

# MUSIC Algoritması İle DOA Kestirimi İçin Düzgün Aralıklı Dairesel Anten Dizisi Optimizasyonu

G. Nurhan Karabıyık, Cevdet Işık  
İstanbul Teknik Üniversitesi  
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü  
Maslak, İstanbul  
[kgnurhan@superonline.com](mailto:kgnurhan@superonline.com), [isikcev@ehb.itu.edu.tr](mailto:isikcev@ehb.itu.edu.tr)

**Özet:** Dünya çapında, mobil ağ kullanıcı sayısındaki büyük artış nedeniyle hızlı ve ucuz kablosuz iletişimde artan kapasite ihtiyacını karşılamada uyarlamalı antenlere olan ilgi artmıştır. Akıllı anten sistemlerindeki sayısal işaret işlemci, işaretlerin geliş doğrultularını (DOA) kestirir ve uyarlamalı demet oluşturma ile anteni, istenilen işaret yönünde en büyük ışımayı yapacak ve istenmeyen işaretler yönünde de ışımaya diyagramının sıfırları gelecek şekilde yönlendirecek uygun ağırlık katsayılarını hesaplar.

DOA kestirimi için kullanılan algoritmalarından Schmidt tarafından önerilen MUSIC (Çoklu İşaret Sınıflandırması) algoritması, gelen işaret sayısını ve işaret geliş doğrultularını doğru olarak kestiren alt uzay temelli yüksek çözünürlüklü bir yöntemdir. Bu çalışmada, MUSIC algoritması kullanılarak düzgün aralıklı bir dairesel anten dizisi ile sağlanan DOA kestirim başarısı, dizi eleman sayısı, işaret gücü ve gürültü gücü parametrelerine göre irdelenerek dairesel dizide optimizasyon, dizi eleman sayısı veya dizi yerleşim alanını minimum kılacak şekilde yapılmaktadır.

## 1. Giriş

Dünya çapında, mobil ağ kullanıcı sayısındaki büyük artış nedeniyle hızlı ve ucuz kablosuz iletişimde artan kapasite ihtiyacını karşılamada uyarlamalı antenlere olan ilgi artmıştır. 3. nesil ve gelecekteki kablosuz sistemlerde, uyarlamalı veya akıllı antenler üzerindeki çalışmalar hız kazanmaktadır. Akıllı anten sistemleri, trafiğin yoğun olduğu bölgelerde, radyo spektrumunun etkin kullanımına olanak sağlar.

Akıllı anten sistemlerindeki sayısal işaret işlemci, işaretlerin geliş doğrultularını (DOA) kestirir ve uyarlamalı demet oluşturma ile anteni, istenilen işaret yönünde en büyük ışımayı yapacak ve istenmeyen işaretler yönünde de ışımaya diyagramının sıfırları gelecek şekilde yönlendirecek uygun ağırlık katsayılarını hesaplar [1]. DOA kestiriminde kullanılan algoritmalarından Schmidt tarafından önerilen MUSIC (Çoklu İşaret Sınıflandırması) algoritması [2], gelen işaret sayısı ve işaret geliş doğrultularını doğru olarak kestiren alt uzay temelli bir yöntemdir ve yüksek çözünürlük sağlar. MUSIC algoritması ilk olarak, beyaz Gauss gürültüsüyle bozulan sinüzoidal frekansların kestirimi için önerilmiştir, günümüzde ise uyarlamalı demet oluşturma amacıyla işaretlerin geliş doğrultularının kestirimi için kullanılmaktadır [3].

## 2. MUSIC Algoritması

MUSIC algoritmasında, düzgün aralıklı  $M$  adet özdeş, izotropik antene sahip dairesel diziyeye, kaynağı uzak alanda bulunan  $D$  adet işaret geldiğinde, diziden alınan toplam işaret,

$$\mathbf{u}(t) = \sum_{i=0}^{D-1} \mathbf{a}(\phi_i) s_i(t) + \mathbf{n}(t) \quad (1)$$

olmaktadır. Matris biçiminde ise,  $\mathbf{u}(t) = \mathbf{A}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t)$  olup,  $\mathbf{s}(t) = (s_0(t) \ s_1(t) \ \dots \ s_{D-1}(t))^T$ , gelen işaret vektörünü,  $\mathbf{n}(t) = (n_0(t) \ n_1(t) \ \dots \ n_{D-1}(t))^T$ , her anten elemanındaki gürültü bileşenlerini ve  $\mathbf{A}$  matrisinin sütun vektörleri  $\mathbf{a}(\phi_i)$ ,  $\phi_i$  açısından gelen  $i$ . işaret için dizi yayılım vektörü veya yöneltme vektörünü gösterir. Diziden alınan toplam işaretin beklenen değeri alınarak, giriş kovaryans matrisi  $\mathbf{R}_{uu}$  elde edilir.

$$\mathbf{R}_{uu} = E[\mathbf{u}(t)\mathbf{u}(t + \tau)]^H = \mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H + \sigma_n^2\mathbf{I} \quad (2)$$

$\mathbf{R}_{ss}$  gelen işaretin kovaryans matrisi,  $\sigma_n^2$  beyaz Gauss gürültüsünün varyansıdır.  $\mathbf{R}_{uu}$ 'nun özdeğerleri  $\lambda_i$  bulunarak,  $\mathbf{AR}_{ss}\mathbf{A}^H$ 'ın özdeğerleri  $\nu_i = \lambda_i - \sigma_n^2$  bulunur. Anten dizisine gelen işaret sayısı  $D$ , dizi eleman sayısı  $M$ 'den küçük olduğunda,  $\mathbf{AR}_{ss}\mathbf{A}^H$ 'ın  $(M-D)$  adet özdeğeri sıfırdır [4] ve bu durumda  $\lambda_i = \sigma_n^2$ ,  $i = D, D+1, \dots, M-1$  olur. Pratikte  $\mathbf{R}_{uu}$  kovaryans matrisi, sonlu zaman örnekleri üzerinden ortalama alınarak elde edilir ve yeterince büyük örnekleme sayısı için  $\lambda_i$  özdeğerleri yaklaşık olarak  $\sigma_n^2$ 'e yaklaşık eşit olur. Bu durumda,  $\mathbf{R}_{uu}$ 'nun öz vektörleri  $\mathbf{q}_i$ 'ler,  $\mathbf{A}^H \mathbf{q}_i = \mathbf{0}$ ,  $i = D, D+1, \dots, M-1$  denklemini sağlar. Yani, gelen işaretlere karşı düşen dizi yöneltme vektörleri  $\mathbf{R}_{uu}$ 'nun öz vektörlerine diktir. Gelen işaretlerin DOA'ları,  $V_n = (q_D q_{D+1} \dots q_{M-1})$  olmak üzere,

$$P_{MUSIC}(\phi) = \frac{a^H(\phi)a(\phi)}{a^H(\phi)V_n V_n^H a(\phi)} \quad (3)$$

uzay spektrumundaki tepelere karşı düşer [4].

