’e göre iki tane 10 basamaklı kaydırmalı yazmaç, kodu oluşturmak için kullanılır. Birinci dizide 3. ve 10. yazmaçlar toplanıp geri girişe gelerek yazmaçların kaydırılması sağlanır. İkinci dizide ise 2, 3, 6, 8 ve 10 yazmaçları toplanıp girişe verilerek kaydırma yapılır, yalnız uydulara göre 2 farklı yazmaç toplanıp çıkışa verilir. En son çıkışa verilen bu iki bit toplanır ve kaba edinim kod elde edilmiş olur. 2.3.2 Konumlama Bilgisi Konumlama bilgisi şekil 2.3’de gösterildiği bigi kaba edinim kodu ile toplanıp yüksek frekansda taşıyıcı sinyal ile çarpılır. Basit olarak şekil 2.2’deki gibi 1500 bit uzunluğu 5 alt bölüme ayrılır ve her bir alt bölüm 300 bitten oluşur. Her bir alt bölüm 10 kelimeden oluşur her bir kelime 30 bittir.    **Şekil** 2.2. Konumlama bilgisi yapısı(B. Kai, 2007)    **Şekil** 2.3. Konumlama sinyali oluşturma blok şeması(B. Kai, 2007)  Şekil 2.3’e göre, oluşturulmuş kaba edinim kodu ve konumlama kodu toplanıp, 1575.42 MHz taşıyıcı sinyale bindirilir. En son olarak alt bant 1227.6 MHz ve üst bant 1575.42 MHz frekanslarda sinyaller üretilmiş olur. 2.4 Galileo Sinyali Tipik bir GALILEO sinyali, L1 OS sinyalinin 3 kanal ,a, b, c sinyalleri tutarlı uyarlanabilir alt taşıyıcı modülasyonu (coherent adaptive sub carrier modulation) ile çoklanarak elde edilir (Şekil 2.4). Buna 3 kodlu 6 fazlı modülasyon olarak bilinen çok kanallı modülasyon denir. Bu sayede iletilen sinyal gücünün sabit olması sağlanır. Bu nedenle bilgi, sinyalin büyüklüğüne atanmaz. C sınıfı yükselticilerinde hatalar ve harmonikler minimuma inmektedir ve girişe sinyal uygulanmadığı takdirde transistor çalışmaz, kesimdedir. Bu nedenle C sınıfı güç yükselticileri bu tip sinyaller için kullanmak daha elverişlidir.  **Şekil** 2.4. Galileo sinyal üretim blok şeması(B. Kai, 2007)  Galileo sinyalleri ve modernize edilecek olan GPS sinyallerinin performansı, günümüzde kullanılan GPS sinyallerinden daha iyidir. İkili seviyeli taşıyıcı (binary ofset carrier) modülasyonunda iki adet bağımsız tasarım parametresi vardır. Bunlar, alt taşıyıcı frekansı fs MHz yayılmış kod oranı Mchip/s.  Bu iki parametre bandın herhangi bir kısmına sinyal gücünü yoğunlaştırmak için kullanılır. Bu sayede diğer sinyaller ile oluşan karışım azaltılmış olur. Üstelik alt ve yan bantlardaki BOC modülasyonu alıcıdaki sinyal toplama, kod ve taşıyıcı sinyali takibi ve veri modülasyonu sırasında avantaj sağlar.    **Şekil 2.5**: Galileo sinyalinin bileşenleri  Şekil 2.5’te Galileo sinyalinin oluşturulması gösterilmiştir. En son olarak ikili seviyeli taşıyıcı sinyali yüksek frekanstaki taşıyıcı sinyalin üzerine bindirilerek iletim sinyali elde edilir. 2.5 Konumlama Sistemi Alıcıları Yazılım tabanlı alıcı; geleneksel donanımsal bileşenleri kullanmak yerine gömülü bir sistem veya bilgisayar ile oluşturulur. Bir GNSS tabanlı alıcı, kendisinin pozisyon, hız ve zaman bilgilerini belirleyebilmesi için uydu sinyallerini alan ve sayısal olarak işleyen elektronik bir cihazdır.  Donanım tabanlı alıcılar özel ve tek bir amaç olan uydu sinyallerini işlemek için hazırlandığından yazılım tabanlı alıcılara göre daha az güç tüketimi yapar ve işlem yükü daha hafif olduğu için verimlidir ( Duand L.,Fu Y., 2013).  Yazılım tabanlı alıcılar yazılımsal olarak kolaylıkla işlem yöntemi değiştirilebildiği için esnek bir yapıya sahiptir. 2.6 Konumlama Sinyali için Antenler Yalıtkan rezonatörler mikrodalga ve milimetre dalga boyu frekanslarında küçük boyutlu olması, yüksek bant aralığında çalışması ve yüksek Q değerine sahip olması nedeniyle uydu haberleşmesinde sıkça kullanılır. Yüksek verimli, düşük kayıplı ve küçük boyutlu olması nedeniyle rezonatörler anten olarak da kullanılır. Genel boyut ve dielektrik sabiti rezonans frekansını belirler. Yaptığı ışıma şekline göre antenler sınıflandırılabilir. Bunlar çok yönlü ve yönlü antenlerdir.  Çok yönlü antenler genellikle yatay açılarda ve buna yakın açılarda ısıma yapan antenlerdir. Kablosuz haberleşmede yaygın olarak kullanılan çift kutuplu antenler alıcı ve verici olarak kullanılan her yöne ısıma yapan antenlerdir. Yönlü antenler genellikle tek bir yöne dar bir açı ile ışıma yapan antenlerdir.(Balanis,2005). Işıma deseni parametreleri, kazanç, yönlülük gibi anten parametreleri anten analizlerinde sıkça kullanılır.  **2.7 Işıma Deseni Değişkenleri**  Işıma deseninde şekil 2.6’daki gibi yarım güç ışıma açısı, ana lob büyüklüğü ve yönü, ilk kör nokta aralarındaki açı, yan loblar ve ana lob ile yan lob arasındaki büyüklük oranı, polarizasyon gibi değerler göz önüne alınır. Yarım güç ışıma açısı ana lob ile yan loblar arasındaki bağıntı hakkında bilgi verir. Bu açı azaldıkça yan lob açıları aratar(Balanis 2007). Ayrıca bu açı iki kaynağı veya hedefi tespit etmek için çözünürlük kapasitesini gösterir. Bir antenin çözünürlük kapasitesi kör noktalar arası açının yarısı veya yarım güç ışıma açısı kadardır. Eğer iki kaynak arasında ki açı yarım güç ışıma açısı kadar veya daha fazla açı kadarsa açı tespit edilebilir. Yarım güç ışıma açısından daha küçükse hata oranı artar(Kraus J.D., 1988).    **Şekil** 2.6: Işıma deseni polar gösterimi  Güçün ana lobda ne kadar yoğunlaştığı yan lob değeri ana lobun oranından denklem 2.1’deki gibi anlaşılabilir.  **(2.1)**  F(max) hüzme de maksimum nokta değeri F(SLL) ise yan loblar içinde en yüksek değeri temsil eder.  **2.8 Yönlülük ve Kazanç**  Anten radyasyon yaparken bir yöndeki enerji yoğunluğu anten parametresi olarak kabul edilir ve önemlidir. Bu karakteristik özelliğe yönlülük denir ve eğer anten tam verim ile çalışıyorsa kazanç değerini de elde etmiş olursunuz. Genellikle güç kazancı bir izotropik yayınlayıcıyı veya yarım dalga çift kutuplu antenine göre kıyaslanır.  **= (2.2)**  Denklem 2.2’de güç formülü verilmiştir. Elektrik alan ve manyetik alan değerlerinin çapraz çarpımıyla doğru orantılıdır.  **2.9 Karşılıklılık (Reciprocity) ve Anten Hüzme Ölçümleri**  Bir antenin radyasyon hüzmesi alıcı ve verici sistemler için aynıdır. Anten ışıma hüzmesi, antenin radyasyon özelliğini açıya bağlı olarak gösteren bir grafiktir. Anten küresel koordinat sisteminde bir küre ortasında bulunduğu varsayılırsa, E ve H alanlar birbirine dik olarak iletim yönüne dik olacak şekilde ışıma yapar.  Eğer anten büyüklüğü dalga boyundan büyük değilse (2/λ) uzak alan mesafesi kabul edilebilir. Eğer uydu tabanlı antenler, radyo astronomi antenler gibi anten boyutları çok büyükse uzak alan mesafesi çok fazladır ve ölçüm için özel teknikler kullanılabilir.    **Şekil** 2.7: Verici olarak anten hüzme şekli bulunması    **Şekil** 2.8: Alıcı olarak radyasyon hüzmesinin bulunması  Alıcı ve verici sistemlerde anten ışıma şekli aynıdır.    **(2.3)**  Denklem 2.3’de karşılıklı anten empedansı tektir ve bu nedenle alıcı ve vericinin yer değiştirmesi ışıma şeklini değiştirmez.  Şekil 2.7 ve şekil 2.8’de gösterildiği gibi yay üzerindeki anten yönlerinde konum değiştirilerek ölçümler alınır ve açıya bağlı grafiklerle anten ışıma hüzmesi grafiği çıkarılır.  Dairesel polarize anten ışıma deseni ölçüm basamakları   1. Alıcı anten ile verici anteni karşılıklı olarak aynı hizaya getirilir. 2. Vericiyi yatay ve dikey olarak değiştirip alıcının aldığı sinyal büyüklüğü ve sinyal fazını vericinin değişen konum açısı için ölçülür. 3. max IPI elde edilir. Burada değerleri ölçülmüş potansiyel değerleridir. 4. Alıcı anteni standard bir anten ile değiştirilir ve maxIPI hesaplanır. 5. G(dBic)=+[max PdB-max dB] formülüyle kazanç hesaplanır(Fan C.,Shang J.,2018).   Bu basamaklar kullanılarak anten ışıma desenleri elde edilmiştir.  **2.10 Akıllı Antenler**  Akıllı anten sistemlerinde şekil 2.9’da gösterildiği üzere her bir antenin arkasında bir ön-uç elektronği bulunur ve her bir antenden alınan veriler bilgisayar ortamına aktarılır. Bu sayede her bir anten verileri farklı kombinasyonlarda işlenerek doğru bigliye ulaşılması sağlanır. Farklı kombinasyonlar ise antenler arası faz farkları ve sinyal büyüklükleri değiştirlerek oluşturulur.    **Şekil** 2.9: Anten dizisi  Akıllı antenler adaptif ve anahtarlamalı yön değiştiren antenler olmak üzere iki gruba ayrılır. Adaptif antenler sınırsız sayıda ışıma yönünde ışıma yapabilirler.Anahtarlamalı yön değiştiren antenler, önceden belirlenmiş ışıma şekilleri arasından birini seçerek ışıma yönünü tayin ederler. Bu yüzden ışıma şekilleri sınırlıdır.  Akıllı anten sistemlerinin avantajları şöyle sıralanabilir; farklı yönler de ışıma yaptığı için aynı frekansı farklı kullanıcılar da kullanabilir. Bu yüzden kullanıcı sayısı artmış olur. Sistem bir yöne odaklandığı için kazanç artar ve iletim mesafesi uzamış olur. Akıllı anten sistemi daha güvenlidir çünkü sistemi bozmak için kullanılan sinyalin alıcı verici yönünde olması gerekir. Bu sistemler de bu açı geleneksel olanlara göre daha dardır. Akıllı anten sistemlerinde yönlülük ön planda olduğu için diğer yerlerden gelen sinyaller bastırılmış olur bu da sinyaller arasında karmaşıklığın azalmasına neden olur. İletilen sinyallerin yönü veya alınan sinyallerin yönü değiştirilebildiği için aynı frekansı başka kullanıcılar da kullanabilir.  Akıllı anten sistemlerinin dezavantajları; geleneksel olarak kullanılan sistemlere göre fazla eleman içerdiği ve yaptığı işlem daha çok olduğu için karmaşık bir yapıdadır. Bu nedenle hata oranı fazladır ve hatayı tespit etmek zordur. Son sinyal işleme teknolojisini kullandığı için maliyeti fazladır. Anten dizisi kullanıldığı için yaygın kullanılan tek elemanlı sisteme göre fazla yer kaplar.  Anten dizisinde ışıma oluşturulurken sistemin dizi faktörü, ışımayı etkileyen karşılıklı etkileşim ve farklı fazlarda ve uzaklıklarda olan antenlerin ışımasında ızgara lobu göz önüne alınır. Sonsuz bir dizinin doğası gereği periyodik olmasından dolayı, elemanlar arası boşluk ve farklı elemanlar için tarama hacmine bağlı olarak empedans değerinin değişimi incelenir. Bu olay dizi içerisinde radyasyon gücü ve depolanan (reaktif ve gerçek) gücü tipik bir elemanın akım, alan dağılımı cinsinden hesaplanması ile olur. Bir dizinin 3 boyutlu radyasyon şekline bakarak, elemanlar arası boşluk arttığında fazladan ızgara loblarının oluştuğu, azaldığında ise lobun kaybolduğu gözlemlenmiştir. Genel olarak ızgara lobları elemanlar arası boşluk ve elemanların fazları değiştirilerek gözlenebilir alanda hareket ettirilebilir(Balanis, 2005).  **2.11 Dalgacık Dönüşümü**  Dalgacık dönüşümü gürültülü ortamdan bilgi sinyalini alabilmek için kullanılan en iyi yöntemler arasındadır. Bu yöntemde zaman düzlemindeki küçük sinyaller ana sinyal üzerinde kaydırılarak Fourier dönüşümüne benzer dönüşüm sayesinde gürültü ayıklanır. Yazılım kısmında antenlerden alınan sinyallerin dalgacık dönüşümü ile SNR değeri artırılmıştır.  Dalgacık serileri dalgacıklardan oluşan çift integallenebilir ortanormal serilerden oluşmuştur( Mallat S.,2009)  j,k ε Z **(2.4)**    <>== **(2.5)**  **(2.6)**  İntegral dalgacık dönüşümü  II (a,b)=1/ **(2.7)**  **(2.8)**  a= çift genleşme **(2.9)**  **2.12 Karşılıklı Etkileşim Empedans Hesaplama**  Karşılıklı etkileşim empedans hesabı gelen sinyalin yönü değiştikçe farklılık gösterdiği için, akıllı anten sistemlerinde gerek yön bulma sırasında gerek yön değiştirme sırasında etkili bir parametredir. Antenler için Thevenin eşdeğer devresi tekrar eden radyasyon ve yansıma olayları nedeniyle geçerliliğini korumamaktadır. Bundan dolayı karşılıklı empedans hesaplama zorlaşmıştır(Balanis, 2005). Bu parametre alıcı ve verici sistemler için farklılık gösterdiği için ayrı olarak hesaplanmalıdır. Hui tarafından yapılan son çalışmalar alıcı sistemler için karşılıklı etkileşim modeli oluşturmak yönündedir(Hui, 2004). Yapılan uygulamalar ile geleneksel karşılıklı empedans matrisi kullanmak yerine alıcılar için modellenmiş karşılıklı etkileşim empedansı kullanmanın daha verimli olduğu gözlenmiştir.  Balanis anten teorisi kitabında dirençli yüzey üzerine gelen sinyalin açısının empedansla olan ilişkisini göstermiştir. Şöyle izah edilebilir.    **Şekil** 2.10: Dirençli yüzeye elektromanyetik dalgann gelişi ve yansıması  Şekil 2.10’da gösterildiği üzere dirençli bir yüzeye belli bir açıdan gelen elektromanyetik dalga gösterilmiştir. Elektrik alan ve manyetik alan oranından yüzeyin gösterdiği empedans hesaplanmaya çalışılmıştır.  **(2.10)**  Denklem 2.10’da gelen sinyalin elektrik alan bileşeninin vektörel gösterimi mevcuttur. Burada gelen elektrik alan y ve -z bileşenlerinde ve sinyalin ilerleme yönü ise y ve z yönlerindedir.  **(2.11)**  Denklem 2.11’de manyetik alan vektörü tek bir yönde olduğu için yalnızca x yönünde bileşeni vardır.  **(2.12)**  **(2.13)**  Denklem 2.12 ve 2.13’de yansıyan sinyalin elektrik ve manyetik alan bileşenlerinin vektörel gösterimi vardır. Denklemlere göre manyetik alan –x yönünde, elektrik alan ise y ve z yönlerindedir.  **(2.14)**  Denklem 2.14 elektrik ve manyetik alanının yüzeysel bileşenlerinin oranı olan yüzey empedansını gösterir.  **(2.15)**  **(2.16)**  Denklem 6 ve 7’de manyetik alan ile elektrik alan arasındaki bağıntı gösterilmiştir. Elektrik ve manyetik alan empedans ile ters orantılıdır.  **(2.17)**  olduğunda çözüm y’den bağımsız olur.  **(2.18)**  **(2.19)**  Denklem 2.19 ile empedans değerinin açıya bağlı olarak değiştiği anlaşılmıştır. Dirençli bir yüzeye gelen sinyalin açısı değiştiği zaman empedans değiştiğine göre anten dizisinde de gelen sinyalin yönü değiştiği zaman karşılıklı empedans değerinin değişmesi ve buna bağlı olarak radyasyon şeklinin değişmesi normaldir. Açıya bağlı değişen empedans değer problemini anten dizisine uygularsak şöyle izah edilebilir.  Bir anten dizisinde pq ve mn nolu antenlerin arasındaki etkileşimi inceleyelim, pq nolu elemanın üzerindeki akımın mn nolu elemanda ki indüklediği voltaj değeri,;  **(2.20)**  Bu formülden empedans değeri şöyle bulunur,  **(2.21)**  Antenlerde ki akımlar faz değişkenine göre yazıldığında empedansın elemanların fazları ile değiştiği gözlenir.  **(2.22)**  **(2.23)**  **(2.24)**  Denklem 2.24 ile anten elemanlarının farklı fazlarda sinyal üretmesi karşılıklı empedans değerlerini değiştiriyor, böylece ideal koşullardaki beklenen radyasyon şeklinin değişmesine neden oluyor. Bu durum göz önüne alındığında gelen sinyalin yönünün doğru hesaplanması ve ışıma yönünün doğru bir şekilde değiştirilmesi sağlanmış olur.  Balanis kitabında eğer birbirine yakın olan iki anten, verici ya da alıcı modda olsun, birbirlerine belli miktarda enerjisi aktarır. Bu enerjiyi antenler arası boşluk, antenlerin radyasyon özelliği, herbirinin birbirine göre konumu belirler. Alıcı ve verici durumlarındaki anten sistemlerinde sinyal dağılımı şöyle gösterilmiştir(Balanis, 2005).    **Şekil** 2.11: Verici Anten Sistemi  Şekil 2.11 anten 2’nin voltaj ile beslendiği ve anten 1’in 50 ohm ile sonlandırılıp pasif olarak kaldığı durumu gösterir. Besleme voltajı 0 olarak gösterilir. 1 ile gösterilen yayılan radyasyondur. Bazı radyasyon yapan sinyal 1. Anten tarafından alınır ve 5 ile gösterilmiştir. İndüklenmiş akım 3 olarak radyasyon yapar. Bir miktar enerji anten 1 tarafından soğrulmuştur(Balanis, 2005).    **Şekil** 2.12: Alıcı Anten Sistemi  Şekil 2.12’de gösterildiği gibi anten alıcı mod da çalışırken. 0 ile gösterilen sinyaller diziye belirli bir açıdan gelen sinyallerdir. Gelen bu sinyaller 1. Anteni indükler. Oluşan akım geri radyasyon yapar ve 2 ile gösterilir. Geri kalan enerji yüke geçer ve 1 ile gösterilir. 2 ile gösterilen radyasyonun bir kısmı 3 ile gösterildiği gibi anten 2’ye geçer. Eğer anten 1 yüke uyumsuz ise 4 ile gösterildiği gibi bazı sinyaller geri döner ve radyasyon yapar(Balanis, 2005).  Geleneksel ve alıcıya özgü karşılıklı empedans hesaplama yöntemleri şöyle gösterilebilir. Geleneksel karşılıklı empedans hesabında, Gupta çalışmalarında N elemanlı anten dizisini N kapılı sistemler olarak düşünmüştür. Anten terminalleri arasında ölçülmüş voltaj değerleri ile geleneksel karşılıklı etkileşim metodu için kullanılır. k terminaline indüklenmiş açık devre voltajının, i terminalinin beslendiği akıma oranıdır.  **(2.25)**  Where k elemanının öz empedansı, inci terminale indüklenmiş akım, diğer elemanların açık devre şartını sağladığında k’nıncı elemanın açık devre voltajı fr i=1,2,…N  Açık devre ve terminal voltajları arasında ki bağıntı  = **(2.26)**  Birçok uygulamada geleneksel karşılıklı empedansı anten dizisinin N kapılı bir devre olduğu düşünülerek bulunmuştur. Alıcılar için karşılıklı empedans hesabında; açık devre varsayımlarına dayanan ve anten dizisinin iletim durumunda olduğu varsayımında olan geleneksel karşılıklı empedans metoduna kıyasla alıcılar için karşılıklı empedans metodunda antenlerin bağlandığı yük empedansı ’nin bilindiği ve antenlerin alıcı modda yüzeysel dalga altında çalıştığı varsayımına dayanır.  N elemanlı anten dizisi düşünelim ve her bir eleman aynı yük ile sonlansın. Harici bir kaynak ile anten dizisi beslendiğinde, anten terminalinde ki voltaj şöyle ifade edilebilir,  == **(2.27)**  gelen sinyalden dolayı oluşan terminal voltajı. karşılıklı etkileşim etkisinden dolayı oluşan voltaj.  **(2.28)**  k ve i elemanları arasında karşılıklı etkileşimden kaynaklanan empedans inci anten elemanına indüklenmiş akım, alt işaret olan t ise alınmış karşılıklı etkileşimli empedansı temsil ediyor. ile arasındaki bağıntı denklem 2.29’da gösterildiği gibi gösterilebilir.  **(2.29)**  **2.12.1 Tam Dalga Metodu**  Geleneksel karşılıklı etkileşim empedans metodu ve alıcılar için karşılıklı empedans metodu haricinde tam dalga elektromanyetik metodu ile karşılıklı etkileşim hesabı yapılır. “Method of moment” hesabı bunlardan biridir. Tüm dalga metodu anten dizisi için sınır değer problemlerini çözmeyi hedefler. MoM matrisin tüm elemanlarını temel alarak karşılıklı etkileşim empedans hesabını doğru bir şekilde yapar. Geleneksel karşılıklı empedans metodunun yetersizliği açık devre antenlerin radyasyon yapmamasından dolayıdır. Kuplajdan bağımsız terminal voltajlarının , ölçülmüş terminal voltajlarının, veya akım . Matematiksel olarak ifade edilecekse  , **(2.30)**  kompanzasyon matrisleridir. Bu kompanzasyon matrisleri MOM empedans matris elemanlarına ihtiyaç duyar.  **2.12.2 Kalibrasyon Metodu**  Kompanzasyon metotlarından birisi kalibrasyon metodudur. Bu metotların ana amacı doğru dizi manifoldunu yani dizi yönelim vektörünü bulmaktır.  **(2.31)**  C bir bozulma matrisidir. teorik dizi monifoldu karşılıklı etkileşimi göz önüne almayan ideal dizi manifoldudur.  Yön bulma algoritmalarında anten dizisinin kalibrasyonu hataların azaltılması ve çözünürlüğün yükseltilmesi için önemlidir. Elemanlar arası pozisyon dengesizliği ve elemanlar arası karşılıklı etkileşim kalibrasyon için göz önüne alınan parametrelerdir. Bu konuyla ilgili birçok çalışma vardır. İlk olarak Gupta and Ksienski karşılıklı etkileşimi karşılıklı empedans değerleriyle çıkarmışlardır(Gupta I.J. Ksienski A.K., 1983). Matris kusurlu olduğu için Hui yeni bir matris çıkarmış ve sonra Adve ve Sarkar daha kesin sonuç için yeni matrisler elde etmişlerdir. Bu metot doğru sonuç çıkartabilir ama anten modeli için numerik analiz gereklidir. Kalibre metotları test ortamında S parametrelerinin ölçülmesi ile yapılabilir.  Bir anten dizisinde alınan sinyal söyle gösterilebilir  =CAs+n **(2.32)**  T devrik olmayı, n güç değeri olan gürültüyü temsil eder, A matrisi Nxd boyutludur ve kolonları mode vektörleri olan a(, s ise dx1 sinyal vektörüdür. Karşılıklı empedans matrisi NxN boyutludur ve elemanları etkileşim katsayısıdır.  R kovaryans matrisi olmak üzere H karmaşık eşlenik devrilme işaretidir.  N elemanlı bir dizi N girişli bir devreye benzer. , , karşılıklı etkileşim olmadığı zaman antenler üzerinde akan akım ve ise karşılıklı etkileşim olduğu zaman antenler üzerinde akan akım. , istenilen antenler üzerindeki voltaj değerleridir.  2 girişli devreyi tanımlayan denklemler  = = = = **(2.33)**  Bu denklemleri çözdüğümüzde  = **(2.34)**  Bu formulu N elemanlı bir dizi içn genelleştirirsek  =() **(2.35)**  portlardaki yük empedansı. Z matrisinin köşegen değerleri kendine karşılıklı empedans ve diğer elemanlar birbirleriyle olan karşılıklı empedans değeridir. Böylece ideal durum ile gerçeklenen durum arasında ki bağıntı da empedans değerlerinin olduğu gözlemlenmiştir.  **2.13 Faz Kaydırmalı Devreler**  Genel olarak 3 tip faz kaydırmalı sistem vardır. Bunlar mekaniksel faz kaydırmalı sistem, ferit faz kaydırmalı sistem, yarı iletken cihazlı faz kaydırmalı sistemlerdir. İdeal de faz kaydırmalı sistem iki portludur ve iletim sinyalinin gücü değişmezken fazı değişir. Hat yüklü sistem, anahtarlamalı sistem, yüksek geçiren ve alçak geçiren faz kaydırmalı sistem, Schiffman faz kaydırmalı sistem, yansıma tipi faz kaydırmalı sistem, vektör tabanlı faz kaydırmalı sistem gibi faz kaydırmalı sistem çeşitleri vardır.  Faz değişimli anten dizileri radyasyon yönünü kontrol edebildiği için tercih edilen sistemlerdir. Bu tür anten dizilerinde faz kaydırma devreleri önemli rol oynar. Faz kaydırmalı devre üzerinden geçen sinyalin fazını değiştirerek iletilmesini sağlar. Bu özelliği sağlaması için ferit dalga kılavuzlu faz kaydırmalı devreler en iyi performansı gösterir. Fakat hacimce büyüktür ve diğer sistemlere entegre edilmesi zordur.  Faz kaydırmalı devreler analog sinyaller ya da sayısal bitler ile kontrol edilebilir. Analog faz kaydırmalı devreler voltaj besleme kontrolü ile sürekli değişebilen fazlar sağlarlar. Analog faz kaydırmalı devreler voltaj ile kapasitans değeri değişebilen varaktör diodlar, barium strontium titanate gibi non lineer yalıtkanlar veya ittrium demir garnet gibi ferro elektrik materyaller ile yapılabilir. Faz kaydırıcıların çoğu sayısal olarak kontrol edilen türdendir, çünkü voltaj kontrol hatlarındaki gürültüye karşı daha bağışıklıdır. Sayısal faz kaydırmalı devreler ayrık faz durumlarında işlev görür. Örneğin 2 bit ile olan 0,45, 90 ve 180 derece faz farkları verirken. 4 bit ile çalışan 360 dereceyi 16 faza böler.  Analog faz kaydırmalı develerde düşük iletken kaybı ve düşük maliyet gözlenir. Sayısal faz kaydırmalı devrelerde kontrol hatlarındaki gürültüye bağışıklık, daha düzgün performans, bant boyunca yatay doğrusal faz değişimi ve yüksek güç iletebilirlik gözlenir(Tang Xinyi, 2011). 2.14 Ön Uç Elektroniği Uydudan küresel konumlama sistemleri alıcıları genellikle yüksek frekanslı uydu sinyalleri düşük frekansa çeviren ve bunu bir ya da iki aşamada yapan frekans dönüştürücüleri ve sonrasında analog sayısal dönüştürücüleri bulunan bir elektronik devre zincirini kullanır. Burada sayısal dönüştürücüye kadar olan yere ön-uç elektroniği denir. Alıcı mimarileri, sinyali nasıl işlediklerine bağlı olarak süperheterodin, düşük IF, sıfır IF, ve doğrudan djital(bant geçişli örnekleme) olarak sınıflandırılabilir. Alıcı performans parametreleri hassasiyet, seçicilik, iç modulasyon özelliği, doğrusal olmama durumları, alıcının minimum giriş sinyali gücünü belirlemeye yarayan SFDR( spur free dynamic range) değeridir.  Superheterodin mimarisi klasik bir yapıdır şekil de gösterilmiştir. Yüksek seçicilik, yüksek hassasiyet ve dinamik aralığı nedeniyle birçok iletişim sisteminde kullanılmıştır. Çok standartlı sistemler için esnek değildir, görüntü reddetme ve doğrusal olmayan ürünler için filtre gereksiniminden dolayı entegre devreler için uygun değildir. Ayrıca güç tüketimi fazladır.    **Şekil** 2.13: Superheterodin Ön-Uç elektroniği blok şeması  Bu tür zorlukları kaldırmak için düşük IF ya da 0 IF alıcıları hazırlanmıştır. Şekil 2.11 de gösteriliyor. Böylece imaj problemi tamamen kaldırılmış olur ve böylece filtre kullanımına gerek kalmaz. Bu sistemde ise kazanç RF yükseltici ve sayısal dönüştürücülerin önünde ki yükselticiler ile paylaşılır. Bu yükselticilerin SFDR değerini sağlaması için gerekli kazanç değerleri ile toplam kazanç değerleri arasında doğrusal ilişki yoktur. Fakat en önemli problem karıştırıcının LO sinyali ile tekrar sisteme girerek çıkışta değer vermesidir. Bu çıkışta DC değer oluşmasına neden olur. Sayısal dönüştürücü önündeki yükseltici bu DC değerini yükselterek flicker gürültüsüne neden olur ve alıcıda sinyal bozulmaları gözlenir (Curran J.T., 2018).    **Şekil** 2.14 0 IF ön uç elektoiniği  Ön uç elektroniği anten ile alınan sinyalleri alıcı ünitesi için hazır hale getirir. Uygulamaya bağlı olarak ön uç elektroniğinde analizler ve gereksinimler değişkenlik gösterebilir. Temel olarak RF sinyalinin taban sinyaline dönüştürülmesi sırasında bazı basamaklar kullanılır. Bu basamaklarda filtreleme ve yükseltme, frekans alçaltma, niceleme ve örnekleme işlemleri yapılır.  Filtreleme ve yükseltme: Filtrelemenin düşük gürültülü olarak bant dışı sinyalleri engellemesi sağlanır ve iletim sırasında ki kayıpları engellemek için yükseltme işlemi yapılır. Frekans alçaltma: direk alçaltma ya da hetero dinleme yaparak sinyal frekans kaydırılır. Niceleme ve örnekleme: Bu safhada analog sayısal dönüştürücüler kullanılır ve sayısal değerler elde edilir. 2.15 Alıcı Algoritması Uydudan konumlama sistemleri için sinyal işleme kanallı bir yapıya sahiptir. Bir uyduya kanal tahsis etmeden önce hangi uyduların göründüğünün bilinmesi gerekir. Uyduların tespiti için iki yol vardır bunlar sıcak başlangıç (warm start) , soğuk başlangıç (cold start) yöntemleridir.  Sıcak başlangıçta alıcı almanak bilgisiyle son konum bilgisini saklar. Almanak bilgisi gerçek zamanda tüm uyduların kaba konumlarını hesaplamak için kullanılır. Bu veriler ile birlikte alıcı pozisyonu bir algoritma ile değerlendirilerek hangi uyduların görünebileceğini hesaplar. Bu yöntemde iki ana problem vardır. Alıcı cihaz kapatıldıktan sonra çok uzak mesafelere hareket ederse uydu tahminleri yanlış çıkar. Diğeri ise almanak verileri zaman aşımına uğrayabilir ve doğru uydu bilgileri veremez. Bu iki durumda da soğuk başlangıçla konumlama yapılır.Soğuk başlangıçda alıcı eski verilerden yararlanmaz.  Alıcı kanalında ilk önce uydu sinyal parametreleri tahmin edilir. Bu parametreler iki takip bloğu ile tekrardan ele alınır. Sonra konum bilgisi çıkarılır ve sözde mesafe verisi hesaplanır    **Şekil** 2.15: Alıcı ünitesi sinyal işleme blokları(Kai B., 2007)  Şekil 2.1 de alıcı ünitesi içerisinde sinyalin işlendiği basamaklar gösterilmiştir. Burda ilk önce toplama basamağına gelen sinyyaller işlenerek uydu bilgileri çıkarılır. Daha sonra kod ve faz takibi yapılarak navigasyon bilgisi elde edilmek için sonraki basamağa geçilir. Bu basamaklar alt başlıklarda şöyle izah edilmiştir(Kai B., 2007). 2.15.1Toplama Basamağı Bölmeli Kod Çoklu Erişim yönteminde sinyaller sıklıkla seri aramalı toplama yöntemi kullanır. Konumlama sistemi bu erişim yöntemini kullanır.    **Şekil** 2.16: Seri aramalı toplama blokları (Kai B., 2007)  Seri aramalı algoritmada sinyal önce yapay olarak üretilmiş PRN kodu ile çarpılır ve böylece taşıyıcı sinyal elde edilmiş olur. Daha sonra osilatör vasıtasıyla temel veriler elde edilir daha sonra ise sinyal verileri toplanır çıkan sonucun büyüklüğüne göre sağlıklı uydu sinyali olup olmadığı anlaşılır.    **Şekil** 2.17: Paralel frekans arama toplama bloğu (Kai B.,2007)  Seri aramalı algoritma paralel frekans arama algoritmasına göre daha zaman alıcı bir algoritmadır. Seri olarak muhtemel tüm frekans ve kod fazı değerlerini paralel olarak aynı anda yaptığı için daha kısa sürede işlemini tamamlar.    **Şekil** 2.18: Alıcı ünitesi sinyal işleme blokları (Kai B.)  Paralel frekans arama algoritmasında kod fazları için deneme sayısı frekans için oland:an daha fazladır. Kod fazı deneme sayısı 1023, frekans deneme sayısı 41 dir. Paralel kod faz aramalı algoritma da faz denemeleri paralel olarak yapıldığı için frekans denemesi kadar deneme ile algoritma sonlanır(Kai B.,2007).  Çizelge 2.1: Toplama algoritmalarının işlem süresi ve karmaşıklık tablosu   |  |  |  |  | | --- | --- | --- | --- | | Algoritma | İşlem süresi | Tekrarlama | Karmaşıklık | | Seri aramalı | 87 | 41943 | Düşük | | Paralel frekans arama | 10 | 1023 | Orta | | Paralel kod faz arama | 1 | 41 | Yüksek |   Çizelge 2.1 farklı toplama algoritmalarının işlem kalabalığını ve süresini gösterir. Buna göre paralel kod faz arama algoritması en hızlı algoritmadır. 2.16 **Karıştırıcı, Aldatıcı ve Geciktirici** Küresel Konumlama Sisteminde uydulardan 21000 km uzaklıktan sinyaller -130 dBm civarında alındığı için sinyallerin yansıma ve kırılmalarla veya kasıtlı bir şekilde bozulması kolaydır. Kasıtlı olarak bozulma temelde 2 şekilde yapılabilir. Veri sinyal frekansına yakın frekanslarda sinyal üretip sisteme girmesi sağlanır ve doğru konum bilgisi bastırılmış olur ya da yapay olarak navigasyon sinyalleri oluşturulup alıcınn farklı konumlama sinyalleri alması sağlanarak bu işlemler yapılabilir.  Karıştırma için diğer bir yöntem ise gerçek konum dışı yapay konumlama sinyallerinin alıcıya ulaşmasını sağlamaktır. Bu ya daha önce kaydedilmiş uydu sinyalleri olabilir, ya da uydu sinyalin yapay olarak başka ortamlarda oluşturulması ile olur.  