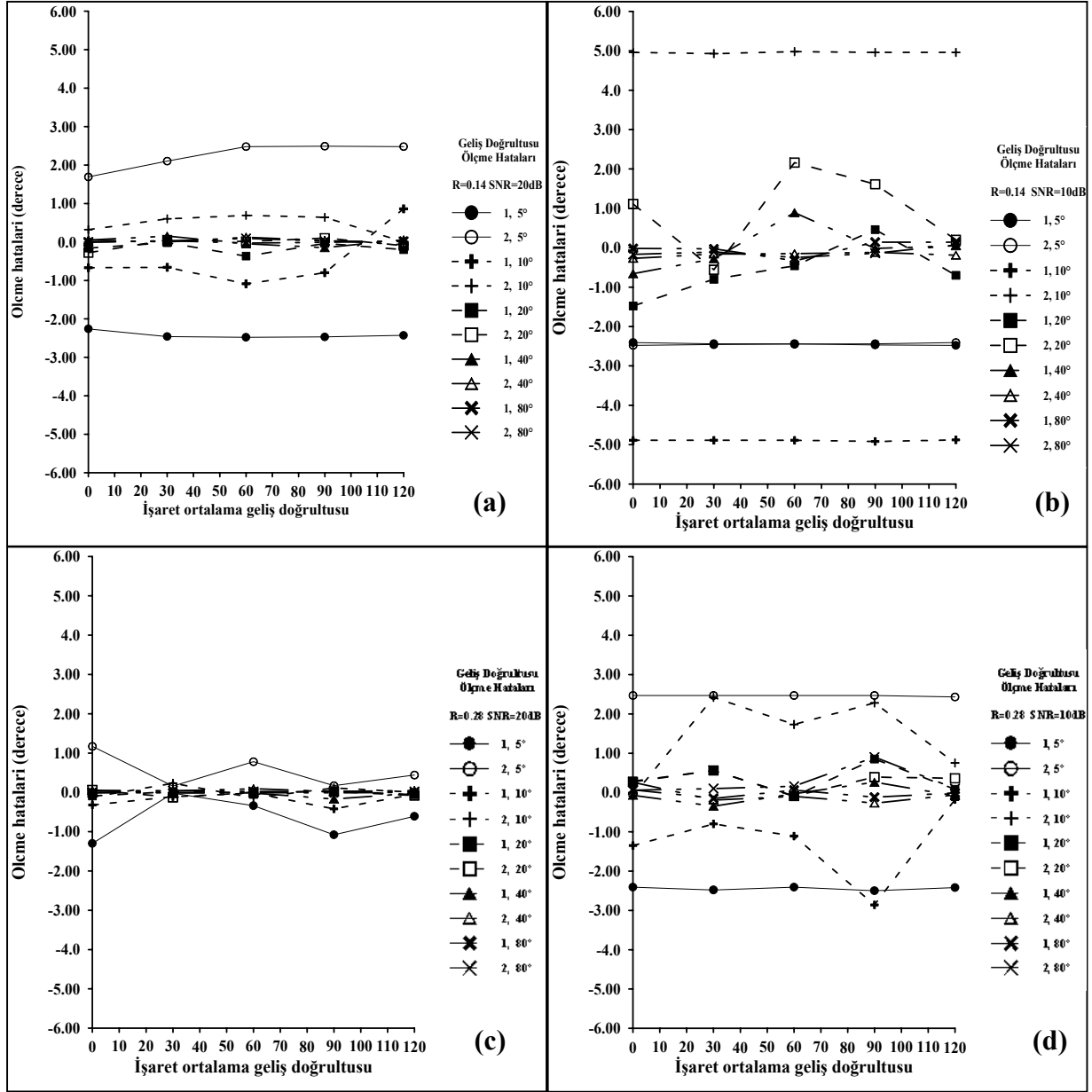
### 3. Simülasyon

DOA'yı belirlemek için kullanılacak anten sayısı, sistemin üzerine konuşlandırılacağı platform (örneğin, bir uzaktan kontrollü araç üzerinde bulunan DOA sistemi) bakımından sınırlıdır. Bu durumda, DOA kestirim performansının  $\theta \in (-180^\circ, 180^\circ)$  olduğu tüm sektörde en üst düzeyde sağlanması önemlidir. DOA sistemindeki bu gereksinimin, dairesel diziler kullanılarak sağlanması daha uygun olacaktır.

Bu amaçla, düzgün aralıklı bir dairesel anten dizisi ile MUSIC algoritması kullanılarak elde edilen DOA kestirim başarısı, dizi eleman sayısı, işaret gücünün gürültü gücüne oranı (SNR) parametresine göre irdelenerek dairesel dizide optimizasyon için gereken değerlendirmeler yapılmıştır. Bu amaçla, simülasyonlarda, 3-elemanlı bir düzgün aralıklı dairesel dizi kullanılmakta ve diziye uzak alandaki kaynaktan eşit güce ve farklı taşıyıcı frekanslarına sahip 2 sinüzoidal işaret geldiği varsayılmaktadır. Değerlendirmelerde gürültünün rastlantısal etkisi ile sonuçların değişmesi nedeniyle, her bir durumda simülasyon 10 kez tekrarlanarak elde edilen işaret geliş doğrultularına ilişkin açısal kestirim hatalarının ortalama değerleri kullanılmaktadır. SNR değeri 20 dB ve 10 dB, dairesel dizi yarıçapının dalga boyuna göre bağlı değerleri ( $R/\lambda$ ) 0.14 ve 0.28, örnek sayısı olarak 1000 alınarak simülasyonlar tekrarlanmıştır. Simülasyon sonuçları Şekil 1'de toplu olarak gösterilmektedir. Burada x-ekseni işaret ortalama geliş doğrultusunu derece olarak göstermektedir. Bu doğrultu, 2 işaretin geliş doğrultularının aritmetik ortalamasıdır. 3-elemanlı dairesel dizide azimut açısına göre  $120^\circ$ 'lik sektörler için bir benzerlik söz konusudur. Bu nedenle, simülasyonda ortalama geliş doğrultusu için değişim aralığı olarak  $0^\circ$  ile  $120^\circ$  alınmıştır. Simülasyonda, dairesel dizinin elemanları  $0^\circ$ ,  $120^\circ$  ve  $240^\circ$  doğrultularında alınmıştır. Y-ekseni ise, ölçme hatası olarak MUSIC algoritması ile belirlenen işaret doğrultularındaki hataları göstermektedir. Şekildeki parametre değerleri, örnek olarak  $(1, 5^\circ)$ 'de, 1 birinci işarete ilişkin eğriyi,  $5^\circ$  ise 2 işaretin geliş doğrultuları arasındaki farkı göstermektedir. Buna göre her bir eğri  $5^\circ$ ,  $10^\circ$ ,  $20^\circ$ ,  $40^\circ$  ve  $80^\circ$  farklarına karşı düşen geliş doğrultuları için hataları vermektedir.