Yazılım Tanımlı Radyo'nun ortaya çıkışından bu yana, GPS simülatörü uygulamaları halkın kullanımına sunuldu. Bu, GPS bozgunculuğunu çok daha erişilebilir hale getirdi, yani sınırlı bir maliyetle ve bir miktar teknik bilgiyle gerçekleştirilebilir.  GNSS bozgunculuğunu önlemenin çeşitli yolları vardır. Bazı donanım ve bazı yazılım tabanlı sistemler zaten mevcuttur. GNSS ekipmanının, donanımda değişiklik gerektirmeyen ve her sistemin değişen GPS alıcılarına ve mimarisine karşı agnostik olan sızdırma saldırılarına karşı direncini artırmaya yönelik basitleştirilmiş bir yaklaşım, sızdırma önleme yazılımı kullanmaktır. GNSS verilerinin işlendiği bir sistemin her hangi bir bölümüne bir anti-virüs çözümüne benzer bir anti-spoofing yazılımı eklenebilir. Böyle kusursuz bir sahteciliğe karşı koruma teknolojisi, yanlış GNSS sinyallerini algılayabilir ve bir sistemin daha sonraki işlemler için fabrikasyon girdiyi kullanmasını uyarabilir veya durdurabilir. 2.17 Yön Bulma Algoritmaları Gelen sinyalin açısını bulma problemi sinyalin frekans spektrumunu tahmin etmeye benzer. Açı analizi için iki ana metot vardır, bunlar parametrik metot ve spektrum tabanlı metot. Spektrum tabanlı metot da sinyalin spektrumu parametrik olarak çizilir. Elde edilen eğri de maksimum noktalar sinyallerin geliş açılarını gösterir. Spektrum tabanlı metot hüzme ayarlamalı metot ve alt uzay tabanlı metot olarak ikiye ayrılır. Işıma ayarlamalı metot da elemanlara farklı ağırlıkta besleme verilerek ışıma açısının döndürülmesi sağlanır. Spektrum tabanlı olanlar geleneksel ve Capon metodu olarak ikiye ayrılır. Bu algoritmalar ile birlikte alt uzay tabanlı algoritmalar aşağıdaki başlıklarda toplanmıştır.  **2.17.1 Minimum tanımlama uzunluğu (Minimum description Length ) algoritması**  İlk olarak uyumsuz sinyal grupları yani frekans sayıları (K), minimum tanmlama uzunluğu algoritması ile bulunur. beyaz Gaussian gürültünün olduğu yerde (Wax et al. 1985) MDL algoritması X(k) nın kovaryans matrisini kullanır ve bu matrisin öz değerleri ile minimize etme işlemi yapar. MDL kriteri 2 basamak ile açıklanabilir.  Kovaryans matrisi  R=E[X(t)] **(2.36)**  Grup numaraları k𝟄(0,1,2….M) olarak belirlenir ve MDL minimize eder.  MDL=-(M-k)log(+ **(2.37)**  kovaryans matrisin özdeğerleri olmak üzere  **2.17.2 Geleneksel Metod**  Bu metod ayrıca Barlett Metodu olarak da bilinir. Alınan sinyal gücü  **(2.38)**  𝜃 gelen sinyal açısını vermekte, a(𝜃) ise yönlendirme açısını temsil etmektedir, R korelasyon matrisi, uzamsal güç hüzmesi ve H da Hermitian devrikliğini temsil eder. Bu denkleme göre theta açısını kaydırarak elde edilen değerlerin maksimumuna denk gelen açı sinyalin geliş açısına denktir. Burada yönlendirme vektörü anten dizisinin yönlendirme vektörüdür. Bu algoritmanın dezavantajları; sinyal seviyeleri ne kadar yüksek olursa olsun aralarındaki açılar yakınsa açıları tespit edemez. Eğer sinyal kaynakları korele ise bu algoritma yetersiz kalır.  **2.17.3 Capon Metodu**  Eğer sinyaller arası açılar yakınsa bu metodu kullanmak avantajlıdır. Bu metot en yaygın kullanılan metottur. Anten dizisi çıkışları şu ağırlık değerleri ile çarpılır(Capon,1969).  k=1,2,3 …. N **(2.39)**  Bu denklemde w=2πsin(𝜃) 𝜃 antenin görüş açısı=d/λ(k-(N+1)/2) x ekseni üzerinde anten konumudur. 𝜃 açısı belli açılar arası kaydırılarak işlem sonucuna bakılır. 𝜃 açısı gelen sinyalin açısına denk gelirse gelen sinyal ile birbirlerinin fazlarını eleyerek tutarlı bir şekilde toplanır. Böylece gelen sinyal yükseltilirken istenmeyen gürültü gibi sinyaller yükseltilmemiş olur. Eğer ağırlık değerleri açıya göre değişiyorsa dizinin çıkış gücü denklem 2.40’da verilen şekilde hesaplanır.  P(𝜃)=E()=()  **(2.40)**  Burada R korelasyon matrisi w ağırlık çarpanıdır. Çıkış gücünü ve problemi çözdüğümüzde aşağıda verilen eşitlikleri elde ederiz.  w=1 **(2.41)**  μ= **(2.42)**  P(𝜃)= **(2.43)**  **2.17.4 Alt Uzay Tabanlı Metotlar**  Bu metot genellikle öz değer ve öz vektör gibi parametreleri kullanarak çözüm üretmeye çalışır. MUSIC algoritması yön bulma algoritmaları içerisinde ilki(Schmidt,1977) ve verilen algoritmalar arasında doğru açı belirleme konusunda en iyisi olarak bilinir. Bu metot gelen sinyalin korelasyon matrisini iki alt gruba böler. Birincisi sinyal grubu ikincisi ise gürültü grubudur. Bu gruplar öz değerleri analiz ederek oluşturulur. Korelasyon matrisini öz degerler ve öz vektörler olarak ayırıp, küçük ve birbirine çok yakın olan öz degerlerin öz vektörleri gürültü grubunu oluşturur. Bu algoritma beklenen sinyalin tüm sinyal grubunun küçük alt kümesinde olarak alır.  Sinyal işlemede yön bulma elektromanyetik bir sinyalin belli bir noktaya ulaşırken belli referansa göre yaptığı açıdır. Açının bulunması için genellikle sensör dizisi kullanılır. Radyo teleskopları uzaya bakacakları açıyı belirlemek için kullanılır ve son zamanlarda kablosuz haberleşmede kullanılmaya başlanmıştır. Mekânsal çeşitlilik yöntemlerine göre kıyaslandığında karmaşıklık açısından ışın düzenleme tercih edilir. Fakat ışın düzenleme yönteminde veri hızı düşüktür.  Yön bulma yönteminde doğruluğun kriterlerini kullanılan sayısal ve analog dönüştürücülerin sapmaları belirler. Aşağıda iki alt başlıkta sinyali gruplara ayıran ve döngüsel değişmezlik özelliğini kullanan ve tezde kullanılan algoritmalar açıklanmıştır. 2.17.4.1 Döngüsel değişmezlik tekniği ile sinyal parametresi belirleme (Estimation of Signal Parameters via invariant technique) Döngüsel değişmezlik yönteminde, dizi alt gruplara ayrılır ve grupların oluşturduğu sinyal matrisleri arasındaki bağıntıdan gelen sinyallerin yönleri bulunur. N elemanlı bir dizi düşünelim bu dizinin 1. Elemanından sondan bir önceki elemanına kadar olan veri matrisi ile 2. Elemanından son elemanına kadar olan veri matrisi arasında dögüsel değişmezlik denilen bir bağıntı vardır. Çünkü burada alınan sinyaller faz kaydırılarak tekrar elde edilmiş oluyor.  Alınan sinyallerin matrisinden korelasyon matrisi elde edilir. Bu korelasyon matrisi tekil değer ayrıştırması (singular value decomposition) yöntemi ile ayrıştırılır ve elde edilen matrisin birinci ve sondan bir önceki satırndan oluşan matris ile ikinci ve sondaki satırından oluşan matris arasında bağıntıyı veren matris gelen sinyallerin yönleri hakkında bilgi verir.  Dairesel dizilmiş anten dizilerinde döngüsel değişmezlik kuralı geçerli değildir. Doğrusal dizilmiş anten dizilerinde bu algoritma geçerlidir. Bu nedenle dairesel dizilmiş anten dizilerinde sanal olarak doğrusal dizilmiş anten dizileri alt gruplara ayrıştırılır.    **Şekil** 2.19: dairesel diziden doğrusal diziye çeviri  Dairesel dizilmiş anten dizilerinde ESPRIT algoritması kullanılması için uzaysal düzleştirme (spatial smoothing) yöntemi en iyi yöntemlerden biridir. UCA-ESPRIT algoritması ESPRIT algoritmasından farklıdır. ESPRIT algoritmasında döngüsel değişmezlik kuralı uygulanırken UCA Esprit faz beslemelerden ve özyinelemeli Bessel fonksiyonlarından yararlanır. (Kareem A., 2005)  **(2.44)**  .  **(2.45)**  **(2.46)**  m dereceden 1. Bessel fonksiyonlarıdır.  T=JF **(2.47)**  Denklem 2.47’de dönüşüm matrisi elde edilmiş olur.  X=TX, N=TN, A=TA, a(Φ)=T a(Φ) dönüşümleriyle dairesel dizi sanal doğrusal dizi verilerine dönüşmüştür.  .  Düzgün daires.el anten dizisi için dizi çarpanı  . **(2.48)**  . k=2π/λ, , **(2.49)**  n’ninci elemanın .besleme ve açısal konumudur.  .  **(2.50)**  k ıncı sinyalin rady.al frekansı olmak üzere K tane sinüs sinyalinin Vandermonde matrisi .  A=[ ….. ] **(2.51)**  olmak üzere bu matrisi iki matrise aşağıdaki gibi ayıralım  =[0] A **(2.52)**  =[0 ] A **(2.53)**  Bu iki matris aşağıdaki gibi bir bağıntıyla eşleşebilir.  =H **(2.54)**  Burada H matrisi matrisini döngüsel olarak hareket ettirerek matrisine çevirir.  diag(H)=[ 1 …….. ] **(2.55)**  ESPRIT algoritması alınan verinin kovaryans matrisinde bu döngüsel bağıntı kullanılarak oluşturmuş olur. 2.17.4.2 Çoklu Sinyal Sınıflandırması Algoritması (MUSIC algorithm) Alınmış olan veriler bilgi sinyallerini ve gürültüyü içerir. MUSIC algoritması ile bu iki bileşen ayrıştırılır. Alınmış olan veri matrisinin korelasyon matrisi elde edilir. Elde edilen bu matrisin özdeğerlerinde küçük olanlar gürültüyü temsil eder. Bu özdeğerlere karşılık gelen özvektörler anten yönelim vektörü ile nokta çarpımı yapılır ve hangi açılarda küçükse o açılarda sinyal geldiği anlaşılır. Burada gürültü sinyallerinin gelen veri sinyallerine dik olması göz önüne alınmıştır. Bu nedenle iç çarpımın küçük olduğu açılar gürültü vektörlerine dik olduğu açılar olarak tanımlanır ve gelen sinyallerin yönleri bulunur. w frekanslı p tane üstel fonksiyondan oluşan x matrisi alınan sinyalleri temsil etmektedir.  x=As+n **(2.56)**  Algoritmanın uygulanmasındaki basamaklar  1: Antenlerde elde edilen sinyaller matris haline getirilir ve kovaryans matris bulunur.  **(2.57)**  K alınan veri sayısı olmak üzere.  2.Kovaryans matrisinden özdeğer ayrıştırması yapılır. Özdeğerler büyüklük sıralamasına göre sıralanır.   1. Kaynak sayısı M olmak üzere ve N tane özdeğer içerisinde N-M tane en küçük olan özdeğerler ve buna karşılık gelen öz vektörler bulunur. 2. MUSIC algoritması aşağıdaki denkleme göre sonlanır ve bu denklemde açıya bağlı olan grafikte maksimum noktalar gelen sinyallerin açılarını göstermektedir.   ) **(2.58)**  ) yönelim vektörüdür. 2.18 YÖN DEĞİŞTİRME ALGORİTMALARI Rayleigh kriterine göre bir antenin yönlülüğü, yaydığı radyo dalgalarının ışının açısal genişliği, radyo dalgalarının dalga boyunun antenin genişliğine bölümüyle orantılıdır.  Yön değiştirme algoritmaları veya uzaysal filtreleme sensor dizisinin belli bir yönde sinyal alması veya göndermesi için kullanılır. Anten elemanlarının besleme fazları ve büyüklükleri değiştirilerek anten dizisinin aldığı ya da verdiği sinyal yönü değiştirilebilir.  Analog ve sayısal yön değiştirme algoritmaları bulunmaktadır. Sayısal yön değiştirme algoritmaları alıcıların sinyallerini paralel olarak işler ve çıkısında birçok farklı sinyali alabildiği için avantajlıdır. Uzaktaki objeler için uzun süreli, yakın ama hareketli cisimler için kısa süreli sinyal işlemlerini yapabilir. Bu kolaylıklar analog alıcılar için geçerli değildir. Her bir kombinasyon için farklı devre gerektirdiğinden sistem karmaşık ve verimsizdir. Devre elemanlarını fazla olması ve karmaşık olması gürültü değerinin de artmasına ve böylece sinyal bozulmalarına neden olur.  LMS ve CMA algoritmaları genel olrak kullanılan ışın düzenleme algoritmalarıdır.  LMS algoritmasına göre  W(n+1)=w(n)+μ[-j(n)] **(2.59)**  μ yakınsamanın hızını gösteren basamak miktarıdır ve 0 ile 1 arasında değişir. Anlık gradyantlardan oluşan bir matris olarak gösterilir.  CMA algoritması LMS algoritmasına benzer, ama hata hesaplarken farklılık gösterir. Kör metod olduğu için herhangi bir referansa ihtiyaç duymaz. 2.19 Aldatıcı Algılama Aldatıcı algılama için genel olarak 3 yaklaşımdan söz edilebilir.   1. Kriptografik Yöntemler 2. Bozulma Tespiti   Varış Yönü algılama  Kriptografik yöntemler UKKS sinyallerini şifreleme yöntemiyle doğrular. Alınan sinyalde bir bozulma tespit edilirse aldatma işlemi olduğu kanısına varılır. Bozulma aldatıcı sinyalin sisteme entegre olmasıyla başlar. Sinyalin fazı ve büyüklüğü değişir. Bozulma algılama temel donanımın değişemsine neden olur ve sadece aldatıcı sinyalin başlangıcını algılarsa başarılı olur. Varış yönü algılama yönteminde birden çok alıcı anten kullanılarak gelen sinyalin yönü tespit edilir. Uydu sinyalleri genel olrak yüksek yatay açılarda ve bir den çok açılarda sisteme ulaşır. Herbir uydu için bir sinyal vardır ve bunun geliş açısı diğerlerinden farklıdır. Eğer algılanan uydu sinyalleri tek bir açıdan geliyorsa bu aldatıcı sinyal olduğu anlamına gelir(Laverty D.M., Kelsey C., O’Raw J.B., 2022). 3.YÖNTEM Bu bölümde tezde bulunan tasarımların teorik bilgileri ile birlikte teknik detayları verilmiştir. 3.1 ANTEN TASARIMI Anten tasarımında akım ve ürettiği elektrik ve manyetik alanlar göz önüne alınmalıdır. Burada konuma göre akım dağılımı antenin hangi açıda hangi polarizasyonda elektrik ve manyetik alanlar üreteceğini belirler. Maxwell denklemlerindeki akım ve alan bağıntıları ile bu problem çözülür. Herhangi bir antenin ışıma görüntüsü üzerindeki akım dağılımı ile bulunurken, eğer istenilen özelliklerde bir ışıma isteniyorsa, akım dağılımını ayarlamak için geometrik olarak anteni tasarlamak gerekir.  Bir akım dağılımının ürettiği alanların hesaplanmasını temel alan anten tasarım problemlerinde gerekli parametreler şöyle hesaplanır,  **(3.1)**  **(3.2)**  A manyetik vektör potansiyel olmak üzere, denklem 1 e göre H’ın yakınsaması 0 olduguna göre H döngüsel bir yapıya sahiptir. Bu nedenle denklem 2 deki gibi bir vektör potansiyelin kıvrımı olarak yazılabilir.  Maxwell denklemlerine göre  **(3.3)**  Denklemi elde edilir. Denklem 3’de parantez içerisinde ki terimin kıvrımı sıfır olduğuna göre bu terim için koruyucu denebilir ve durağan elektrik alan gibi davranır.  **(3.4)**  Kıvrımı sıfır olan terim başka bir değişkenin gradyanı olarak yazılabilir.  **E=- (3.5)**  Elektrik alan denklem 5 gibi yazılabilir**.**  **(3.6)**  Manyetik alanın kıvrımının elektrik alan ve akım yoğunluğu cinsinden formulu denklem 6’da verilmiştir.  **(3.7)**  **veya**  **(3.8)**  **Lorentz şartı**  **(3.9)**  Böylece  **(3.10)**  **(3.11)**  Elektrik alan manyetik vektör potensiyeli ve elektrik alan potansiyeli cinsinden denklem 3.11’de verilmiştir.  **(3.12)**  **(3.13)**  Akım yoğunluğunun manyetik alan vektörü cinsinden formulu denklem 14, 15 ve 16 gibi yazılabilir.  **(3.14)**  **(3.15)**  **(3.16)**  Denklem 3.14, 3.15 ve 3.16 x,y, ve z yönlerindeki akımları manyetik vektör potansiyeli cinsinden göstermiştir.  **(3.17)**  **(3.18)**  **(3.19)**  Denklem 3.19 ile manyetik vektör potaniyeli, akım yoğunluğu cinsinden çıkarılmıştır.  Anten Radyasyon alanları hesaplama basamakları  1.Anteni geometrisi ile uygun bir koordinat sistemine yerleştirmeli. Manyetik vektör potensiyeli bulmak için konuma göre kaynaktaki akım dağılımı ve uzak alan değerlerine ihtiyaç vardır. Akım dağılımına göre manyetik vektör potansiyeli denklem 75’de verilmiştir.  2. Manyetik vektör potensiyeli bulduktan sonra bu değer ile elektrik alan E değeri bulunur.  **(3.20)**  3. Yüzeysel alan yaklaşımına göre manyetik alan değeri denklem 77’e göre hesaplanmıştır.  **H= (3.21)**  Uzak alan manyetik alan ve elektrik alan bulunduktan sonra antenin açıya bağlı ışıma deseni elde edilir ve bununla birleikte kazancı, yönlülüğü, yarım güçışıma açısı gibi anten parametreleri belirlenir.  **3.1.1 Anten Tasarımı 1**  1954 yılında Edwin Turnur çift kutuplu antenleri kollarını düz bir şekilde bırakmak yerine etrafında dolayarak sarmal bir yapı elde etmiştir Bu tip antenlerin geniş bantlı dairesel polarize özelliklerinden dolayı bu tezde kullanılmasına karar verilmiştir. . Bu nedenle sarmal antenin kollarını polar koordinatlarda ve polar fonksiyonlar ifade edilmiştir.  Log periyodik veya eş açılı sarmal antenin her bir kolu  **(3.22)**  Archimedean sarmal antein herbir kolu  **(3.23)**  sarmalın yarıçapı doğrusal olarak oranında artar.  sarmal antenin merkezinden itibaren başlangıç yarıçapı, a sarmal döndükçe büyüme katsayısıdır genellikle 0.22 değerini alır bu sayı büyüdükçe anten çift kutuplu anten gibi çalışmaya başlar. . Tüm sarmal yarı çapı olmak üzere sarmalın en dış çevresinin uzunluğu olmak üzere  **(3.24)**  Sarmalın düşük band frekansı bulunur. Pratikte alt band sarmalın kolları ucu açık olduğu için beklenenden yüksek çıkabilir. Bunu önlemek için uçlarına resistif yük bağlanabilir ya da iletkenliği düşürücü ek eklenebilir(web adresi). Üst band frekansı ise iç yarıçapının dalga boyunun dörtte biri kadar olduğu duruma göre hesaplanır. İç yarıçapı çift kutuplu antenin kolları gibi davranır ve bu değer her bir kol için dalga boyunun dörtter biri kadardır.  **(3.25)**  Pratikte üst frekans beklenenden düşük çıkabilir. Bunu nedeni genellikle besleme alanı etkisinden kaynaklanır(web adresi). Archimedean tipi spiral antenlerde hat kalınlığı ile hatlar arası boşluk kendini tamamlayıcı özelliğinden dolayı aynıdır. İdeal olarak bir spiral antenin giriş empedansı 188.5 ohm’dur. Bu değer Babinet’s prensibiyle bulunur(Virginia tech,2022).  **(3.26)**  antenin etrafını sarmalayan ortamın karakteristik empedansını temsil ediyor. Havanın empedansı 377 ohm olduğu için tipik olarak bir sarmal antenin giriş empedansı 188.5 ohm’dur.  Pratik te sınırlı boyutlarda olduğu için giriş empedansı 188 ohm’dan küçüktür.  Spiral yapıdaki antenin boyutları denklem 83’e göre ;  **(3.27)**  w sarmal yapının hat kalınlığı, s sarmal yapıda hatlar arası boşluk, N sarım sayısı.    **Şekil** 3.1: PLA malzemesi ile yapılmış dairesel polarize anten( h= h=35 mm =65 mm)  Spiral yapıda olan radyasyon kısmı içerden dışa doğru yüksek frekansdan alçak frekansa doğru bant genişliği sağlar. Bu nedenle anten tabanı olan PLA yapının merkezinde bir koni vardır. Bu koni sayesinde yüksek frekanslarda düşük anten yüksekliği sağlarken düşük frekanslarda yüksek anten yüksekliği sağlanmış olur. Bununla anten kazancının lineer olması yani frekansa bağlı olarak değişmemesi sağlanır. PLA malzemenin en dış kısmında bulunan basamaklar düşük bantta bozulmuş olan eksenel oran değerini düzeltir.  Şekil 3.1’e göre anten radyasyon yapan iç içe konmuş sarmal bir yapı ve altında PLA malzemesi ile oluşturulan yapı sayesinde radyasyon yapan kısım ile yansıtıcı arasındaki boşluk kısaltılmış oldu aynı zamanda üzerindeki koni boşluğu faz ayarlaması yaparak bant boyunca düzgün kazanç değeri elde etmeyi sağlamıştır. Sarmalın iç yarıçapı üst bant limitini, dış yarıçapı ise alt bant limitini belirlemektedir. Bu nedenle koni iç kısımlarla dış kısımlardaki elektriksel uzunluğunun aynı kalmasını sağlamaktadır. Üzerindeki basamaklar ise eksenel oranda ayarlama yapmak için kullanılmıştır. Çünkü basamak olmadan düşük frekanslarda eksenel oran 3 dB’nin biraz üzerine çıkmaktadır. Basamağın çemberin en dış kısmında bulunması düşük frekanslarda eksenel oranın düzelmesini sağlamıştır.    **Şekil** 3.2: Gerçekleştirilmiş dairesel polarize geniş bantlı anten  Şekil 3.2’deki antende radyasyon yapan kısım fr4 malzeme üzerine sarmal hatların yerleştirilmesi ile oluşturulmuştur. Altındaki ise 3 boyutlu yazıcı ile PLA ) malzemesinden oluşturulmuştur.    **Şekil** 3.3: Archimedean Sarmal Anten  Şekil 3.3’da olan fr4 malzemesi üzerinde iç içe sarılmış archmeden sarmal anten bulunmaktadır. Bu anten sisteminde hava boşluğu kullanıldığı için radyasyon yapan kısmın altındaki boşluk alt band dalga boyunun dörtte biri kadardır.  Çizelge 3.1: Anten karşılaştırma   |  |  |  | | --- | --- | --- | | Antenler | Yükseklik (mm) | Boyut (mm) | | Şekil 3.2 anten | 35 mm | 60 mm x 60 mm | | Şekil 3.3 anten | 60 mm | 80 mm x 80 mm |   Çizelge 3.1’de gösterildiği gibi hem anten boyuları hem de anten yüksekliği küçültülerek daha önceki(şekil 3.3 anten) anten tasarımına göre geliştirtirilmiştir. 3.1.2 Anten Tasarımı 2 Aynı performansı gösteren daha küçük anten tasarımı için çalışılmaya devam edilmişş ve yeni anten tasarımına geçilmiştir. 2. Anten tasarımında frekans seçici yüzey, yapay manyetik yüzey ve radyasyon sarmal iletken kullanılmıştır. Teorik bilgiler bu bölümler izah edilmiş ve tasarım açıklanmıştır.  **3.1.2.1 Frekans Seçici Yüzey**  Frekans seçici yüzeyler istenilen frekansta sinyalleri iletmesi yada durdurması nedeniyle filtre olarak kullanılır. Yapay manyetik yüzey gibi, yüzeyinde bulunan iletken şekiller sayesinde yüzeyde frekansa bağlı farklı empedans özelliği gösterir.    **Şekil 3.4**: İletken yüzeyin ada şeklinde sıralanması ve ızgara şeklinde olması ile oluşan filtre tipleri  Şekil 3.4‘te görüldüğü üzere metal parçası aralarında ki boşluklar sayesinde kapasitif etki oluşturmuştur ve kendisinden dolayı bir direnç değeri vardır. Seri RC devresi giriş ve çıkış kapıları arasında yüksek geçiren filtre gibi çalışır. Ama yüzey seri R-C devresi ise yüksek frekanslı sinyalleri kendi üzerinden geçirir düşük frekanslı sinyallere etki etmez. Bu nedenle düşük frekanslı sinyalleri geçiren bir yüzey elde dilmiş olur. Izgara şeklinde olan yapıda induktif etki fazladır ve R,L devresi olarak temsil edilebilir. R-L devresi düşük geçiren bir filtredir ama yüzey bu şekilde ise düşük frekanslı sinyalleri kendi üzerine toplar ve yüksek frekanslı sinyallerin geçmesini sağlar.  Tasarımmızda düşük geçiren frekans seçici yüzey kullanılmıştır. Burada kapasitif etki oluşturan metalik adalar arasında ki boşluk 1 mm olarak ve adalar 6 mm olarak hesaplanmış bu sayede 1.7 Ghz ve altındaki sinyaller için geçirgenlik özelliği kazandırılmıştır.  **3.1.2.2 Yapay Manyetik Yüzey**  Yapay manyetik yüzey yüksek empedans değerinde olduğu için gelen sinyallerin elektrik alan bileşenleri ters dönmeden geri yansır. Elektrik alan yüzeysel bileşenleri 0 değildir. İletken bir yüzey yansıtıcı olarak kullanıldığında dalga boyunun dörtte biri kadar boşluk bırakılır faz farkını kapatmak için. Yapay manyetik yüzeyler için bu sorun kalkmıştır.    **Şekil** 3.5: Yapay manyetik yüzey şekli ve eşdeğer devresi  Şekil 3.5’de gösterildiği gibi metal parçalar aralarında kapasitif etki göslenir. Toprakla bağlı olan kısım ise induktif etki vardır. Bu nedenle yapay manyetik yüzey L-C devresi olarak gösterilebilir.    **Şekil** 3.6: sinyalin farklı yüzeylerde yansıması  Şekil 3.6’da iletken yüzeyden ve yapay manyetik yüzeyden yansımalar gösterilmiştir. Dalga boyunu dörtte birinden daha az boşluk olursa sinyal sönümlenmeye başlar  Tasarımızda fyapay manyetik yüzey atrafında frekans seçici yüzey olamsı ve üstte radyasyon yapan kısım yakın olması nedeniyle teorik olarak hesaptan farklı boyutlardadır. Çünkü dişğer parçalar ile etkileşime giriyor. Tasarımızda yapay manyetik yüzey adalar 5 mm boyutlarında ve aralarında 1 mm kadar boşluk vardır.  **3.1.3.2.3 Anten Simulasyon ve Gerçeklenmesi**  Performansı artırmak amacıyla ikinci bir anten tasarlanmıştır. Bu anten de de sarmal yapı kullanılmıştır. Sarmal yapının denklemleri bir önceki anten tasarım denklemleri ile aynıdır. Yalnızca alt band ve ust band frekası teorik olrak hesaplanadan farklılaştırılmıştır. Yan taraflarda bululnna frekans seçici yüzey ve altında bulunan yapay manyetik yüzey frekansta değişimlere neden olmuştur. Altında bulnan yapay manyetik yüzey antenin radyasyon yapan kısmı ve yansıtıcı arasında ki boşluğu küçültmüştür. Yan taraflar da bulunan frekans seçici sayesinde anten daha küçük boyutlarda eski performansını korumuşturç Yan duvarlardaki frekans seçici yüzey özellikle küresel konumlama bandı olan 1.1. GHZ 1.61 GHz aralında ki sinyalleri seçerek dağılmalarını engellemiş aynı zamanda antene sanal olarak büyüklük vererek teorikte olması gereken boyutlarda gibi radyasyon yapmaya başlamıştır.    **Şekil** 3.7: Kavite içerisinde anten tasarımı  Şekil 3.7’de ki gw,gl değerleri küresel konumlama bandında sinyalleri geçirmesi için optimize edilmiştir. Wl,sl değerleri radyayon yapan sarmalın kalınlığı ve arasında ki boşluk değerini gösterir. Bu değerler maksimum kazanç için 1 mm olarak hesaplanmıştır.    **Şekil** 3.8: Gerçekleştirilmiş kavite anteni  Altındaki yapay manyetik yüzey yansıma katsayısı yüksek yüzey empedansı gösterdiği için 1’dir ve bu sayede maksimum kazanç elde etmek için bırakılan dalga boyunun dörtte biri kadar olan boşluktan daha az bir boşluk yeterli olmaktadır. Yanlarında bulunan frekans seçmeli yüzey üzerine gelen sinyalleri yanlara saçılmasını engelleyerek toplayıcı olarak çalışır ve bu sayede kazanç artmış olur aynı zamanda anten boyutu küçültüldüğünde büyük olanla aynı performansı gösterir.    **Şekil** 3.9: Yapay manyetik yüzey üzerine sarmal anten sistemi  Şekil 3.9’da sarmal anten yapay manyetik yüzey üzerine yerleştirilmiştir. Burada antenin boyutları aynı kalmıştır, yükseklik 40 mm kadar olmuştur. Yapay manyetik yüzeyin gösterdiği yüksek empedans sayesinde yansıyan sinyaller 180 derece faz farkı ile geri yansımaz bu nedenle yükseklik bu faz farkını kapatmak için daha kısa olur.  Çizelge 3.2: Anten boyut karşılaştırma   |  |  |  | | --- | --- | --- | | Anten | Boyut | Yükseklik | | Şekil 3.6 | 80mmx80mm | 60mm | | Şekil 3.11 | 60mmx60mm | 35 mm | | Şekil 3.12 | 80mmx80mm | 40mm |   Çizelge 3.2 yeni tasarlanmış kavite içerisinde ki anten ile yapay manyetik yüzey üzerinde ki sarmal anten ve iletken üzerinde ki sarmal anten boyut parametreleri bulunuyor. Kavite içerisindeki anten diğer iki anten boyut performansını karşılamaktadır.  Tasarlanan antenler ile anten dizileri oluşturma aşamasına geçilmiştir.İlerleyen bölümlerde dizi bilgileri verilmiştir. 3.2 Anten Dizi 1 PLA malzeme ile üretilmiş antenler anten dizisinde kullanılmışır. Her bir eleman karenin köşelerine yerleştirilmiştir. Aralarında ki boşluk ise alt bandın dalga boyunun 0.75 katı kadardır. Bu değer de antenler arasında kuplaj değeri oldukça düşüktür ve antenlerin radyasyon şeklini etkilemez. Dizide 4 eleman seçilmesinin sebebi alıcını 4 girişli olmasıdır. Bilgisayar ile anten arasında ön-uç elektroniğini oluşturan NI USRP 2901 alıcıları hebiri 2 verici ve 2 alıcı kapısından oluşmaktadır. Bu sistemde 2 tane USRP cihazı kullanılmıştır ve bu cihazlar senkron hale getirilerek 4 antenini çıkış verileri bilgisayara aktarılabilmiştir.  **Şekil** 3.10 Tasarlanan Anten dizisi  PLA tabanla yapılan antenler ile şekil 3.10’daki gibi 4 elemanlı bir anten dizisi oluşturulmuştur. Bu anten dizisi ile anten boyutları daha küçük olduğu için birbirleriyle olan etkileşim azalmıştır ve bu sayede ışıma yönü değiştirildiğinde bozulma oranı azalmıştır. Anten 1 ile yapılan anten dizisi 115 mm yarı çaplı çember üzerine sıralı biçimde yerleştirilmiştir. Burada antenlerin altında bir besleme ağı kullanılmamıştır. Çünkü her bir anten bir ön uca bağlanarak sinyalin alıcıya ulaşması sağlanmıştır.    **Şekil** 3.11 Anten dizisi (Yiğit O., 2014)  Şekil 3.11’de sarmal yapıda antenler altında iletken yansıtıcı yerleştrirlerek oluşturulmuştur. Herhangi bir yapay manyetik yüzey, frekans seçici yüzey ve yalıtkan malzeme kullanılmadığı için en sade haldedir.  metin, sarı, fan içeren bir resim  Açıklama otomatik olarak oluşturuldu  **Şekil** 3.12:AMC tabanlı gerçekleştirilmiş anten dizisi  Çizelge 3.3: Anten dizileri karşılaştırması   |  |  |  | | --- | --- | --- | | Anten | Boyut (mm) | Yükseklik(mm) | | Şekil 3.11 | 400 mmx 400mm | 35 mm | | Şekil 3.10 | 230 mm x 230 mm | 35 mm | | Şekil 3.12 | 400 mm x 400mm | 65 mm |   Çizelge 3.3 tasarlanmış anten dizilerinin boyutlarını gösteriyor. Şekil 3.13 anten dizisi diğer iki anten dizisinden boyut performansı olarak daha iyidir. 3.3. Faz Kaydırmalı Devreler Ferit malzeme ile yapılmış analog faz kaydırmalı sistem ve 4 çıkışlı anahtarlarla yapılmış faz kaydırmalı devreler şekildeki gibidir. Bu sistemler tasarımın ölçülmei ve analizinde kullanılmamıştır. Alternatif olarak antenlerden gelen frekansı düşürülmemiş sinyallerin fazlarını değiştirmek için kullanılabilir. 4 bitlik olan faz kaydırmalı devrede ise teoride 360 dereceyi 16 parçaya böler. Analog olan ise 100 Gauss ve 1300 Gauss arasında 360 derece faz kaydırma işlemini gerçekleştirir. Analog faz kaydırmalı devrede ferit malzeme üzerine 2 dalga boyu uzunluğu kadar hat çekilmiştir. Böylece 360 derece faz farkını feritin manyetik alana karşı gösterdiği hassasiyet ile sağlamıştır. Ferit malzemenin manyetik geçirgenliği değiştiği için malzemenin üzerindeki hattın elektriksel uzunluğu değişmektedir.    **Şekil** 3.13: Manyetik alan şiddeti ve manyetik alan yoğunlu grafiği  Ferit malzemelerin şekil 3.13’deki gibi manyetik alan şiddeti ve yoğunlu eğrisi doğrusal olmadığıiçin için manyetik geçirgenlik sabit değildir. Bu nedenle dışardan uygulanan manyetik alan değiştikçe manyetik geçigenlik diğişir. Sinyalin hızı olduğu için geçirgenlik katsayısı değiştiğinde hızı da değişir bu faz değişimine neden olur. Şekil 3.14’de ferit malzeme üzerine yapıştırılmış 40 cm uzunluğunda bakır şerit bulunmaktadır. Uzunluk iki dalga boyu kadar olduğu için fazdaki kaymalar daha hassas gözlenebilmektedir.    **Şekil** 3.14Ferit malzeme ile oluşturulan faz kaydırmalı sistem  Çizelge 3.4’te analog tasarlanmış olan faz kaydırmalı devrenin farklı manyetik alan şiddetine karşı gösterdiği faz değişimlerini göstermiştir.  Çizelge 3.4: Ferit faz kaydırma sisteminin manyetik alana karşı gösterdiği faz farkı   |  |  |  |  |  |  | | --- | --- | --- | --- | --- | --- | | **Manyetik alan Gauss** | **Faz (derece)** | **Manyetik Alan**  **Gauss** | **Faz**  **(derece)** | **Manyetik Alan**  **Gauss** | **Faz(derece)** | | 100 | 10 | 600 | 130 | 1100 | 255 | | 200 | 20 | 700 | 145 | 1180 | 275 | | 300 | 40 | 800 | 165 | 1220 | 300 | | 400 | 60 | 900 | 195 | 1260 | 315 | | 500 | 80 | 1020 | 230 | 1300 | 335 |   Şekil 3.15 ve 3.16’da ise faz kaydırmlı devrenin simulasyon görüntüsü bulunmaktadır. Bu simulasyonlarda her bir yol için ayrı ayrı faz değerleri çıkarılmıştır.    **Şekil** 3.15: 4 bitlik sayısal faz kaydırmalı devre ön yüzü    **Şekil** 3.16**:** Sayısal faz kaydırmalı devre arka yüzü  Şekil 3.17’de faz kaydırmalı devre FR4 malzeme ile üretilmiştir.    **Şekil** 3.17**:** Gerçekleştirilmiş 4 bitlik sayısal faz kaydırmalı devre  Çizelge 3.5: Yolların faz farkı değerleri   |  |  |  |  |  |  |  |  | | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | | **Yol** | **Faz** | **Yol** | **Faz** | **Yol** | **Faz** | **Yol** | **Faz** | | **1-1** | 0 | 2-1 | 25 | 3-1 | 125 | 4-1 | 245 | | **1-2** | 4 | 2-2 | 45 | 3-2 | 150 | 4-2 | 300 | | **1-3** | 8 | 2-3 | 60 | 3-3 | 180 | 4-3 | 315 | | **1-4** | 16 | 2-4 | 90 | 3-4 | 210 | 4-4 | 345 |   Sayısal faz kaydırmalı devre 2 bölümden oluşur. 2 bölüm arasında da bir giriş ve dört çıkışlı bir anahtar bulunur. Yani faz kaydırma işlemi birinci bölümde ki hat ile ikinci bölümde ki hattın toplamı kadar olur. Çizelge 3.5’de ise bu yolların numaraları ve yanında toplam faz kayması verilmiştir.  **3.4 Karşılıklı Etkileşimlerin Hesaplanması ve Anten Dizi Radyasyon Hüzmesine Uyarlanması**  Teorik olarak antenler arasında oluşan etkileşim daha önceki bölümlerde verilmiştir. Bunlar indüklenmiş voltaj hesabı, nümerik hesaplardır. İndüklenmiş voltaj hesabında açık devre kabul edilen antenlerin akımlarının diğer antenlerde oluşturduğu voltaj ile hesaplanır. Numerik hesaplamalar ise sınır değerler göz önüne alınarak Maxwell denklemlerine göre akım ve alan dağılım hesaplanmaktadır.  Test ortamında ağ analizör ve verici olarak referans anten kullanılarak anten dizisinde karşıklı etkileşim matrisi elde etmek için aşağıdaki basamaklar izlenir. Daha detaylı verilen basamaklar kısaca antenlerin kendi konumlarında iken izole haldeki S21 değerleri ile etkileşim halde iken S21 değerlerinin oranından etkileşim matrisi hesaplanır. S21 değeri ise verici olarak kullanılan referans anten ile alıcı olrak anten tasarımı arasında ki sinyal iletimi ile hesaplanır.  **3.4.1 Deneysel Basamaklar**  İletim yapan LPDA anteni ile anten dizisindeki bir anten elemanı ağ analizörün girişlerine bağlanır. Ölçülen değeri ve değerlerinin oranıdır. vericinin ilettiği gücün karekökü ise alıcının aldığı sinyal gücünün kareköküdür. Burada V alıcının terminalinden görülen voltaj değeri ve ise karakteristik empedans olan 50 ohm değeridir. Terminal voltaj olan V = olarak ifade edilebilir. ve sabit olduğu için V değeri tamamen değeriyle orantılıdır(Khan 2021).  Tek kaynaklı yön bulma ölçümü için  1 Alıcı ve verici antenler yansıma ve gürültünün olmadığı bir ortamda karşılıklı olarak yerleştirilir.  2 Verici ile alıcı arası mesafe uzak alan ışıması için yeterli olması gerekir.  3 Verici ağ analizörün 1. Terminaline ve 2. Terminale de alıcı dizisindeki bir anten bağlanır diğer dizideki antenler 50 ohm ile sonlandırılır.  4.Ağ analizörün 2. Portuna sırayla diğer alıcı antenler bağlanarak değerleri ölçülür.  5 Aynı ölçümleri dizideki diğer alıcı antenler olmadan bir daha ölçülür buna izole halde anten ölçümleri de denir.  6 Yukardaki tüm basamaklar diğer geliş açıları için teker teker ölçülür ve açıya bağlı ayrışma matrisi elde edilir. Bu matris yön bulmada kullanılan ESPRIT algoritmasına uyarlanır.  Yukarıda bahsedilen basamaklar sistemdeki antenlerin lineer polarize olduğu varsayımı ile oluşturulmuştur. Konumlama sinyalleri dairesel polarizedir ve alıcı antenler dairesel polarize olarak tasarlanır. Dairesel polarizasyonun yatay ve dikey bileşenleri olarak ikiye ayırırsak ve bu bileşenlerin arasında 90 derece faz farkı olduğu göz önüne alındığında ölçümlerde verici olarak dairesel polarize anten ya da lineer polarize anten kullanılcak sa yatay ve dikey olarak iki ayrı ölçüm alınıp bunların dairesel polarize sonuç almak için toplamalıyız. Yani yatay ve dikey bileşenlerinin toplanması gerekir.  Yaptığımız ölçümlerde ve simülasyonlarda yatay ve dikey olarak iki ayrı ölçüm alınmıştır ve bu sonuçlar toplanmıştır, ayrıca verici olarak dairesel polarize anten kullanılarak tekrar ölçüm alınmış ve sonuçlar kıyaslanmıştır.        **Şekil** 3.18: İzole halde dizideki anten ölçümleri a) anten1(sol ust) b)anten2(sağ ust) c)anten3(sol alt) d)anten4(sağ alt)  Şekil 3.18’de antenler izole hale getirilip konumları aynı kalacak şekilde ayrı ayrı S21 değerleri ölçülmüştür. Bu değerler ile izole voltaj matrisi oluşturulmuştur.      **Şekil** 3.19: Karşılıklı etkileşim altında olan dizideki anten ölçümleri a) anten1(sol üst) b)anten2(sağ üst) c)anten3(sol alt) d)anten4(sağ alt)  Şekil 3.19’de etkileşim altında bulunan antenler biri alıcı diğerleri 50 ohm ile sonlandırılmak üzere voltaj değerleri ölçülmüştür. Böylece etkileşimli voltaj matrisi elde edilmiştir.  Ayrıştırma matrisi hesaplanması için etkileşimli sistem voltajı ile izole halde voltaj arasındaki bağıntı aşağıdaki formüle göre hesaplanır.  = **(3.27)**  : Ayrıştırma matrisi ,: Etkileşim altında antenlerin aldığı voltaj değerleri ,: İzole edilmiş antenlerin aldığı voltaj değerleridir.  **(3.28)**  **(3.29)**  **(3.30)**  **(3.31)**  Denklem 3.28, 3.29, 3.30 ve 3.31 denklem 3.32 formatında getirip denklem 3.34 ve 3.35 ve 3.36 gibi değişkenler yazılıp denklem 3.33 gibi çözülür(Khan, 2021).  = **(3.32)**  = **(3.33)**  **(3.34)**  **(3.35)**  **(3.36)**  Denklem 3.35 deki empedans değerleri yön bulma ve yön değiştirme algoritmalarında kompanzasyon matrisi olarak kullanılmıştır.   * 1. **Ön Uç Elektroniği**   Ön-uç elektroniği olarak sistemde çeşitli elektronik devre ve entegreler kullanılmıştır. Bunlar küresel konumlama sistemleri için tasarlanmış MAX2771 devresi, NI USRP 2901 SDR cihazı, U-Blox EVK M8 cihazı gibi cihazlardır. Bu cihazlar ve entegreler alt başlıkta açıklanmıştır. En son sistem sonuçları NI USRP 2901 cihazı ile alınmıştır.    **Şekil** 3.20 Max2771 devresi ile gerçeklenen ön uç elektroniği devresi  Şekil 3.20 da MAX 2771 entegresi pcb ye lehimlenmiştir. Ayrıca etrafındaki devre elemanları veri kağıdındaki verilen örnek devre şemasına göre hazırlanmış ve lehimlenmiştir.    **Şekil** 3.21 Max 2771 sistem bloğu  Max 2771 entegre GNSS frekans bandının üst ve alt bandında sinyallerin frekanslarını alçaltıp kendi içerisinde bulunan analog sayısal dönüştürücü sayesinde sinyalleri bitler halinde yazılım ortamına aktarmayı sağlar. Teknik olarak uydu sinyalleri 110 dB kadar yükseltilip 2, 4, 8 MHz gibi sinyallere küçültülüp 16 Msps gibi örnekleme hızlarında 2 bite kadar faz içi ve faz dışı olarak alınabilmektedir. Bu entegre SPI protokolünü kullanılarak kendi içerisinde bulunan voltaj kontrollü sinyal üretici frekansını, filtrelerin frekans bantlarını, sayısal dönüştürücülerin hızını otomatik kazanç kontrol ünitesinin değerinin ayarlanmasını sağlar. SPI protokolünün teknik detayları kendi veri kağıdında bulunmaktadır.  Spi sinyalleri bir mikro denetleyici tarafından üretilebilir. Bu çalışmada stm32f429 discovery kartı kullanılmıştır. SPI sinyalleri GPIO pinleri atanarak zamanlayıcı sayesinde istenilen periyodlar da verilebilirken, denetleyicinin kendi içerisinde bulunan spi komutu sayesinde kodlar aktarılabilir. Burada dikkat edilmesi geren spi sinyallerinin bir osilaskopla ölçülerek istenilen periyodlarda sinyaller verilebiliyor mu diye kontrol etmek gerekir. Maz 2771 veri kağıdında yazdığına göre 4 MHz de kare dalgaları zamanlayıcı olarak kullanıp paralelinde entegre kodlarını iletmesi gerekitği yazıyor. Bunun için mikro denetleyici kodu yazıldıktan sonra zamanlayıcı sinyali ile bilgi sinyalinin senkron olduğu ve doğru periyotta olduğu ölçülmeli. Kendi tasarımımızda frekans değerinin kaydığı gözlemlenmiştir.  3.5.1. NI USRP NIUSRP 2901 alıcı ile GNSS bandındaki tüm sinyaller baz sinyallerine dönüştürülerek bilgisayar ortamına aktarılmıştır. Bu sayede alıcının her bir kanalına bağlanmış olan antenlerin aldığı sinyaller gözlemlenebilmiş ve aralarındaki faz farklı hesaplanıp değiştirilebilmiştir. Aynı zamanda bu 4 antenli yapıya gelen 2 adet sinyalin yönleri ESPRIT algoritması ile tespit edilmiştir. Ardından yazılımsal olarak sinyaller arasında faz farkı verilerek ışımanın yönü değiştirilip uydu sinyallerinin daha verimli olarak alınması sağlanmıştır.  Bu cihaz labview ve Matlab ve GNU radio yazılım araçları ile kullanılabilmektedir. Testler sırasında over flow ve over run problemleri tespit edilmiş olup bu sorunu çözmek amacıyla data rate, clock rate gibi değerler optimize edilmiş sinyal alınırken veya verilirken yapılan bilgi atlamaları veya kayıpları engellenmeye çalışılmıştır.    **Şekil** 3.22: NI USRP 2901 sistem bloğu  Şekil 3.22’de NI USRP’nin iç elektronik bloğu gösterilmiştir. Burada gelen sinyaller karıştırıcı devresi ile frekans düşürülmüş hatta taban sinyaller elde edilerek filtreden geçirilerek sayısal dönüştürücülere aktarılmıştır ve en son olarak bilgisayar ortamında işlenmeye hazır hale getirilir. İletim hattında bilgisayardan gelen sayısal veriler analog dönüştürücüye verilerek karıştırıcı sayesinde yüksek frekanslara çekilir ve iletim antenler ya da kablo ile sağlanabilir.    **Şekil** 3.23 NI USRP 2901 3.5.2 Ublox U-Blox uydudan küresel konumlama sistemleri için tasarlanmış alıcı devresidir. Bu alıcı bilgisayar da arayüzle kontrol edilir. Uydu numaraları, uydu konumları, yükseklikleri, hızları ve hata oranları gibi değerlerle birlikte alınan sinyallerin güçleri ve alıcnın konum bilgilerini verir.    **Şekil** 3.24: Ublox GPS alıcı  Ublox EVM 8 ile alınan uydu sinyallerinin güç ve sinyallerin kalite değerleri bu alıcı tarafından gözlemlenebilmektedir. Bu alıcı sayesinde sinyallerin doğruluk oranları tespit edilmiştir. 3.6 Karıştırma Senaryoları 3 farklı karıştırma senaryosu bulunmaktadır. Bunlar 1 karıştırıcının(sürekli sinyal) olduğu farklı açılarda olduğu durum, 2 karıştırıcının(sürekli sinyal) farklı açılarda olduğu durum, yapay üretilen GPS sinyalleri ile yapılan aldatma (spoof).  Senaryo 1: Karıştırıcı sinyal olarak sinyal kaynağından üretilen 1575.42 MHz’de sinyalin log periyodik anten (LPDA) ile sisteme gönderilerek yapılmıştır. Bu senaryoda karıştırıcının sisteme göre açısı ve her açıdaki sinyal gücünün alınan uydu sinyallerinin kalitesine etkisi incelenmiştir.    **Şekil** 3.25. Karıştırıcı Senaryosu  Senaryo 2: Sinyal kaynağı ile üretilen 2 sürekli sinyalin sisteme gönderilmesi ile oluşturulmuştur. Burada özellikle karıştırıcılar arasındaki açının sisteme göre hassasiyet ölçümü. Yönleri bulunurken doğruluk değerleri tespit edilmiştir.    **Şekil** 3.26. Karıştırma senaryosu  Senaryo 3: LabSat Sinyal kaynağı ile yapay olarak GPS sinyalleri oluşturulmuştur. Alıcı anten dizisine ulaşan bu sinyallerin farklı güçlerdeki etkileşimleri incelenmiştir.    **Şekil** 3.27. Karıştırma Senaryosu 4 SONUÇLAR Bu bölümde yapılan antenlerin ve sistemin ölçüm ve simulasyon grafikleri karşılaştırmalı olarak alt başlıklarda verilmiştir. Tasarlanmış olan donanımın test edilmesi için kullanılan algoritma basamakları takip eden şekilde uygulanmıştır.  İlk olarak uyumlu olmayan sinyal gruplarının sayısı minimum tanımlama uzunluğu ile belirlenmiştir. Sonra, öz ortak yaklaşık köşegenleştirme algoritması kullanılarak etkili yönelim vektörleri kestirilmiştir. Üçüncü aşamada ise bu yönelim vektörleri, modifiye edilmiş ileri geri lineer tahmin (MFBLP), rotasyonel değişmezlik tekniği ile sinyal parametrelerinin kestirimi (ESPRIT), çoklu sinyal sınıflandırma (MUSIC) algoritmaları, temel çoklu sinyal sınıflandırma (root MUSIC) algoritmaları ve minimum norm algoritmaları gibi bazı yüksek çözünürlükte DOA metodları kullanılarak açı ve her uyumlu sinyalin zayıflama katsayısını hesaplama işlemi gerçekleşmiştir. Ardından her gruba frekans atamak için frekans eşleştirme yapılmıştır.  Elde edilen grafikler açıklanmış ve literatüre göre kıyaslaması yapılmıştır. 4.1 Anten 1   **Şekil** 4.1. a) PLA tabanlı Antenin Frekansa bağlı kazanç değeri b) Sarmal Anten kazanç grafiği (Yiğit O. ,2014)  Çizelge 4.1: PLA taban Sarmal anten ile sarmal anten kazanç karşılaştırma   |  |  |  | | --- | --- | --- | | Anten | Kazanç dBic (max-min) | Kazanç dBic(ortalama) | | PLA taban Spiral Anten | 6 dBic- 5dBic | 5.5 dBic | | Spiral anten | 6.30 dBic-6.10 dBic | 6.2 dBic |   Şekil 4.1’de gösterildiği üzere simülasyon ile ölçüm sonuçları birbirine yakın çıkmıştır. Kazanç değeri olarak simulasyon ile ölçüm arasında maksimum 1 dB fark vardır. 1.8 GHz de similasyona göre ölçüm kazanç degeri 1.2 dB yüksek çıkmıştır bunun sebebi ölçüm sırasında beklenmeyen yansımaların oluşması olarak düşünülüyor. Ölçülen ortalama kazanç degeri yaklaşık olarak 5 dBic’dir. Bu değer PLA malzemesi kullanılmadan sade olarak sarmal antenin kazanç değeri ile uyuşmaktadır. Boyutların küçülmesi antenin yenilikçi tarafıdır.    **Şekil** 4.2. a)PLA tabanlı anten Eksenel Oran frekans değeri b) sarmal anten (Yiğit O., 2014)  Çizelge 4.2: PLA taban Spiral anten ile spiral anten eksenel oran karşılaştırması   |  |  |  | | --- | --- | --- | | Anten | Eksenel Oran dB (max-min) | Eksenel Oran(ortalama) | | PLA taban Spiral Anten | 2 dB-3 dB | 2.5dB | | Spiral anten | 0.4dB-1 dB | 0.8 dB |   Eksenel değerin 3 dB’nin altında olması dikey iki bileşen arasında 3 dB’nin altında fark var demektir, bu da antenimizin dairesel polarize özelliğinde olması için yeterlidir.    **Şekil** 4.3. 1.178 GHz ısıma görüntüsü **Şekil** 4.4. 1227 MHz frekansında ışıma görüntüsü    **Şekil** 4.5.a) PLA tabanlı anten 1575 MHz ışıma görüntüsü b) sarmal anten ( Yiğit O., 2014)  Çizelge 4.3: PLA taban Spiral anten ile spiral anten yarım güç hüzme açısı karşılaştırma   |  |  | | --- | --- | | Anten | Yarım güç hüzme açısı derece | | PLA taban Spiral Anten | 115 derecce | | Spiral anten | 90 derece |   Her polar grafikte ölçüm ve simülasyon sonuçlarının radyasyon yapan yarım küresi üzerinde uyuştuğu gözlemlenmiş arka tarafında ki kısım da ise ölçüm düzeneğindeki yansımalardan dolayı beklenenden yüksek çıkmıştır.  **4.2 Anten 2**  Bu başlıkta tasarlanmış 2 nolu antenin simülasyon ve ölçüm sonuçları bulunmaktadır. Anten 2 yapay manyetik yüzey, frekans seçmeli yüzey, ve radyasyon yapan spiral kısım bulunmaktadır. Bu nedenle grafikler de sırasıyla frekans seçmeli yüzeye gelen sinyalin ışıma görüntüsü, yapay manyetik yüzeye gelen sinyalin fazı ve en son olarak antenin radyasyon parametreleri gösterilmiştir.    