### 4. Sonuçlar

Geliş açısı kestiriminde MUSIC algoritması kullanılarak düzgün aralıklı dairesel dizide optimizasyon için gereken değerlendirmeler yapılmıştır. Şekil 1'e göre, düzgün aralıklı dairesel dizinin yarıçapı 2 katına çıkarıldığında hata önemli ölçüde azalmaktadır. SNR değerinin küçülmesi beklenildiği gibi hatayı arttırmaktadır. Gelen 2 işaretin doğrultuları arasındaki fark büyüdükçe hata azalmaktadır. Ortalama geliş doğrultusuna göre hatanın yaklaşık sabit olduğu görülmektedir. Sonuç olarak dairesel dizinin yarıçapı, hata gereksinimini sağlayan en küçük bir değerde olmalıdır. Bu hata gereksinimini karşılayacak şekilde doğrultusu belirlenen işaret kaynaklarının yeri SNR oranıyla sınırlanır. Kaynak uzaklaştıkça SNR oranı küçüleceğinden hata da artar, yani dizinin gereksinimi karşılayan hata ile DOA belirleme kapsama alanı işaret gücüne bağlıdır. İşaretin geliş doğrultusu dairesel dizideki simetriden dolayı MUSIC algoritmasının açı belirleme yeteneğini pek etkilememektedir.



Şekil 1. Simülasyon sonuçlarına ilişkin eğriler. (a)  $R/\lambda=0.14$ , SNR=20dB, (b)  $R/\lambda=0.14$ , SNR=10dB, (c)  $R/\lambda=0.28$ , SNR=20dB, (d)  $R/\lambda=0.28$ , SNR=10dB.

## Kaynaklar:

- [1]. Balanis, C.A., Antenna Theory Analysis and Design, 3. Baskı, John Wiley&Sons,Inc., Hoboken, NJ.,2005.
- [2]. Schmidt, R.O., Multiple Emmitter Location and Signal Parameter Estimation, *Proceedings of RADC Spectrum Estimation Workshop*, Griffiss AFB, New York, sayfa 243-258,1979.
- [3]. Haykin, S. Adaptive Filter Theory, Prentice-Hall, NJ,1996.
- [4]. Rappaport, T.S. ve Liberti, J.C., Smart Antennas for Wireless communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications, Prentice Hall, NJ, 1999.

# Özilintisi İyi Karmaşık Eşzamanlama İşareti Aramak İçin Bir Yöntem

Selçuk Taşcıoğlu, Oktay Üreten \*  
Ankara Üniversitesi  
Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Tandoğan, Ankara  
Selcuk.Tascioglu@eng.ankara.edu.tr

\*University of Ottawa  
School of Information Technology and Engineering  
Ottawa, ON, Canada  
ureten@ieee.org

**Özet:** Bu çalışmada,  $N$  tane sinüzoidal dikgen bileşen içerisinden, birbirinden farklı  $m < N$  tanesinin frekans ve evresini, bu bileşenler toplanarak oluşturulacak karmaşık eşzamanlama işaretinin özilintisi iyi olacak şekilde seçme problemi ele alınmıştır. Problemin yapısına uygun olarak geliştirilen bir genetik arama yöntemi ile tam kapsamlı arama yapmaksızın özilintisi iyi işaretler üretilebileceği gösterilmiş ve elde edilen araştırma bulguları sunulmuştur. Geliştirilen yöntemin, eşzamanlama için öncü taşıyıcı kullanan OFDM sistemlerinde kullanımı önerilmektedir.

## 1. Giriş

Özilintisi iyi diziler, iletişim sistemlerinin eşzamanlamasında sıklıkla kullanılmakta ve bu dizileri bulmakta kullanılabilecek bir çok yöntem yazılı dizinde yer almaktadır [1]. Bununla birlikte, DRM [2] ve DVB-T [3] gibi eşzamanlama işareti sınırlı sayıda dikgen sinüzoidal bileşenin toplamından oluşan OFDM tabanlı sistemlerde, bileşenlerin frekans ve evrelerinin nasıl seçileceği konusunda bir çalışma yazılı dizinde bulunmamaktadır. Adı geçen standartlarda eşzamanlama işaretini oluşturan öncü alt taşıyıcıların frekans ve evre değerleri verilmekle birlikte, bu değerleri elde etmekte kullanılabilecek bir yaklaşım sunulmamaktadır. Problemin çözümü için geliştirilecek sistemli bir yaklaşımın, eşzamanlama için öncü taşıyıcı kullanan OFDM sistemlerinin tasarımında faydalı olacağı değerlendirilmektedir.

Verilen  $N$  dikgen bileşen içerisinden  $m < N$  tanesinin, eşzamanlama işaretinin özilintisi iyi olacak şekilde seçimi probleminin analitik çözümü olmadığı gibi, büyük  $N$  ve  $m$  değerleri için tam kapsamlı arama yapmak da pratik değildir [4]. Önceki bir çalışmada, problemin çözümü için genetik arama yöntemi önerilmiş, ancak problemi basitleştirmek için sadece alt taşıyıcı konumlarını arayan bir yöntem sunulmuştur [5]. Bu çalışmada ise, alt taşıyıcıların hem evre hem de konumunu birlikte arayan bir genetik arama algoritması geliştirilmiştir. Geliştirilen genetik algoritma, önerilen “bölgesel çaprazlama” yöntemi sayesinde iyi bireylerin konum ve evre özelliklerinin yeni oluşturulan bireylere kalıtsal olarak geçmesini sağlayarak daha iyi bireyler elde edilmesine dayanmaktadır.

## 2. İyi Özilintili İşaretlerin Üretimi

Yan kulak bastırması yüksek, ana kulak genişliği dar olan özilinti işlevleri iyi özilintili işlevler olarak adlandırılır. Yüksek yan kulak bastırması gürültüye karşı algılama hassasiyetini artırırken, dar ana kulak genişliği de algılama noktasındaki belirsizliği azaltmaya yardımcı olur.

Eşzamanlama işareti sınırlı sayıda dikgen sinüzoidal bileşenin toplamından oluşan OFDM tabanlı sistemlerde, eşzamanlama öncüsü olarak seçilecek taşıyıcıların konumları ve evreleri işaretin özilinti karakteristiklerini belirlemede, bu nedenle taşıyıcı frekans ve evrelerinin uygun şekilde seçilmesi gerekmektedir. Bir OFDM sisteminde öncü simgelerin genliği birim alındığında, eşzamanlama işareti

$$s(n) = \sum_{k=1}^{N_p} e^{j2\pi\left(\frac{P_k n}{N} + \frac{\phi_k}{M}\right)} \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (1)$$

olarak elde edilir. Burada  $P_k$  ( $k=1,2,\dots,N_p$ ) alt taşıyıcı numarası türünden öncülerin konumlarını,  $\varphi_k$  taşıyıcı evrelerini,  $N$  DFT boyutunu,  $M$  ise evrenin nicemleme seviyesini göstermektedir. Bu durumda eşzamanlama işaretinin özilinti işlevi:

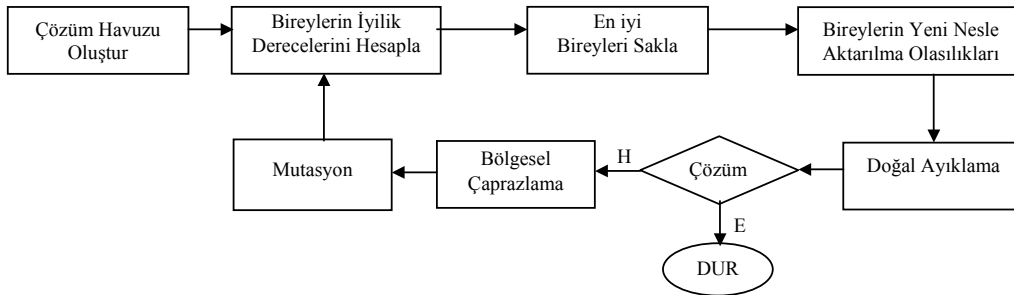
$$R(m) = \sum_{n=0}^{N-m-1} s(n)s^*(n+m) \quad 0 \leq m \leq N-1 \quad (2)$$

$$= \sum_{n=0}^{N-m-1} \left( \sum_{k=1}^{N_p} e^{j2\pi\left(\frac{P_k n}{N} + \frac{\varphi_k}{M}\right)} \sum_{k=1}^{N_p} e^{-j2\pi\left(\frac{P_k(n+m)}{N} + \frac{\varphi_k}{M}\right)} \right)$$

olarak hesaplanır. Denklem (2) incelendiğinde  $R(m)$ ' nin istenilen özilinti özelliklerini sağlayacak şekilde  $P_k$  ve  $\varphi_k$ ' ların analitik olarak elde edilmesinin mümkün olmadığı görülecektir [4].

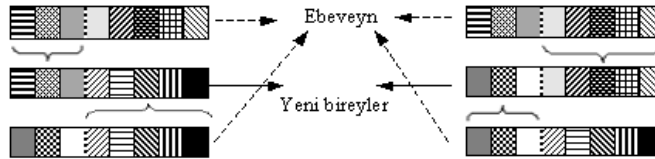
### 3. Genetik Arama Yöntemi

Geleneksel yöntemlerle çözümü zor veya imkansız olan eniyileme problemlerinde kullanılabilen genetik algoritma, bu çalışmada taşıyıcı konum ve evre seçimini aynı anda yapacak şekilde geliştirilmiştir. Şekil 1' de gösterildiği gibi, önce rasgele seçilen frekans (temel harmoniğin tam katlarında) ve evre değerlerine sahip bireylerle (frekans bölgesinde karmaşık sayı dizileri) başlangıç nesli oluşturulur. Çözüm havuzundaki her işaretin özilintisi bulunur ve yan kulak bastırması hesaplanır. Bu değerler her bireyin iyilik ölçüsünü belirlemek için kullanılır. Bireyler, iyilik dereceleri ölçüsünde rasgele bir sonraki nesle aktarılır. Aramanın yeni bölgelere sıçramasını sağlamak amacıyla mutasyon ve iyi bireylerin sahip oldukları kalıtsal özellikleri sonraki nesle aktarmak için çaprazlama işlemleri gerçekleştirilir.



Şekil 2. Önerilen genetik arama yöntemi

Önerilen “bölgesel çaprazlama” yöntemi için rasgele seçilen ebeveyn frekans bantlarına ayrılır. Bu çalışmada 16 öncünün kullandığı 64 alt taşıyıcı bir sistemde (bundan sonra (64,16) olarak gösterilecektir) diziler 8 banda ayrılmıştır. Frekans bantlarında rasgele seçilen birleştirme noktalarına göre çaprazlama işlemi gerçekleştirilerek yer değiştiren karmaşık simgelerin yeni bireyde de önceki ait olduğu frekans bandında yer alması sağlanır. Bu yaklaşım Şekil 2' de gösterilmiştir. Bu yaklaşımın amacı, eşzamanlama işaretinin özilinti özelliklerinin iyi olmasını sağlayan frekans değerlerindeki simgelerin uzak frekanslara kıyasla yakın frekanslardaki başarısının daha iyi olması olasılığıdır. Böylece iyi bireylerin frekans ve evre özelliklerinin yeni oluşturulan bireylere kalıtsal olarak geçmesi yoluyla daha iyi bireyler elde edilmesi sağlanır.



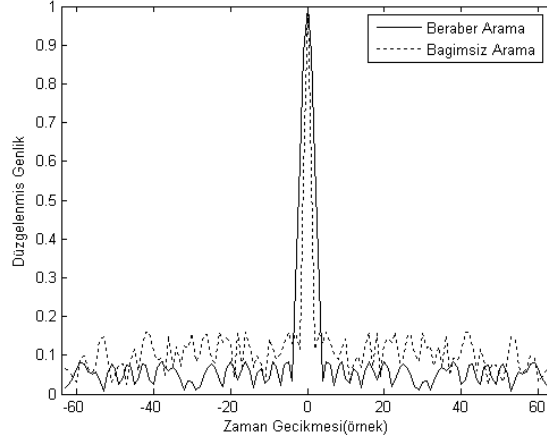
Şekil 2. Bölgesel çaprazlama işlemi

### 4. Sonuçlar

(64,16) bir sistemde öncü konumları GA ile aratılmış, en iyi yan tepe bastırma değerine (15.41dB) sahip öncü konumları  $k=23, 25, 27, 30, 36, 37, 38, 39, 42, 44, 45, 47, 48, 50, 51$  ve  $55$  olarak bulunmuştur. Bu konumlar

sabit kalmak üzere evre dizisi de GA ile aratılmış, ancak yan tepe bastırmasının çok fazla artmadığı (15.96dB) gözlenmiştir.

Taşıyıcı konum ve evrelerini bağımsız olarak aramak yerine, GA algoritması her iki değeri aynı anda arayacak şekilde düzenlendiğinde; öncü konumları  $k= 47, 48, 49, 50, 51, 52, 53, 54, 55, 56, 57, 58, 59, 60, 62, 63$  ve  $M=1024$  nicemleme seviyesi için bu konumlardaki evre değerleri  $\varphi_k = 608, 694, 748, 884, 1018, 638, 969, 144, 722, 550, 335, 44, 452, 836, 213,$  ve 45 olarak bulunmuştur. Elde edilen işaretin yan tepe bastırması 21.49dB olup özilinti işlevi Şekil 3’ te gösterilmiştir. Şekilde ayrıca evre ve konumun bağımsız olarak aratılması durumunda elde edilen işaretin özilinti işlevi de karşılaştırma açısından gösterilmiştir.