metin, ulaşım, hava taşıtı, balon içeren bir resim  Açıklama otomatik olarak oluşturuldumetin, ulaşım, hava taşıtı içeren bir resim  Açıklama otomatik olarak oluşturuldu  **Şekil** 4.6. Frekans seçmeli yüzeye gelen yüzeysel dalganın ışıma göüntüsü a) 1.2 GHz b) 1.575GHz  Şekil 4.6’a göre yüzeye homojen olarak gelen sinyaller yüzeyin arkasında merkeze doğru yakınsıyor. Bu sayede etrafa saçılan sinyalleri merkeze odaklayarak kaybı azaltmış bulunuyoruz.    **Şekil** 4.7. Yapay manyetik yüzeyden yansıyan sinyalin faz grafiği  Yapay manyetik yüzey şekilde görüldüğü üzere elektrik ilşeten yüzeye kıyasla yansıma katsayısı 1’e çok yakındır. Alt bantta 45 derece üst bantta 25 derece olduğundan tüm bant boyunca yapay manyetik yüzey özelliği gösterdiği söylenebilir.    **Şekil** 4.8.a) kavite anten geri dönüş kaybı grafiği b) sarmal anten (Yiğit O.,2014)  Geri dönüş kaybı frekans seçmeli yan duvarlar olsa da olmasa da bant boyunca -10 dB’nin altındadır. Bu değer antenimizin antenimize gönderilen sinyalin yüzde 90’ından fazlasının iletildiğini gösterir.    **Şekil** 4.9. a) kavite anten Kazanç-Frekans Grafiği b) sarmal anten(Yiğit O., 2014)  Çizelge 4.4: Kavite anten ile spiral anten kazanç karşılaştırma   |  |  |  | | --- | --- | --- | | Anten | Kazanç (max-min) | Kazanç(ortalama) | | Kavite Spiral Anten | 5 dBic-4 dBic | 4.5 dBic | | Spiral anten | 6.2 dBic-6 dBic | 6.1 dBic |   Çizelge 4.4’te kavite antenin kazan değerleri ve sarmal antenin kazanç değerleri verilmiştir. Sarmal antenin kazanç değeri 1.5 dB kadar fazla çıkmıştır. Kavite anten kazancının 1.5 dB az çıkmasının nedeni yapay manyetik yüzeyin faz değişiminin kusursuz olarak 180 derece olmaması ve yanlarındaki frekans seçmeli yüzeyin içerisinden geçen sinyallerin güç kaybına uğramasındandır. Kavite antenin boyutu küçüldüşü için diziya yerleştirildiğinde birbirleriyle olan etkileşim azaldığı için performas kayıpları gözlenmez.    **Şekil** 4.10.a) Eksenel oran grafiği b) sarmal anten (Yiğit O. 2014)  Çizelge 4.5: Kavite anten ile spiral anten eksenel oran karşılaştırma   |  |  |  | | --- | --- | --- | | Anten | Eksenel oran (max-min) | Eksenel Oran(ortalama) | | Kavite Spiral Anten | 1.8 dB-0.1 dB | 0.5dB | | Spiral anten | 2 dB-1 dB | 1.1 dB |   Çizelge 4.5’de antenlerin eksenel oran değerleri verilmiştir. Kavite antenin eksenel oran değeri ortalama 0.5 dB olması kusursuz dairesel polarize olmasına yakın olduğunu gösterir. Sarmal anten dairesel polarize sinyalleri toplarken eksenel oran değeri yüksek olduğu için daha kayıplı toplar.    **Şekil** 4.11. a) kavite anten Polar ışıma görüntüsü b) sarmal anten ( Yiğit O. 2014)  Şekil 4.11’e göre yarım güç hüzme açısı 1575 MHz’de 110 derece,1310 MHz de 90 derece ve alt bant olan 1165 MHz’de 125 derece olarak ölçülmüştür.  Çizelge 4.6: Kavite Anten ve Spiral anten yarım güç hüzme açısı karşılaştırması   |  |  | | --- | --- | | Anten | Yarım Güç hüzme açısı | | Kaviteli spiral anten | 110 derece | | Spiral anten | 90 derece |   Çizelge 4.6’a göre kaviteli spiral antenin yarım güç hüzme açısının daha geniş olduğu görülmektedir. Navigasyon sistemleri için kullanılan antenlerin çok uydu görmeleri için geniş bir hüzme açısında ışıma yapması avantajdır.    **Şekil** 4.12: Ortamın gürültü seviyesi  Şekil 4.12’de spektrum analizörün ortama sinyal verilmediği zaman ekranındaki görüntüsüdür. Burada gürültü seviyesi 3Hz bant genişliği için -135 dBm’dir.  Spektrum analizörün gürültü seviyesi KTB gürültüsü ile analizörün kendi gürültüsünün toplamı kadardır. KTB’den gelen sinyal -170 dBm kadardır. 35 dB kadar da analizörün gürültüsü olduğu tahmin edilmektedir.    **Şekil** 4.13: Konumlama sinyali verici sinyal gücü  Yapay olarak uydu sinyalleri LabSat sinyal üretici ile üretilmiştir. Vericinin çıkışındaki sinyal gücü -90 dBm civarındadır ve şekil 4.13’de gösterilmiştir. Anten Dizisine -70 dBm’e kadar jam sinyal verilmiştir. -70 dBm değerinde tüm uyduların tamamen kaybolduğu gözlemlenmiştir.    **Şekil** 4.14: Alıcı konumlama sinyal güç seviyesi  Şekil 4.14’de yapay olarak oluşturulmuş konumlama sinyali güç değeri gösterilmilştir. -120 dBm olrak ölçülen bu değer -130 dBm olan konumlama sinyallerine yakın bir değerdedir.  Senaryo 3: Labsat Sinyal kaynağı ile yapay olarak GPS sinyalleri oluşturulmuştur. Alcı anten dizine ulaşan bu sinyallerin farklı güçlerdeki etkileşimleri incelenmiştir.    **Şekil** 4.15: Alıcı uydu sinyalleri güç değerleri  Şekil 4.15 açık bir ortamda alınmış konumlama sinyalleri güç değerleri gösterilmektedir. Bu değer ortalama 42 dB-Hz dir.    **Şekil** 4.16: Karıştırma sinyalinin etkisi ile birlikte alıcı uydu sinyalleri güç değerleri  1575.42 Mhz’de sürekli sinyal karıştırıcı olarak verildiğinde alınan uydu sinyal gücü için kritik değer 32 dB/Hz dir. 32 dB/Hz in altında uydular algılanmıyor. Alınan uydu sinyalleri için kritik değer olan bu senaryoda alıcıda gözlenen karıştırıcı sinyal gücü -70 dBm’dir.  NI USRP cihazı ile alınan veriler matlab ortamına aktarılmıştır. Gerçek zamanlı yapılan ölçümler de MUSIC ve ESPRIT algoritmaları kullanılmıştır. NI USRP cihazı 2MHz IQ oranı ve kazanç 65 dB olarak ayarlanmıştır. Aşağıdaki sonuçlar MUSIC algoritmasına göre alınmış sonuçlardır.    **Şekil** 4.17: Sinyal gücüne göre alıcının açı hata değeri  Şekil 4.17’e göre -140 dBm sinyal verildiğinde gelen sinyalin açı hata miktarı artmaktadır. Konumlama Sinyalleri yeryüzünde -130 dBm kadar olduğu için konumlama sinyalleri iğçin tasarım elverişlidir.    **Şekil** 4.18: Yatay açıya göre hata değeri    **Şekil** 4.19: İki karıştırıcı arasındaki açıya bağlı olarak hata değerleri  Anten dizisinde gelen sinyal yönü hesaplama ve yön değiştirme işlemlerinde doğruluk payını en çok etkileyen ve sistemi ideal olmaktan çıkaran karşılıklı etkileşim parametresidir. Sistemimiz de antenler arası boşluk 0.85 dalga boyu kadar olduğu için tüm gelen sinyal açılarında karşılıklı etkileşim düşüktür. Bu nedenle teoride ve gerçekte olan karşılıklı etkileşim kompanzasyonundaki farklılıklar oldukça düşüktür. Yaptığımız ölçümler sonucunda aldığımız hata miktarları literatürde olana göre düşük çıkmıştır.  Şekil 4.19’e göre iki karıştırıcı arasında 15 derece kadar açı olana kadar sistem 2 karıştırıcı oluğunu bulamamıştır ve daha fazla açı aralığında hata oranları 5 derece kadar olmuştur. Şekil 4.19’a göre yatay açılar da ise 45 dereceden sonra hata oranı 5 dereceye düşmekte ve bu değer anten dizisinde yarım güç hüzme açısı aralığına çok yakın değerdir. Yarım güç hüzme aralığı aralığın da ise hata oranı 3 dereceye kadar düşmektedir. Şekil 4.20’ye göre sinyal gücü -140 dBm’e kadar hata oranı 5 derece kadar olurken bu sinyal gücünden daha küçük güçteki sinyaller için hata oranı yükselmektedir.  Çizelge 4.7: Tasarım ve literatür kıyaslaması   |  |  |  | | --- | --- | --- | | Parametre | Tasarımımız | Literatür | | Frekans aralığı | 1.164-1.610 GHz | 1.164-1.610 GHz | | Boyut | 2x2 eleman dizisi için  260x260mm | 6 eleman  340 mm çap (GNSSA-6E six element GNSS antenna array) | | Kazanç | Maks 11.45 dBic | Maks. 10.30 dBic | | Uyduyu kaybetme için karıştırıcı sinyal gücü | -70 dBm | -100 dBm  Purwar, Anupam. (2016) |   Çizelge 4.8’de literatürde yapılmış akıllı anten sistemleri ve detayları yer almaktadır. Bu çizelgeya göre sistemin boyut, kazanç gibi performans değerleri kıyaslanabilir. Yapılan çalışmalarda ilk önce anten radyasyon performansı iyileştirlmeye çalışılmıştır. Sonra anten dizi performansı iyileştirilmeye çalışılmıştır. Anten performansı antenin fiziksel özellikleri değiştirilerek oluşturulurken, dizi daha çok yazılım olarak iyileştirlmeye çalışılmıştır. Dizi performansı için yapılan donanımsal değişiklikler ise antenler arasında izolasyonu sağlayan yapılar kullanılarak oluşturulmuştur.  Çizelge 4.8: Akıllı Anten Sistemleri için Yazılmış Makaleler ve teknik detaylar   |  |  |  |  |  | | --- | --- | --- | --- | --- | | Makale İsmi | Frekans Aralığı | Eleman sayısı | Boyut | Kazanç | | Dabak Ö.C. ,2016 | Merkezi 1.575 GHz | 4 lemanlı | 270 mm çaplı daire üzerinde | 11 dBic | | Keller S.,2016 | 1.1GHz-1.61 GHz | 7 elemanlı | 29x29x10 cm | 14 dBi | | Ramkumar M., 2014 | Merkezi 1.575 GHz | 4 elemanlı | 16cm çaplı daire üzerinde | 4 dBi | | Marcos E. | Merkezi 1.575 Gz | 4 elemanlı | 9 cm çaplı daire üzerinde | 4 dBİ | | Caizonne S.2016 | Merkezi 1.575 ghz | 6+1 elemanlı | 18 cm çaplı daire üzerinde | 4 dbic | | Caizonne S. 2015 | 1.15GHz-1.35GHz | 4 elemanlı | 9 cm çaplı daire üzerinde | 4 dBic | | Basta N. and Dreher A., 2011, | 1.15 GHz-1.61 GHz | 4 elemanlı | Tek anten boyutu  9.5 x 9.5 cm | 10 dBi |     Çizelge 4.9’da akıllı anten sistemleri için tasarlanmış ve ürün haline getirilmiş cihazların teknik detayları yer almaktadır. Ürünler anten dizisi içerdiği için boyutları tek antene göre büyüktür ve yerleştirildiği yerlerin ona göre belirlenip konumlanması gerekir. Ürünler teknik olarak anten dizisi içerdiği için kazanç değerleri 10 dBic’nin üzerindedir. Kuplaj kompanzasyonunun doğru bir şekilde çalışması için olabildiğince normal modda iken antenler arası kuplajın düşük olması gerekir ve ürünler arasındaki performans farkını belirler. Genel olarak ürünlerin performansı dizi performansları ve alıcı ünitesinin örnekleme performansı gibi faktörler etkiler.  Çizelge 4.9 : Karıştırmaya dayanıklı akıllı anten sistemleri ürün listesi ve teknik bilgileri(everything Rf,2022)   |  |  |  |  |  |  |  | | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | | Marka | Açıklama | UKKS Bantları | Işıma kontrolu | Alıcı sistemi | Frekanslar | Anten eleman sayısı ve boyutlar | | Oralia | GPS/GNSS Anti-Jam outdoor antenna from 1559 to 1606 MHz | GPS L1, GALILEO E1, BEIDOU B1 | Hayır | Hayır | 1559 to 1606 MHz | 90mm-120mm | | Cobham Antenna Systems | L1/L2 band Anti-Jam GPS CRPA antenna with 4 elements | GPS L1, GPS L2 | Evet | Hayır | 1.227 GHz-1.575 GHz | 4 elemanlı | | Tallysman Wireless | Anti-Jam Antenna for L1,G1,E1,B1 bands | GPS L1, GLONASS G1, Galileo E1, BeiDou B1 | Hayır | Hayır | 1.559-1.606 GHz | yükseklik=100 mm | | TUALCOM | Smallest Anti Jam System | Bei-Dou B1C, Galileo E1, GPS L1, SBAS | Evet | Evet | 30MHz bandwidth | 2 elemanlı(4.5 x 5.8 x 1.25 cm) | | L3 Harris Technologies | L1/L2 band Anti-Jam GPSCRPA antenna with 7 elements | GPS L1, GPS L2 | Evet | Hayır | 1.227-1.575 GHz | 7 elemanlı | | Raytheon Technologies | Digital GPS Anti Jam Protection System with 4/7 element CRPA | GPS L1, GPS L2 | Evet | Evet | 1.57542 GHz- 1.227 GHz | 4 eleman-7 eleman | | Quantum Reversal Inc. | Anti-Jam GNSS antenna for L1/L2/G2/G3/E1/E5b/B1/B2 bands | GPS L1, GPS L2,GLONASS G1,GLONASS G2, GLONASS G3, Galileo E1, Galileo E5a, BeiDou B1, BeiDou B2 | Hayır | hayır | 1.539-1.560 GHz | 3 elemanlı  (144x 58 mm) | | Antcom Corporation | GPS L1/L2 CRPA with FRPA mounting holes | GPS L1, GPS L2 | Evet | hayır | 1.227 GHz-1.575GHz | Çap =8.89cm yükseklik=1.778 cm | | BAE system | GPS L1/L2 Band Anti Jam / Anti spoof systems for airborne platforms | GPS L1 /L2 band | Evet | hayır | ----------------------- | 17.78 cm x 14.224 cm 4.8 cm | | Tallysman Wireless | Anti Jam antenna for L1 band | GPS L1 | Hayır | hayır | 1.57542 GHz | yükseklik=100 mm | | Antcom Corp. | CRPA passive antenna with 4 elements | GPS L1 / GPS L2 band | Evet | Hayır | 1.227- 1.575GHz | 4 elemanlı  Çap=13.97 cm yükseklik=1.57 cm | | Veripos | Compact Anti Jamming GNSS antenna for Marine Vessel | Galileo E1, GPS L1, GPS L2, QZSS L1, QZSS L2, SBAS L1 | Evet | ---------------- | 1.227 GHz-1.575.42 GHz | 7 elemanlı (85x 85 x 31.5 mm) | | Tallysman Wireless | Anti-Jam Antenna for L1, G1 bands | GPS L1, GLONASS G1 | Hayır | hayır | 1575.42 Mhz -1605 MHz | H=100mm | | Quantum Reversal | Anti Jam GNSS antenna for L1/L2/G1/G2/G3/E1/E5b/B1/B2 bands | L1/L2/G1/G2/G3/E1/E5b/B1/B2 bands | Hayır | hayır | 1539-1560 MHz | 3 elemanlı(144mmX58mm) | | Tallysman Wireless | Anti-Jam Antenna for L1,G1,E1,B1 bands | GPSL1, GLONASS G1, GalileoE1, BeiDou B1 | Hayır | Hayır | 1.559-1.606 GHz | yükseklik=100mm | | Raytheon Technologies | GPS L1, GPS L2 anti jamming CRPA solution | GPS L1,L2 band | Evet | hayır | 1.57542 GHz, 1.227 GHz | ------- |   Çizelge 4.10’da teknikler göz önüne alındığında adaptif sistemler ışın düzenleyip karıştırıcıya kör nokta atadığı için yüksek doğruluk koruma oranına sahiptir. Yalnız bu sistemler dizi ve ön-uç elektroniği içerdiği için karmaşık ve maliyetlidir.  Çizelge 4.10: Sinyal işleme yöntemlerine göre karıştırıcı engelleme oranları ve maliyet hesabı   |  |  |  |  | | --- | --- | --- | --- | | Krıştırmaya dayanıklı sinyal işleme tekniği | Karıştırıcı iptal | Maliyet ve karmaşıklık | Gerçekleme | | Uyarlamalı kör nokta atayan anten işlemi | 30-50 dB | High | Analog ve sayısal | | Ön korelasyon zamansal/spektral işleme | 20-30 dB | Very low | Sayısal | | Korelasyon sonrası işleme | 10-15 dB | Low | Sayısal yazılım |   **5.TARTIŞMA**  Tezin temel amacı karıştırma sinayallerine dayanıklı bir konumlama alıcı sistemi tasarlanmasıdır. Bu amaç doğrultusunda, küresel konumlama sistemleri donanımlarından boyutsal özellikleri ön plana çıkarılacak şekilde sarmal antenlerin tasarımı yapılmış, bu antenler ile dizi oluşturulmuştur. Sonrasında ön uç elektroniği tasarımı yapılmış ve elde edilen donanım, konumlama alıcı algoritmaları, yön bulma ve yön değiştirme algoritmaları ile test edilmiştir. Akıllı anten dizisi test ortamında karıştırıcı sinyallere maruz bırakılmış ve literatürdeki tasarımlar ile performans kıyaslaması yapılmıştır.  Tasarlanmış anten dizisi 4 elemanlıdır. Bu nedenle tek anten kazancının maksimum 6 dBic kazanç sağladığı düşünülürse teorik olarak dizi 12 dBic kazancı olur. Bu değerin yüksek olması alıcının konum bilgilerini yüksek SNR ile almasını sağlar. Ölçülen değerlere göre tasarlanan dizi kazancı 11 dBic’dir. Teorik değere yakın bir sonuç elde edilmiştir. Çizelge 4.8’de verilen literatürdeki 4 antenli çalışmalar ile karşılaştırıldığında bu sonucun 0.5 dBic daha yüksek elde edildiği görülmüştür.  Tasarımda antenden alınan sinyaller NI USRP 2901 alıcı ile alınmıştır. Alınan veriler bilgisayar ortamında kaydedilmiştir. Alınan veri sayısı algoritmaların doğruluk oranını etkilemektedir. Bu sebeple, ölçümlerde 10 Mbyte lık veriler alınarak işlem yapılmıştır. STM32F429 karı içerisinde DMA ve ADC birimleri bulunmaktadır. 3 ADC birimini birleştirince en fazla 7.2 MHz veri oranı elde edilir. Bu da Nyquist oranına göre en fazla 3.6 MHz de sinyalin örneklenebileceği anlamına gelir. Ayrıca DMA birimiyle en fazla 20 MHz veri hızı elde edilmiştir. Kartın hafızası 2 Mbyte olduğu için 7.2 MHz örnekleme frekansında 2 ms süresince sinyaller alınmıştır. |
|  |