Şekil 3. Konum ve evrelerin beraber ve bağımsız aratıldığı durumlar için özilinti işlevleri

Elde edilen diğer bir sonuç, taşıyıcı konum ve evreleri birlikte ayarlandığında, özilinti işlevinin ana kulak genişliğinin çok küçük miktarda artmasıdır. Örneğin evreler kullanılmadan 15.41 dB yan kulak bastırması elde edilen durumda ana kulak genişliği 3 örnek iken, evrelerin ve konumun birlikte ayarlandığı 21.49 dB yan kulak bastırması olan işaretin ana kulak genişliği 4 örnek olmaktadır. Yani 6 dB yan kulak bastırma kazancına karşılık ana kulak sadece bir örnek genişlemektedir.

## 5. Tartışma ve Öneriler

Elde edilen sonuçlar, taşıyıcıların konum ve evrelerini birlikte ayarlayarak yan kulak oranı daha iyi eşzamanlama işaretleri elde etmenin mümkün olduğunu göstermektedir. Taşıyıcı konum ve evrelerini birlikte aramak, önce iyi konumları bulup sonra bu konumlardaki taşıyıcıların evrelerini ayarlamaktan daha iyi sonuçlar vermektedir. Bu nedenle konum ve evre araması birbirinden bağımsız değil birlikte yapılmalıdır.

Çalışmalarda ayrıca, evrenin göz ardı edildiği durumda taşıyıcılar yan yana dizildiğinde yan kulak oranı nispeten kötü işaretler oluşmasına karşın, konum ve evrenin birlikte ayarlandığı durumda, taşıyıcılar yan yana konumlandığında (bir veya iki atlama hariç) oluşan işaretlerin özilintilerinin daha iyi olduğu gözlenmiştir. Devam edecek araştırmalardan elde edilecek bulgularının bu yapının anlaşılmasında faydalı olacağı düşünülmektedir.

### Kaynaklar

- [1]. Fan, P., Darnell M., Sequence design for communications applications (Somerset, England: Research Studies Press), 1996.
- [2]. ETSI Standard ES 201 980. Digital Radio Mondiale (DRM); system specification. Final draft, 2002.
- [3]. ETSI Standard ES 300 744. Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television. 2001.
- [4]. O. Üreten, S. Taşcıoğlu, N. Serinken, M. Yılmaz, “Search for OFDM synchronization waveforms with good aperiodic autocorrelations” Can. Conf. on Elect. and Comp. Eng., Mayıs 2004, Niagara Falls, ON, s.13-18.
- [5]. S. Taşcıoğlu, O. Üreten, N. Serinken, M. Yılmaz, “Öncü Taşıyıcı Kullanan OFDM Sistemlerinde Eşzamanlama Öncülerinin Yerlerinin ve Sayılarının Belirlenmesi İçin Bir Yöntem”, IEEE SİU, Nisan 2004, Kuşadası, s.61-64.

# RADAR UYGULAMALARINDA DÖNGÜSEL-DURAĞANLIĞA DAYALI İŞARET ANALİZİ İLE HELİKOPTER TESPİTİ

Işıl Yazgan BİRİNCİ, Yalçın TANIK  
Orta Doğu Teknik Üniversitesi  
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Ankara  
iyazgan@metu.edu.tr, tanik@metu.edu.tr

**Özet:** Bu bildiri, radar uygulamalarında helikopter tespiti amacıyla (özellikle havada asılı duran –hovering– helikopterler için) döngüsel-durağanlığa (cyclostationary) dayalı bir işaret analiz yöntemi sunulmaktadır.

Helikopter Doppler izi, doğasından kaynaklanan bir döngüsel durağanlık içermektedir. Özellikle helikopter pallerinin hareketinden kaynaklanan Doppler izindeki çakıp sönmeler (flash) literatürdeki analizlerde kullanılmamaktadır [1-4]. Helikopter tespitinde kullanılacak tanımlayıcı bir bilgi olan bu çakıp sönmeleri de içeren yeni bir helikopter işaret modeli tanımlanmıştır. Bu model kullanılarak döngüsel-durağan sinyal analizi ile helikopter tespiti üzerinde çalışılmıştır.

## 1. Giriş

Döngüsel-durağan işaret analizi, iletişim, radar ve sonar uygulamalarında giderek artan bir ilgi görmektedir. Bu ilginin en önemli nedenlerinden biri, bu yöntemin işaretlerde saklı bulunan önemli süreçleri açığa çıkararak daha iyi işaret seçiciliği sağlamasıdır.

Radar uygulamalarında helikopter tespiti halen tam olarak çözülmemiş önemli problemlerden biridir. Döngüsel-durağan işaret analizi bu probleme yeni bir bakış açısı getirmektedir. Ayrıca bu bildiri, literatürdeki modellere göre daha gerçekçi bir helikopter Doppler işareti modeli önerilmektedir.

## 2. Helikopter Geri Saçılım Bileşenleri Hakkında Önbilgi

Helikopterin radar yankısı çeşitli geri saçılım bileşenlerinin toplamı olarak modellenilebilir:

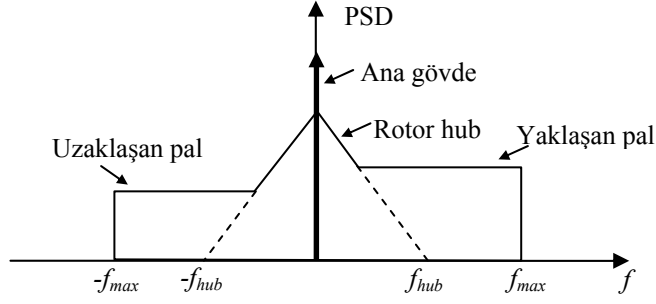
- Gövde yankısı: Sadece birkaç metrelik radar kesitine sahip sabit kanatlı bir hava aracının radar yankısını andırır. Özellikle havada asılı duran helikopterlerin gövde yankısı, yerden kaynaklanan gürültü (ground clutter) arasında kaybolabilir.
- Ana pervane yankısı: Ana pervanenin periyodik dönüşü, radar yankısında genlik ve faz modülasyonuna yol açar. Bu modülasyon bileşenleri sabit kanatlı hava araçları ile helikopterlerin radar yankısı arasındaki ana farklılıktır. Dolayısıyla, özellikle havada asılı duran helikopterlerin tespitinde kullanılacak temel unsurdur. Radarın hedef üzerinde kalma süresi darbe sıklığına göre çok daha kısa olduğu için bu kısa darbeler farkedilmeyebilir [2].
- Kuyruk pervanesi yankısı: Ana pervaneye çok benzemekle birlikte bu pervanenin yankıları daha küçük genlikli ve daha sıktır. Kuyruk pervanesi genellikle gövdenin arkasına saklandığı için yankısı radarda görünmez [2].

## 3. Önerilen Helikopter Sinyal Modeli

Helikopter radar yankısı için aşağıdaki alçak geçiren eşlenik model önerilmektedir. Bu model, literatürdeki çalışmalara [3], helikopter pallerinin hareketinden kaynaklanan Doppler izindeki çakıp sönmeleri eklemektedir:

$$r(t) = e^{j2\pi f_d t} \left[ s(t) + \sum_k \text{rect} \left( \frac{t - kT_0}{\tau_0} \right) w(t) \right] + n(t) \quad (1)$$

Yukarıdaki denklemde üstsel terim helikopter gövdesinin hareketinden kaynaklanan  $f_d$  frekansındaki Doppler kayması ve  $s(t)$  havada asılı duran helikopterden yansıyan sinyaldir. Radarın hedef üzerinde kalma zamanı yeterli kadar uzun tutulduğunda ve yüksek radar darbe tekrarlama sıklığı için, bu durağan sinyalin güç spektrum yoğunluğu (power spectral density) Şekil 1’de verildiği gibidir [3]. Ana pervane yankısı, düzgün güç spektrum yoğunluğuna sahip beyaz karmaşık Gauss gürültüsünün dikdörtgen pencere serisi ile çarpımı olarak modellenmiştir. Çakıp sönmelerin aralığı  $T_0$  ve uzunluğu  $\tau_0$  ile betimlenmiştir. Çalışmanın basitliği açısından  $n(t)$  beyaz karmaşık Gauss gürültüsü olarak modellenmiştir.



Şekil 1.  $s(t)$ 'nin güç spektrum yoğunluğu

$\omega_r$  ana rotorun açısal frekansı,  $D$  pervanenin çapı,  $\lambda$  ise radar sinyalinin dalga boyudu olarak tanımlandığında, ana pervanenin uç hızına bağlı olan maximum Doppler kayması aşağıdaki gibidir:

$$f_{\max} = 2\omega_r \frac{D}{\lambda} \quad (2)$$

#### 4. Döngüsel-Durağan İşaret Analiz Yöntemi

Bu bölümde, döngüsel-durağan işaret analiz yöntemi hakkında ön bilgi verilmektedir. Bu teori ve uygulamaları hakkında ayrıntılı bilgi kaynakta bulunmaktadır [5].

Durağan işaretlerin özilinti fonksiyonu, bu fonksiyonun hesaplandığı zamandan bağımsız olarak, sadece gecikmeye (lag) bağlıdır. Ancak, dönüsel durağan bir işaretin özilinti fonksiyonu zamana göre periyodik olarak değişir.  $x(t)$  ile belirtilen döngüsel-durağan bir işaretin  $t$  anında  $\tau$  gecikme için özilinti fonksiyonu aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$R_x(t, \tau) = R_x(t + nT_0, \tau) \quad \forall n \in \mathbb{Z} \quad (3)$$

Dolayısıyla,  $t$  parametresine göre  $T_0$  dönemi ile döngüsel olan bu fonksiyon, Fourier serisi açılımı ile gösterilebilir:

$$R_x(t, \tau) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} R_x^\alpha(\tau) e^{j2\pi m t} \quad (4)$$

Bu Fourier katsayıları aşağıdaki gibi gösterilebilir. Bu fonksiyon Döngüsel Özilinti Fonksiyonu (Cyclic Autocorrelation Function) olarak adlandırılır.

$$R_x^\alpha(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t + \tau/2) x^*(t - \tau/2) e^{-j2\pi\alpha t} dt \quad (5)$$

#### 5. Helikopter Sinyal Modelinin Döngüsel-Durağan İşaret Analizi

Uygulama kısıtları nedeniyle, döngüsel özilinti fonksiyonunun sınırlı tümlev zamanı için yaklaşımı kullanılmıştır. (1) ile belirtilen helikopter radar yankısını oluşturan sinyallerin birbirinden bağımsız olduğu dikkate alındığında, uzun tümlev zamanı için döngüsel özilinti fonksiyonu aşağıdaki gibi verilebilir:

$$\begin{aligned} R_r^\alpha(\tau)_T &= \int_T r(t + \tau/2) r^*(t - \tau/2) e^{-j2\pi\alpha t} dt \\ &= e^{j2\pi f_d \tau} [R_s^\alpha(\tau)_T + R_w^\alpha(\tau)_T] + R_n^\alpha(\tau)_T \end{aligned} \quad (6)$$

Bu gösterimdeki terimler aşağıda detaylandırılmıştır.

$$R_s^\alpha(\tau)_T = \int_T s(t + \tau/2) s^*(t - \tau/2) e^{-j2\pi\alpha t} dt \quad (7a)$$



$$R_w^\alpha(\tau)_T = \int_T \sum_k \sum_m \text{rect}\left(\frac{t + \tau/2 - kT_0}{\tau_0}\right) \text{rect}\left(\frac{t - \tau/2 - mT_0}{\tau_0}\right) w(t + \tau/2) w^*(t - \tau/2) e^{-j2\pi\alpha t} dt \quad (7b)$$

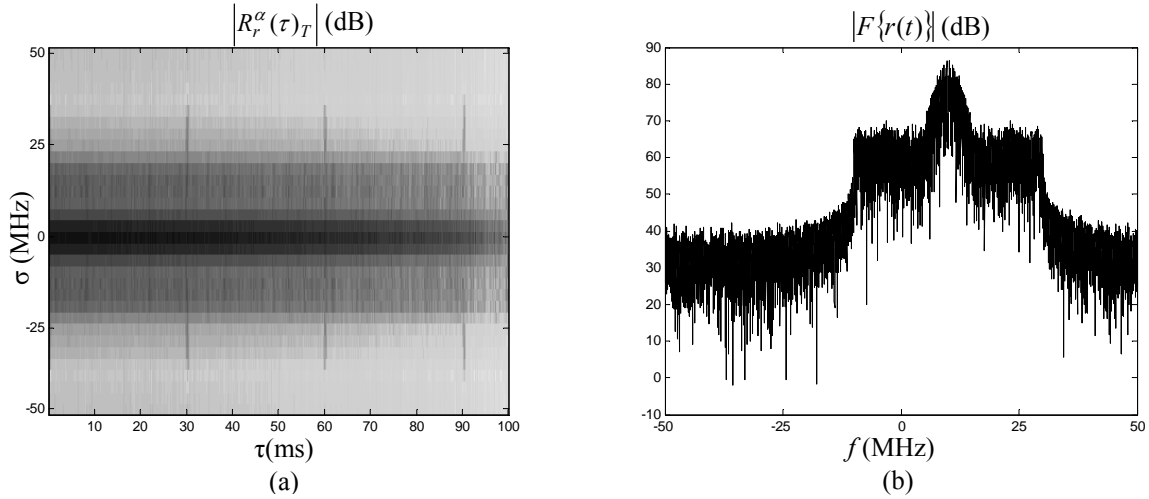
$$R_n^\alpha(\tau)_T = \int_T n(t + \tau/2) n^*(t - \tau/2) e^{-j2\pi\alpha t} dt \quad (7c)$$

$s(t)$  ve  $n(t)$  durağan olduğu için, uzun tûmlev zamanında,  $R_s^\alpha(\tau)_T$  ve  $R_n^\alpha(\tau)_T$  sadece dõngü sıklığı  $\alpha = 0$  için sıfırdan farklıdır. Ayrıca tûm durağan gürültü sinyalleri için de yine sadece dõngü sıklığı  $\alpha = 0$  için  $R_n^\alpha(\tau)_T$  sıfırdan farklıdır. (7b) de görüldüğü gibi  $R_w^\alpha(\tau)_T$  gecikme parametresi  $\tau$ 'da  $T_0$  periyoduyla dõngüsel özellikler içermektedir. Dõngü sıklığı parametresi  $\alpha$ 'da da hedefin Doppler izini belirten dõngüsel özellikler bulunur.