**KAYNAKLAR DİZİNİ**

**Abeida, H.,** 2013. “Iterative Sparse Asymptotic Minimum Variance Based Approaches for Array Processing” IEEE Transactions on Signal Processing. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). 61 (4): 933–944.

**Adve and R. S. Sarkar T. K.**, 2000, Compensation for the effects of mutual coupling on direct data domain adaptive algorithms, in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 48, no. 1, pp. 86-94, doi: 10.1109/8.827389

**Aminu A,** 2014**,** Smart antenna systems for non coherent source groups containing coherent signals, Yüksek Lisans Tezi, Yaşar Universitesi

**Arthur, C.,** 1945, “ExtraterrestrialRelays: Can Rocket Stations Give World-wide Radio Coverage” Institute for Space Education.

**Ashjaee, J**.,1990,”Global Positioning System Receiver with Improved Radio Frequency and Digital Processing”, U.S. Patent No. 4,928,106,

**Agarwal, K., Nasumiddin, and Alphones, A.,** 2013, **“**Uni directional Wide band circularly polarized aperture antennas backed with AMC reflectors”, IET Microwaves Antennas and Propagation vol 7 no 5 pp 338 346 .

**Anatoly, Z.,** 2017, **“**Design of the first artificial satellite of the Earth”, Russian Space Web.com.

**Basta N. ,and Dreher A.,** 2011, Dual-band antenna element for a GNSS array intended for Public Regulated Service applications, 2011 41st European Microwave Conference, pp. 531-534.

**Baby L. and Michael N.R**., 2015, Self-complementary two arm Archimedean spiral antenna for aircraft applications, International Journal of Current Engineering and Technology, vol. 5, no. 5.

**Balanis C.A**.,2005, Antenna Theory: Analysis and Design, 3rd ed. Hoboken, NJ, USA:Wiley,

**Bondarenkoand M., Slyusar,V.I. ,** 2011, Influence of jitter in ADC on precision of direction-finding by digital antenna arrays. // Radioelectronics and Communications Systems. - Volume 54, Number 8,.- Pp. 436 - 445 **.**

**Curran J.T., Fernandez-Prades C., Morrison A., Bavaro M.,** 2018, Innovation: The continued evolution of the GNSS software-defined radio. GPS World

**KAYNAKLAR DİZİNİ(Devam)**

**Collin R. E.,** 2003, Limitations of the Thevenin and Norton equivalent circuits for a receiving antenna, in IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 45, no. 2, pp. 119-124, doi: 10.1109/MAP.2003.1203128.

**Caizzone S. and Dreher A.,**2015, Miniaturized DRA array for GNSS applications, 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP).

**CST** Computer Simulation Technology GmbH,https://www.cst.com/.

**Dabak C. Ö**., 2016, Design of Smart antenna array for interference supression in GPS, Yüksek Lisans Tezi, ODTU

**Duand, L., 2013,** A Small Wide band Low-Multipath GNSS Antenna Using Resistive Film, in IEEE Antennasand Wireless Propagation Letters, vol. 12, pp. 1045-1048.

**Mallat S.** , 2009, “A wavelet tour of signal processing”, The Sparse Way

**Everything RF** “<https://www.everythingrf.com/search/anti-jam-solutions>” (Erişim Tarihi: 04.10.2022)

**Fu S. , Kong Q., Fang S., and Wang Z.,** 2014**,** Broadband Circularly Polarized microstrip antenna with coplanar parasitic ring slot patch for L band satellite system application, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 13 pp 943 946 .

**Gupta and Ksienski A.**, 1983, Effect of mutual coupling on the performance of adaptive arrays, in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 31, no. 5, pp. 785-791, doi: 10.1109/TAP.1983.1143128.

**Hui H. T.**,2003, Improved Compensation for the Mutual Coupling Effect in a Dipole Array for Direction Finding," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, AP-51, 9, pp.2498-2503

**Hui H. T., Low H. P., Zhang T. T., and Lu Y. L. , 2006**, Receiving Mutual Impedance between Two Normal-Mode Helical Antennas (NMHAs), IEEE Antennas and Propagation Magazine, 48, 4, pp. 92-96.

**Hon T. H.**, 2002, Reducing the mutual coupling effect in adaptive nulling using a re-defined mutual impedance, in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 12, no. 5, pp. 178-180, doi: 10.1109/7260.1000195.

**Hui**, **H. T.,** 2004, A New Definition of Mutual Impedance for Application in Dipole receiving Antenna Arrays, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 3, pp. 364-367.

**KAYNAKLAR DİZİNİ(Devam)**

**Helen E. Worth and Mame W.** 2009. [Transit to Tomorrow. Fifty Years of Space Research at The Johns Hopkins University Applied Physics Laboratory](http://space50.jhuapl.edu/pdfs/book.pdf)

**Hui H.T.,** 2004 ,A practical approach to compensate for the mutual coupling effect in an adaptive dipole array, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 52, no. 5, pp. 1262–1269,.

**Ilori Gbenga A.O., Akobundu G.C**. , 2018, GPS anti jamming technique using smart antenna systems, Arid Zone journal of engineering, technology and environment.

**Joshi R. and Dhande AK**., 2014, Adaptive beamforming using LMS algorithm, International Journal of Research in Engineering and Technology, 3: pp. 589-593.

**Kai B., Dennis M., Nicolaj B., Peter R., Soren H., 2007,** A Software-Defined GPS and Galileo Receiver: A Single-Frequency Approach (Applied and Numerical Harmonic Analysis) 2007th Edition

**Kareem A.,** 2005**,** Modified UCA ESPRIT and Modified UCA ROOT MUSIC for Estimating DOA of Coherent Signals Using one Snapshot, Master of Science Thesis, Wichita State University

**Kraft, U.R.,** 1997**,** An experimantal study on 2x2 sequential rotation arrays with circularly polarized microstrip radiators, IEEE Trans antennas and Propagation vol 45 no 10 pp. 1459-1466.

**Krumviedaet K., al. ,**2001,A Complete IF Software GPS Receiver: A Tutorial about the Details, ION GPS, pp. 789-810.

**Kraus J.D.** , 1988, Antennas, McGraw Hill New York.

**Khan S.,** 2021,Mutual Coupling Compensation in Arrays and its implementation of Software Defined Radio **,** Phd Thesis ,

**Keller S**., 2016, Anti Jam GPS antennas for wearable Dismounted Soldier Navigation Systems, US Army Research Laboratory

**Kaplan E.D**., 1996, Understanding GPS : Principles and Applications, Artech House, MA,

**Li, D., Guo P., Daiand Q., Fu Y.,** 2012**,** Broadband Capacitively Coupled Stacked Patch Antenna for GNSS Applications, in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 11, pp. 701-704.

**KAYNAKLAR DİZİNİ(Devam)**

**Laverty D. M., Kelsey C. and O’Raw J. B**.,2022, GNSS Time Signal Spoofing Detector for Electrical Substations," in IEEE Transactions on Smart Grid, vol. 13, no. 2, pp. 1468-1477

**Marcos E**., Kurz L. , Cuntz M., ITAR Free smart antenna array for resilient gnss in aviation

**Nasumiddin, X. Qingand Z.N. Chen,** 2016**,** Bandwidth enhancement of a single feed circularly polarized antenna using a metasurface IEEE Antennas and Propagation Magazine vol 58, no 2 pp 39-46.

**Paulraj, A.;Roy, R.; Kailath, T.,**1985**,** Estimation Of Signal Parameters Via Rotational Invariance Techniques - Esprit, Nineteenth Asilomar Conference on Circuits, **Systems and Computers**, pp. 83–89 .

**Purwar A.** (2016), GPS Signal Jamming and Anti-jamming Strategy - A Theoretical Analysis. 10.1109/INDICON.2016.7838933.

**Roy R. and Kailath T.** 1989, [ESPRIT-estimation of signal parameters via rotational invariance techniques](https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/32276/), in IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol. 37, no. 7, pp. 984–995.

**Ramkumar M., Sasikala U.T**. ,2014, GPS 4 arrays smart antenna for anti jamming

**Sun, C.,** 2017,Novel Compact Wideband Patch Antenna for GNSS Application, in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 65, no. 12, pp. 7334-7339 .

**Sharmaand, A., ve Shrivastava, S.,** 2008, Analysis of resonant frequency & quality factor of Dielectric Resonator at different dielectric constant materials, International Conference on Recent Advances in Microwave Theory and Applications, pp. 593-595.

**Schmidt R.,**1986, Multiple emitter location and signal parameter estimation, in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 34, no. 3, pp. 276-280, doi: 10.1109/TAP.1986.1143830

**Strojnyand B. T.,** 2014,Bifilar Helix GNSS Antenna for Unmanned Aerial Vehicle Applications, in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 13, pp. 1164-1167.

**KAYNAKLAR DİZİNİ(Devam)**

**Shang J. and Fan C., 2018,** Accurate Method for Measuring the Characteristic Parameters and the Phase Center of the Circularly Polarized Antennas,  IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, pp. 1403-1404,.

**Shahab SN. Zainun AR Ali HA Hojabri M. Noordin NH.**, 2017, MVDR algorithm based linear antenna array performance assesment for adaptive beamforming application, Journal of engineering science and technology.

**Targonskiand, S.D., Pozar, D.M.,** 1993**,** Design of wide band circularly polarized aperture coupled microstrip antennas, IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol.41, no 2 , pp 214-220 .

**Tamjid, F. Foroughian, F.,** 2020**,**Toward High-PerformanceWideband GNSS Antennas-Design Trade offs and Development of Wideband Feed Network Structure, in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 68, no. 8, pp. 5796-5806 **.**

**VirginiaTechs**“<https://vtechworks.lib.vt.edu/bitstream/handle/10919/25963/Caswell_etd_Ch2.pdf>” (Erişim Tarihi: 04.10.2022)

**Wang, X., Feng L., Ping B., Yan-Fu. L, Bo L., Rui L., Hao-J**.., 2010, Smart antenna design for GPS/GLONASS anti-jamming using adaptive beamforming. International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology,

**Wang H.,**2010**.,** Smart antenna design for GPS/GLONASS anti-jamming using adaptive beamforming, International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, pp. 1149-1152,

**Young K.**, 2020, Design of a Circularly-Polarized UHF Antenna for Partial Discharge Detection. IEEE Access. PP. 1-1. 10.1109/ACCESS.2020.2991158.

**Yiğit O.,** 2014, Uydudan Küresel Konumlama Sistemleri için Karıştırmaya Dayanıklı Ön-Uç elektroniği ve Anten Tasarımı

**Zhang Y.,**Dual-Band Circularly Polarized Annular-Ring Microstrip Antennafor GNSS Applications, in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 12, pp. 615-618.

**KAYNAKLAR DİZİNİ(Devam)**

**Zhang., L.,** 2016, Single-Feed Ultra-Wideband Circularly Polarized Antenna With Enhanced Front-to-Back Ratio, in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 64, no. 1, pp. 355-360.

**Zhang Q.,** 2012, Fast implementation of sparse iterative covariance-based estimation for source localization, The Journal of the Acoustical Society of America. 131 (2): 1249–1259.

**Zhang T. T. ,. Hui H. T, and Lu Y. L.**, 2005, Compensation for the Mutual Coupling Effect in the ESPRIT Direction Finding Algorithm by Using a More Effective Method, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, AP-53, 4, pp. 1552-1555.

**Zhiyong H., Balanis C. A. and Birtcher C. R.**, 2006, Mutual Coupling in Beamforming with Circular Array, 2006 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, pp. 4785-4788, doi: 10.1109/APS.2006.1711711.

**Zhang, H.,** 2019, A Wide band Circularly Polarized Crossed-Slot Antenna With Stable Phase Center, in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 18, no. 5, pp. 941-945.

**Zhang, H,** 2019**,** A Design of Wideband Circularly Polarized Antenna With Stable Phase Center Over the Whole GNSS Bands, in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 18, no. 12, pp. 2746-2750 **.**

**TEŞEKKÜR**

Annem, babam ve kardeşime teşekkür ederim.

Bu çalışma süresince yardım ve desteklerini esirgemeyen Araştırma görevlisi Mustafa Pehlivan’a teşekkür ederim.

Ölçümler sırasında destek olan ve analizlerde yorumlarıyla katkı sağlayan Dr. Fadıl Kuyucuoğlu’na teşekkür ederim. Yorum ve katkılarından dolayı tezde büyük emeği olan, Dr. Mustafa Seçmen’e teşekkür ederim. Tezin yazımında ve aşamalarında yardımcı olan Dr. Yavuz Öztürk’e teşekkür ederim. Tezin konusunu ve yöntemini belirleyen çalışmam sırasında destek olan ve danışmanlık yapan Dr. Korkut Yeğin’e teşekkür ederim.

**ÖZGEÇMİŞ**

**Olcay YİĞİT 12 Şubat 1986 tarihinde babası Ramazan Yiğit ve annesi Akife Yiğit’ın ilk çocukları olarak Antakya’da dünyaya geldi. İlk ve orta öğrenimini Gaziantep’te tamamladıktan sonra Lisans eğitimi için İstanbul’a gitti. Lisans eğitiminden sonra çeşitli elektrik ve elektronik mühendisliği firmalarında çalıştı ve askeri görevini yerine getirdi. Akademik çalışmalar için Ege Üniversitesi Elektrik Elektronik mühendisliğinde 2014 yılında yüksek lisansa başladı ve 2017 yılında doktora çalışmaları ile devam etti. Burada elektromanyetik alan ve dalgalar konusu üzerine uzmanlaşmaya başlamıştır. Bu esnada sanayide ve özel iş yerlerinde çalışmaya devam etmiştir. Son çalıştığı konularda özellikle rf ve mikrodalga tekniği üzerine patent ve makale çalışmaları bulunmuştur. Yapmış olduğu bu tezi ile doktorasını tamamlamış bulunmaktadır.**

**EK 1: Kompanzasyon Matrisinin hesaplanması**

% Kod izole ve etkileşim altında olan anten verilerinden kompanzasyon matrisini elde eder. Burada Khan S. tezinde alınmış yöntem uygulanır.

% izole durumda antenlerin aldığı sinyallerin karmaşık değerleri

bdrtudr1 = [3.680 3.101 1.724 -1.505 -5.628 -6.164 -4.628 -4.250 -1.936 4.565 4.698 3.634]; % alıcı izole durumda verici dikey durumda S21(gerçel)

bditudi1=[0.002 0.003 0.005 0.006 0.005 0.001 -0.005 -0.004 -0.008 -0.012 -0.003 0.002]; % alıcı izole durumda verici dikey durumda S21(sanal)

byrtuyr1=[2.801 3.014 1.646 1.862 1.148 -0.597 -4.076 -7.883 -6.173 -0.212 0.809 1.543]; % alıcı izole durumda verici yatay durumda S21(gerçel)

byituyi1=[-0.001 -0.001 -0.001 0.001 0.002 0.003 0.003 0 -0.001 -0.003 -0.001 -0.002]; % alıcı izole durumda verici yatay durumda S21(sanal)

idrtydr1=[0.594 1.628 3.198 2.997 1.517 4.566 5.653 7.484 6.462 5.305 2.358 4.190]; % alıcı izole durumda verici dikey durumda S21(gerçel)

iditydi1=[0.003 0.003 0.005 0.004 0.004 0.001 0.003 0.001 0 -0.003 -0.004 -0.001];

% alıcı izole durumda verici dikey durumda S21(sanal)

iyrtyyr1=[2.748 2.304 0 -1.480 -7.419 -5.651 -2.850 -2.104 -4.775 -0.122 -3.567 -0.653]; % alıcı izole durumda verici yatay durumda S21(gerçel)

iyityyi1=[-0.002 0 0.001 0.005 0.004 0.002 -0.001 -0.004 -0.002 -0.005 -0.006 -0.005]; % alıcı izole durumda verici yatay durumda S21(sanal)

udrtudr2=[3.634 4.698 4.565 -1.936 -4.25 -4.628 -6.164 -5.628 -1.505 1.724 3.101 3.680]; % alıcı izole durumda verici dikey durumda S21(gerçel)

uditudi2=[0.002 -0.003 -0.012 -0.008 -0.004 -0.005 0.001 0.005 0.006 0.005 0.003 0.002]; % alıcı izole durumda verici dikey durumda S21(gerçel)

uyrtuyr2=[2.801 3.014 1.646 1.862 1.148 -0.597 -4.076 -7.883 -6.173 -0.212 0.809 1.543]; % alıcı izole durumda verici dikey durumda S21(gerçel)

uyituyi2=[-0.001 -0.001 -0.001 0.001 0.002 0.003 0.003 0 -0.001 -0.003 -0.001 -0.002]; % alıcı izole durumda verici dikey durumda S21(gerçel)

ddrtydr2=[0.594 1.628 3.198 2.997 1.517 4.566 5.653 7.484 6.462 5.305 2.358 4.190]; % alıcı izole durumda verici dikey durumda S21(gerçel)

dditydi2=[0.003 0.003 0.005 0.004 0.004 0.001 0.003 0.001 0 -0.003 -0.004 -0.001];

dyrtyyr2=[2.748 2.304 0 -1.480 -7.419 -5.651 -2.850 -2.104 -4.775 -0.122 -3.567 -0.653];

dyityyi2=[-0.002 0 0.001 0.005 0.004 0.002 -0.001 -0.004 -0.002 -0.005 -0.006 -0.005];

bdrddur1=[3.711 0.522 -3.795 -7.510 -7.532 -4.600 1.808 6.236 4.246 4.858 2.697 -3.770];

bdiddui1=[0.003 0.005 0.004 0.001 -0.004 -0.007 -0.008 -0.003 -0.003 -0.001 0.003 0.001];

idrdydr1=[-4.690 -5.466 -8.088 -10.083 -12.671 -10.794 -12.919 -5.954 -3.594 -3.792 -1.440 -0.876];

ididydi1=[0.003 0.003 -0.001 0.001 0.004 0.003 -0.005 -0.007 0.005 0.005 0.003 0.003];

byrduyr1=[-2.566 -2.428 -0.314 4.609 7.833 5.443 4.262 2.396 -0.968 -5.115 -5.817 -1.232];

byiduyi1=[-0.004 -0.005 -0.008 -0.008 -0.002 0.003 0.004 0.005 0.006 0.007 0.002 0.001];

iyrdyyr1=[-2.520 -3.655 -4.116 -5.675 -5.380 -4.996 -0.730 -4.607 -3.123 -2.292 -2.570 -3.180];

iyidyyi1=[-0.003 -0.004 -0.005 -0.006 -0.007 -0.009 -0.006 -0.007 -0.006 -0.005 -0.004 -0.003];

udrddur2=[-3.770 2.697 4.858 4.246 6.236 1.808 -4.6 -7.532 -7.510 3.795 0.522 3.711];

udiddui2=[0.001 0.003 -0.001 -0.003 -0.003 -0.008 -0.007 -0.004 0.001 0.004 0.005 0.003];

ddrdydr2=[-4.690 -5.466 -8.088 -10.083 -12.671 -10.794 -12.919 -5.954 -3.594 -3.792 -1.440 -0.876];

ddidydi2=[0.003 0.003 -0.001 0.001 0.004 0.003 -0.005 -0.007 0.005 0.005 0.003 0.003];

uyrduyr2=[1.232 -5.817 -5.115 -0.968 2.396 4.262 5.443 7.833 4.609 -0.314 -2.428 -2.566];

uyiduyi2=[0.001 0.002 0.007 0.006 0.005 0.004 0.003 -0.002 -0.008 -0.008 -0.005 -0.004];

dyrdyyr2=[-2.520 -3.655 -4.116 -5.675 -5.380 -4.996 -0.730 -4.607 -3.123 -2.292 -2.570 -3.180];

dyidyyi2=[-0.003 -0.004 -0.005 -0.006 -0.007 -0.009 -0.006 -0.007 -0.006 -0.005 -0.004 -0.003];