## 6. Sonuçlar

4. bölümde önerilen yeni helikopter işaret modeli ve 5. bölümde aktarılan yöntem kullanılarak alınan sonuçlar bu bölümde kısaca belirtilmiştir. Yer kısıtlaması nedeniyle ayrıntılı analizler verilememiştir.

Şekil 2.a'da 100MHz örnekleme hızında alınan 100ms'lik bir işaret için 32 nokta FFT alınarak oluşturulan dõngüsel özilinti fonksiyonu verilmiştir. Bu benzetimde, helikopterin çakıp sönme aralığı  $T_0 = 30$ ms, uzunluğu  $\tau_0 = 0.5$ ms olarak alınmıştır. Şekil 2.b'de ise, 10000 nokta FFT alınarak spektrum oluşturulmuştur.



Şekil 2. Helikopter veri modeli ile Dõngüsel Özilinti (a) ve Fourier Dönüşümü (b).

Yaklaşık 10dB işaret gürültü güç oranında yapılan benzetim çalışmalarında Şekil 2.a'da durağan gürültünün etkisi görülmektedir. Bunun nedeni, yeteri kadar uzun veri için, sıfır dışındaki dõngü sıklıklarında  $R_n^\alpha(\tau)_T$ 'nın sıfır olmasıdır. Ayrıca, 30ms aralıklarla gerçekleşen çakıp sönmeler Şekil 2.a'da açıkça görülmektedir. (6)'da görüldüğü gibi, helikopterin ana gövdesine ait Doppler kayması  $f_d$  dõngüsel özilinti fonksiyonunun genliğine etkimemektedir. Bunun dışında, havada asılı duran helikopterler için, helikopterin radar kesiti ve dolayısıyla helikopter radar yankısı işareti çakıp sönme periyoduyla tekrarlayan yüksek bir ilinti içermektedir. Yani, helikopter işaretinin özilinti fonksiyonu çakıp sönme periyoduyla periyodiktir. Bu bilgiyi kullanması nedeniyle, dõngüsel-durağan işaret analizinin, literatürdeki diğer yöntemlere, örneğin kısa zamanlı Fourier dönüşümüne (STFT) göre daha iyi sonuç vermesi beklenmektedir.

Sonuç olarak, bu bildiriye literatürdekilere göre daha gerçekçi bir helikopter radar yankısı modeli tanımlanmış ve helikopter tespiti için dõngüsel-durağan işaret analizi yöntemi başarıyla uygulanmıştır.

## Kaynaklar

- [1] W.A.Gardner, Statistical Spectral Analysis: A Nonprobabilistic Theory. New Jersey: Prentice Hall, 1987.
- [2] Misiurewicz, J.; Kulpa, K.; Czekala, Z., "Analysis of recorded helicopter echo", Radar 97, 14-16 Ekim. 1997.
- [3] Gini, F.; Farina, A., "Matched subspace CFAR detection of hovering helicopters", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 35, s.1293 – 1305, Ekim. 1999.
- [4] Misiurewicz, J.; Kulpa, K.; Czekala, Z., "Analysis of radar echo from a helicopter rotor hub", MIKON '98, 12th International Conference on Microwaves and Radar, 20-22 Mayıs 1998.
- [5] W.A.Gardner, Cyclostationarity In Communications and Signal Processing. New York: IEEE Press, 1994.

# Radarla Hedef İzleme

Çağla Taşdemir, Sedef Kent  
İstanbul Teknik Üniversitesi  
Elektronik Haberleşme Mühendisliği Bölümü  
Maslak, İstanbul  
[tasdemirca@itu.edu.tr](mailto:tasdemirca@itu.edu.tr), [kent@ehb.itu.edu.tr](mailto:kent@ehb.itu.edu.tr),

**Özet:** Bu çalışmada Kalman ve Genişletilmiş Kalman filtreleri kullanılarak hedef izleme gerçekleştirilmiştir. Bir sonraki kestirim için yeni elde edilen radar bilgisi ve önceki durum bilgisi kullanılarak gerçek zamanlı uygulamaları mümkün kılabilen Kalman filtresi ve doğrusal olmayan uygulamalar için de Genişletilmiş Kalman filtresi incelenmiştir.

## 1. Giriş

Radarla hedef izleme günümüzde askeri ve sivil uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Hedef izlemede karşılaşılan problemlerden bazıları hedefin bir ya da birden fazla olması ve sürekli manevralar yapması sonucu hareket modelinin değişmesi, hedef hareket modelinin doğrusal olarak elde edilmemesi ve bütün bunların sonucunda hedef izlemede izlenecek yöntem ve dolayısıyla kullanılacak algoritmanın karmaşık hale gelmesi olarak gösterilebilir, ancak artan işlemci hızı sayesinde bu problem ortadan kalkmış, incelenen Kalman filtresi ile daha önceki ölçüm değerlerini kullanan yöntemler yerine sadece son kestirime ait değerlerin kullanılması ile işlem yükü azalmıştır.

## 2. Standart Kalman Filtresi

Standart Kalman filtresinde Markov zinciri temel alınmakta, bir sonraki durum kestirimi için önceki durum kestirimi ve yeni ölçüm değeri kullanılmaktadır. Kestirim işleminde kullanılan durum vektörü; konum, hız, ivme gibi parametreleri içerirken hesaba katılan gürültü; işlem ve ölçüm gürültüsü olarak sıfır ortalamalı beyaz Gauss gürültüsü şeklinde modellenir. Durum vektörünü  $X_k$  ile ifade edersek  $X_k = [x_k \ y_k]^T$  denkleminde  $x_k$  ve  $y_k$ ,  $x$  ve  $y$  doğrultularındaki konumu göstermektedir.  $w_k$ ,  $Q_k$  kovaryanslı sıfır ortalamalı normal dağılıma sahip işlem gürültüsü  $w_k \sim N(0, Q_k)$ ,  $v_k$  ise  $R_k$  kovaryanslı sıfır ortalamalı normal dağılıma sahip ölçüm gürültüsü olarak  $v_k \sim N(0, R_k)$  şeklinde modellenebilir. Herhangi bir  $k$  anındaki gerçek ölçüm değeri ise  $z_k = H_k x_k + v_k$  şeklinde hesaplanabilir. Burada  $H_k$  gözlem modelini belirtmektedir.