% vericinin yatay olarak çalıştığı durumda etkileşimli S21 ile izole durumda S21’in farkı

dfiy=dyidyyi2-dyityyi2;

dfry=dyrdyyr2-dyrtyyr2;

ufiy=uyiduyi2-uyituyi2;

ufry=uyrduyr2-uyrtuyr2;

ifiy=iyidyyi1-iyityyi1;

ifry=iyrdyyr1-iyrtyyr1;

bfiy=byiduyi1-byituyi1;

bfry=byrduyr1-byrtuyr1;

% vericinin dikey olarak çalıştığı durumda etkileşimli S21 ile izole durumda S21’in farkı

dfid=ddidydi2-dditydi2;

dfrd=ddrdydr2-ddrtydr2;

ufid=udiddui2-uditudi2;

ufrd=udrddur2-udrtudr2;

ifid=ididydi1-iditydi1;

ifrd=idrdydr1-idrtydr1;

bfid=bdiddui1-bditudi1;

bfrd=bdrddur1-bdrtudr1;

% Etkileşimli akım değerleri verici dikey durumda (Etkileşim halde voltaj değerinin yüke 50 ohma oranı )

ibid=(bdiddui1/50);

ibrd=(bdrddur1/50);

iiid=(ididydi1/50);

iird=(idrdydr1/50);

iuid=(udiddui2/50);

iurd=(udrddur2/50);

idid=(ddidydi2/50);

idrd=(ddrdydr2/50);

% Etkileşimli akım değerleri verici yatay durumda (Etkileşim halde voltaj değerinin yüke 50 ohma oranı )

ibiy=(byiduyi1/50);

ibry=(byrduyr1/50);

iiiy=(iyidyyi1/50);

iiry=(iyrdyyr1/50);

iuiy=(uyiduyi2/50);

iury=(uyrduyr2/50);

idiy=(dyidyyi2/50);

idry=(dyrdyyr2/50);

Ay(4,3,12)=0;

by(4,1,12)=0;

Ad(4,3,12)=0;

bd(4,1,12)=0;

for k=1:1:12;

Ay(:,:,k)=[iiry(k)+i\*iiiy(k) iury(k)+i\*iuiy(k) idry(k)+i\*idiy(k); ibiy(k)+i\*ibry(k)+iury(k)+i\*iuiy(k) idry(k)+i\*idiy(k) 0; iiry(k)+i\*iiiy(k)+idry(k)+i\*idiy(k) ibiy(k)+i\*ibry(k) 0; iury(k)+i\*iuiy(k) iiry(k)+i\*iiiy(k) ibiy(k)+i\*ibry(k)];

by(:,:,k)=[bfry(k)+i\*bfiy(k);ifry(k)+i\*ifiy(k); ufry(k)+i\*ufiy(k) ; dfry(k)+i\*dfry(k) ]

end

for k=1:1:12;

Ad(:,:,k)=[iird(k)+i\*iiid(k) iurd(k)+i\*iuid(k) idrd(k)+i\*idid(k); ibid(k)+i\*ibrd(k)+iurd(k)+i\*iuid(k) idrd(k)+i\*idid(k) 0; iird(k)+i\*iiid(k)+idrd(k)+i\*idid(k) ibid(k)+i\*ibrd(k) 0; iurd(k)+i\*iuid(k) iird(k)+i\*iiid(k) ibid(k)+i\*ibrd(k)];

bd(:,:,k)=[bfrd(k)+i\*bfid(k);ifrd(k)+i\*ifid(k); ufrd(k)+i\*ufid(k) ; dfrd(k)+i\*dfrd(k) ]

end

xy(3,1,12)=0;

xd(3,1,12)=0;

for k=1:1:12

xy(:,:,k)=inv(Ay(:,:,k)'\*Ay(:,:,k))\*(Ay(:,:,k)')\*by(:,:,k)

xd(:,:,k)=inv(Ad(:,:,k)'\*Ad(:,:,k))\*(Ad(:,:,k)')\*bd(:,:,k)

end

Cy(4,4,12)=0;

for k=1:1:12;

Cy(:,:,k)=[1 -xy(1,1,k)/50 -xy(2,1,k)/50 -xy(3,1,k)/50 ;

-xy(1,1,k)/50 1 -xy(1,1,k)/50 -xy(2,1,k)/50 ;

-xy(2,1,k)/50 -xy(1,1,k)/50 1 -xy(1,1,k)/50;

xy(3,1,k)/50 -xy(2,1,k)/50 -xy(1,1,k)/50 1 ];

end

Cd(4,4,12)=0;

for k=1:1:12;

Cd(:,:,k)=[1 -xd(1,1,k)/50 -xd(2,1,k)/50 -xd(3,1,k)/50 ;

-xd(1,1,k)/50 1 -xd(1,1,k)/50 -xd(2,1,k)/50 ;

-xd(2,1,k)/50 -xd(1,1,k)/50 1 -xd(1,1,k)/50;

-xd(3,1,k)/50 -xd(2,1,k)/50 -xd(1,1,k)/50 1 ];

end

uz=[];

uk=[uzz ;uzz; uzz ;uzz]

for k=1:1:12;

ady(:,k)=Cy(:,:,k)\*uk(:,k);

add(:,k)=Cd(:,:,k)\*uk(:,k);

diziy(:,k)=ady(1,k)+ady(2,k)+ady(3,k)+ady(4,k);

dizid(:,k)=add(1,k)+add(2,k)+add(3,k)+add(4,k);

end

dizi(:,:)=(diziy+dizid)

the=1:1:12

plot(the,dizi)

**EK 2: Yön Bulan ve kör nokta atayan küresel konumlama sistemi alıcısı Matlab Kodları**

% Kod ilk önce antenlerden gelen verileri bir satırlık matrisler halinde s1 değişkeni olarak kaydediyor. Bu veriler tek bir matris içerisine konuluyor ve kompanzasyon matrisi ile çarpılıp veirlerin kuplaj olmadan alındığı veriler haline getirilyior. konduktan sonra korelasyon matrisi hesaplanıyor ve tekil değer ayrışması ile MDL algoritması çalıştırılıyor elde edilen kaynak sayısı yön bulmak için ESPRIT algoritmasında değişken olarak kullanılıyor. Burada bulunan yönler kör nokta atanması için kör nokta atayan dizi çarpanı bulan algoritmaya geliyor. Dizi çarpanı elde edildikten sonra gelen sinyaller modifiye edilip alıcı algoritması ile uydular bulunmaya çalışılıyor.

% Anten dizisinden gelen sinyaller ile karıştırıcı sinyal sayısının MDL algoritması ile çıkarılması

M=4; % Dizideki anten sayısı

s1=[]; %1. anten veriler

s2=[]; %2. anten veriler

s3=[]; %3. anten veriler

s4=[]; %4. anten veriler

Xm=[s1;s2;s3;s4];

C()\*Xm = X ;

R=(X\*X')/(N+1); % Kovaryans matrisinin hesaplanması

[U,D,V]=svd(R); % tekil değer ayrıştırması

e=diag(D);

% MDL algoritmasıyla kaynak sayısının belirlenmesi

for k = 0 : M-1

la = e(k+1:M);

lam=la.^(1/(M-k));

MDL(k+1)=-(M-k)\*(N+1)\*log10(prod(lam)/(sum(e(k+1:M))/(M-k)))+0.5\*k\*(2\*M-k)\*log10((N+1));

[min1,index]=min(MDL);

index\_MDL=index-1;

% Karıştırıcı sayısı belirlendikten sonra sisteme gelen sinyallerin açısının ESPRIT algoritması ile bulunması

for h=0:M

p=1:M+1

F(h+1,p)=exp((j\*2\*pi\*(h-M/2)\*(p-1))/M);

end

F1=(1/sqrt(M))\*F;

% Diagonal matrix

for i=0:M

Jo(:,i+1)=1/(sqrt(M)\*j^(i-M/2)\*besseli(i-M/2,1.6\*2\*pi));

end

J=diag(Jo);

T=F1’\*J; % Dairesel diziden sanal doğrusal diziye dönüşüm matrisi

X=T\*X;

Rxx=X\*X';

[S V D]=svd(X\*X');

V1=V(1:index\_MDL,1:index\_MDL);

S1=S(:,1:index\_MDL);

D1=D(:,1:index\_MDL);

Q=D1\*V1\*S1.';

Q1=Q(1:h-1,:);

Q2=Q(2:h,:);

P=pinv(Q1)\*Q2;

[V2 D2]= eig(P);

z=(sort(diag(D2)));

for O=1:index\_MDL

Y(O)=angle(z(O,1));

angle\_estim(O)=abs((Y(O))/(pi/360));

end

% Karıştırıcı sayısı belirlendikten sonra sisteme gelen sinyallerin açısının ESPRIT algoritması ile bulunması

for h=0:M

p=1:M+1

F(h+1,p)=exp((j\*2\*pi\*(h-M/2)\*(p-1))/M);

end

F1=(1/sqrt(M))\*F;

% Diagonal matrix

for i=0:M

Jo(:,i+1)=1/(sqrt(M)\*j^(i-M/2)\*besseli(i-M/2,1.6\*2\*pi));

end

J=diag(Jo);

T=F1’\*J; % Dairesel diziden sanal doğrusal diziye dönüşüm matrisi

X=T\*X;

Rxx=X\*X';

[S V D]=svd(X\*X');

V1=V(1:index\_MDL,1:index\_MDL);

S1=S(:,1:index\_MDL);

D1=D(:,1:index\_MDL);

Q=D1\*V1\*S1.';

Q1=Q(1:h-1,:);

Q2=Q(2:h,:);

P=pinv(Q1)\*Q2;

[V2 D2]= eig(P);

z=(sort(diag(D2)));

for O=1:index\_MDL

Y(O)=angle(z(O,1));

angle\_estim(O)=abs((Y(O))/(pi/360));

end

% Açılar belirlendikten sonra bu açılara kör nokta atayan anten dizi çarpanı hesaplanması

N = 4;

c = 300000000;

fc=1575420000;

lambda = c/fc;

d = 0.85\*lambda;

r = N\*d/(2\*pi);

angp = -180:180;

for O = 1:1:index\_MDL

[w,pos] = diffbfweights(N,r/lambda,angle\_estim(O),'ArrayGeometry','UCA');

% belirlenmiş açıya kör nokta atayan dizi faktörü hesabı

bp(O) = arrayfactor(pos,angp,w);

bp=bp\*bp(O);

end

Xns=bp.\*X;

% antenden alınan verilerin dizi çarpanı ile yenilendikten sonra diziden alınan toplam sinyal( uyduları görüntülemek için alıcıya giden veriler)

S=Xns(1)+Xns(2)+Xns(3)+Xns(4);

% Kör nokta atayan dizi çarpanı ile diziden elde edilen sinyaller yenilendikten sonra alıcı algoritması ile gördüğü uyduların belirlenmesi

samplingFreq= "" ; % Örnekleme frekansı

codeLength=1023; % Kaba edinim (C/A) kod uzunluğu

codeFreqBasis=1.023 MHz;

acqSearchBand=500e3 ;

samplesPerCode = round(samplingFreq / (codeFreqBasis / codeLength));

% 1 ms boyutlarında sinyal verilerinin elde edilmesi

longSignal=S;

signal1 = longSignal(1 : samplesPerCode);

signal2 = longSignal(samplesPerCode+1 : 2\*samplesPerCode);

signal0DC = longSignal - mean(longSignal);

% örnekleme periyodu

ts = 1 /samplingFreq;

% Yerel taşyıcı sinyalin faz noktalarının belirlenmesi

phasePoints = (0 : (samplesPerCode-1)) \* 2 \* pi \* ts;

% Toplama bandı için frekans noktalarının belirlenmesi (500Hz steps)

numberOfFrqBins = round(acqSearchBand \* 2) + 1;

% Kaba edinim kodlarının üretilmesi ve sinyal örnekleme frekansında örneklenmesi

samplesPerCode = round(samplingFreq /(codeFreqBasis /codeLength));

caCodesTable = zeros(32, samplesPerCode);

%--- Zaman sabitlerinin belirlenmesi --------------------------------------------------

ts = 1/samplingFreq; % Örnekleme periyodu saniye

tc = 1/codeFreqBasis; % Kaba edinim kodu periyodu

%=== Tüm uydu numaraları için

for PRN = 1:32

%--- PRN lar için kaba edinim kodlarının hesaplanması

g2s = [ 5, 6, 7, 8, 17, 18, 139, 140, 141, 251,252, 254, 255, 256, 257, 258, 469, 470, 471, 472,473, 474, 509, 512, 513, 514, 515, 516, 859, 860,861, 862];

%--- Verilen PRN için sağa kaydırma ----------------------------

g2shift = g2s(PRN);

%--- G1 kodunun üretilmesi -----------------------------------------------------

g1 = zeros(1, 1023);

reg = -1\*ones(1, 10);

for i=1:1023

g1(i) = reg(10);

saveBit = reg(3)\*reg(10);

reg(2:10) = reg(1:9);

reg(1) = saveBit;

end

%--- G2 kodun üretilmesi -----------------------------------------------------

g2 = zeros(1, 1023);

reg = -1\*ones(1, 10);

for i=1:1023

g2(i) = reg(10);

saveBit = reg(2)\*reg(3)\*reg(6)\*reg(8)\*reg(9)\*reg(10);

reg(2:10) = reg(1:9);

reg(1) = saveBit;

end

%--- G2 kodunun kaydırılması --------------------------------------------------------

%g2 kodunun önceki ve sonraki verilerinin yer değiştirilerek birleştirilmesi

g2 = [g2(1023-g2shift+1 :1023), g2(1 : 1023-g2shift)];

%--- kaba edinim kodunun elde edilmesi

caCode = -(g1 .\* g2);

codeValueIndex = ceil((ts \* (1:samplesPerCode)) / tc);

codeValueIndex(end) = 1023;

caCodesTable(PRN, :) = caCode(codeValueIndex);

end % for PRN = 1:32

results = zeros(numberOfFrqBins, samplesPerCode);

frqBins = zeros(1, numberOfFrqBins);

carrFreq = zeros(1, 32);

codePhase = zeros(1, 32);

peakMetric = zeros(1, 32);

fprintf('(');

% tüm PRN lar için test edilmesi

for PRN = acqSatelliteList

%% sinyali körele edilmesi

%--- kaba edinim kodlarının ayrık fourier dönüşümünün yapılması---

caCodeFreqDom = conj(fft(caCodesTable(PRN, :)));

%--- frekans bandı boyunca korele edilmesi

for frqBinIndex = 1:numberOfFrqBins

%--- taşıyıcı sinyalin üretilmesi (0.5kHz step) -----------

frqBins(frqBinIndex) = settings.IF - (acqSearchBand/2) \* 1000 + 0.5e3 \* (frqBinIndex - 1);

%--- yerel cos ve sin sinyallerinin üretilmesi -------------------------------

sinCarr = sin(frqBins(frqBinIndex) \* phasePoints);

cosCarr = cos(frqBins(frqBinIndex) \* phasePoints);

%--- sinyalden taşıyıcı sinyalin ayrıştırılması -----------------------------

I1 = sinCarr .\* signal1;

Q1 = cosCarr .\* signal1;

I2 = sinCarr .\* signal2;

Q2 = cosCarr .\* signal2;

%--- taban sinyalin frekans düzlemine alınması--------------

IQfreqDom1 = fft(I1 + j\*Q1);

IQfreqDom2 = fft(I2 + j\*Q2);

%--- frekans düzleminde çarpım

convCodeIQ1 = IQfreqDom1 .\* caCodeFreqDom;

convCodeIQ2 = IQfreqDom2 .\* caCodeFreqDom;

%--- ters ayrık zaman fourier dönüşümünün yapılması ------------

acqRes1 = abs(ifft(convCodeIQ1)) .^ 2;

acqRes2 = abs(ifft(convCodeIQ2)) .^ 2;

%--- yüksek gücün seçilip kaydedilmesi

if (max(acqRes1) > max(acqRes2))

results(frqBinIndex, :) = acqRes1;

else

results(frqBinIndex, :) = acqRes2;

end

end % frqBinIndex = 1:numberOfFrqBins

[peakSize frequencyBinIndex] = max(max(results, [], 2));

[peakSize codePhase] = max(max(results));

samplesPerCodeChip = round(settings.samplingFreq / settings.codeFreqBasis);

excludeRangeIndex1 = codePhase - samplesPerCodeChip;

excludeRangeIndex2 = codePhase + samplesPerCodeChip;

if excludeRangeIndex1 < 2

codePhaseRange = excludeRangeIndex2:(samplesPerCode + excludeRangeIndex1);

elseif excludeRangeIndex2 >= samplesPerCode

codePhaseRange =(excludeRangeIndex2-samplesPerCode):excludeRangeIndex1;

else

codePhaseRange = [1:excludeRangeIndex1,excludeRangeIndex2:samplesPerCode];

end

secondPeakSize = max(results(frequencyBinIndex, codePhaseRange));

%--- sonucun yazılması -----------------------------------------------------

peakMetric(PRN) = peakSize/secondPeakSize;

if (peakSize/secondPeakSize) > acqThreshold

fprintf('%02d ', PRN);