Kalman filtresi özyineli bir algoritmaya sahiptir. Bir sonraki kestirim için hareket bağıntılarından elde edilen geçiş matrisinden ve önceki kestirimden yararlanır. Daha sonra ise radardan elde edilen, ölçüm gürültülü bilgi yardımıyla doğrulama işlemi gerçekleştirilerek ikinci bir kestirim yapılır. İşlemlerde kestirim hatasının kovaryansının da etkisi vardır. Kestirim hatasının kovaryansı ve tahmini ölçüm ile gerçek ölçüm arası farkın kovaryansı Kalman kazancını belirler. Kalman kazancı yeni tahminde radardan elde edilen ölçümlerin ne derece etkili olacağını belirleyen katsayıdır. Standart Kalman filtre denklemleri aşağıdaki gibi gösterilebilir: [1][2]

$$\hat{x}_{k|k-1} = F_k \hat{x}_{k-1|k-1} \quad P_{k|k-1} = F_k P_{k-1|k-1} F_k^T + Q_k \quad (1)$$

$$\tilde{y}_k = z_k - H_k \hat{x}_{k|k-1} \quad S_k = H_k P_{k|k-1} H_k^T + R_k \quad (2)$$

$$K_k = P_{k|k-1} H_k^T S_k^{-1} \quad (3)$$

$$\hat{x}_{k|k} = \hat{x}_{k|k-1} + K_k \tilde{y}_k \quad P_{k|k} = (I - K_k H_k) P_{k|k-1} \quad (4)$$

Burada durum geçiş matrisi  $F_k$ , ilk kestirim  $\hat{x}_{k|k-1}$  ve hata kovaryansı  $P_{k|k-1}$ , gerçek ölçüm ile tahmini ölçüm arasındaki fark  $\tilde{y}_k$  ve kovaryansı  $S_k$ , yeni tahminde radardan elde edilen ölçümlerin ne derece etkili olacağını

belirleyen katsayı olan Kalman kazancı  $K_k$ , sonuç olarak elde edilen durum kestirimi  $\hat{x}_{k|k}$  ve ilerki adımda bir sonraki durum kestirimi için kullanılacak hata kovaryansı  $P_{k|k}$  olarak gösterilmiştir.

Simülasyonda ilk değerler;  $F = \begin{bmatrix} 1 & dt \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ ,  $H = [1 \ 0]$ ,  $Q = 0.01 * \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ ,  $R = 100$ ,

ilk durum vektörü =  $\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$ , ilk kestirim hata kovaryansı = Q olarak alınırsa Kalman filtre performansı; hedefin

gerçek, ölçüm ve tahmini konum değerleri ile Şekil 1'deki gibi gösterilebilir. Ölçüm gürültüsü küçüldüğünde gerçek ölçüm ile tahmini ölçüm farkının kovaryansı azalacak, bu durumda Kalman kazancı artacaktır. Kalman kazancının artması ile bir sonraki durum kestiriminde ölçümün etkisi artacaktır. Şekil 2 ve Şekil 3'te ölçüm gürültü varyansının 100 ve 10000 kez küçültülmesi ile elde edilen sonuçlarda da kestirimin ölçüm değerine yaklaştığı görülmektedir.

Ayrıca, ilk kestirim hata kovaryansı küçüldükçe Kalman kazancı azalacaktır. Kestirim hata kovaryansının a ile çarpılarak küçültülmesi ile ölçüm değerlerinin kestirimdeki öneminin azaldığı Şekil 4, Şekil 5 ve Şekil 6'da görülmektedir.

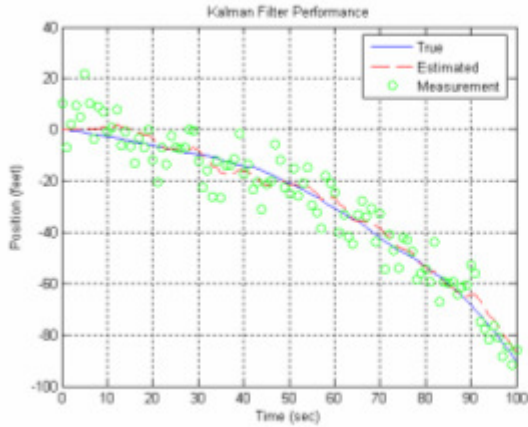
## 2. Genişletilmiş Kalman Filtresi

Kalman filtresi ancak lineer hareket modelleri için kullanılmakla birlikte lineer olmayan uygulamalar için Genişletilmiş Kalman filtresi kullanılabilir, lineer olmayan model lineerleştirilerek hedef hareketinin kestirilmesi yolu izlenmektedir. Durum geçiş matrisi ve gözlem modeli durum matrisinin doğrusal fonksiyonu olmak zorunda değildir. [1][2]

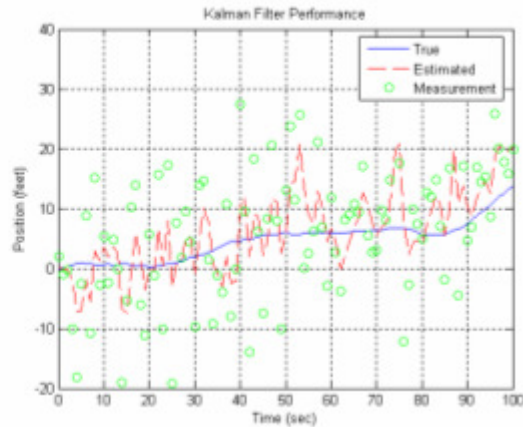
Simülasyonda  $F = -0.1x_k + \cos(x_k)$  ve  $H = (x_k)^2$ , işlem gürültü varyansı=0.01, ölçüm gürültü varyansı=0.1 alınarak elde edilmiş grafik Şekil 7'de gösterilmiştir.

## 3. Sonuçlar

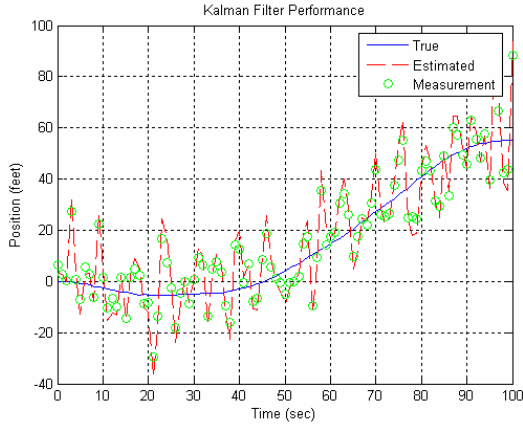
Standart Kalman Filtresi ile hedef izleme gerçekleştirilirken en son kestirimden ve yeni ölçümlerden yararlanılmakta, Kalman kazancı ile de ölçümlerin kestirimi ne derece etkileyeceği belirlenmektedir. Hedefin daha önceki hareketleri ile ilgilenilmediğinden işlem hızı yüksek olan Standart Kalman Filtresi ancak doğrusal hareket modelleri için kullanılmakta, doğrusal olmayan hareket modelleri için ise Genişletilmiş Kalman Filtresi kullanılmaktadır.



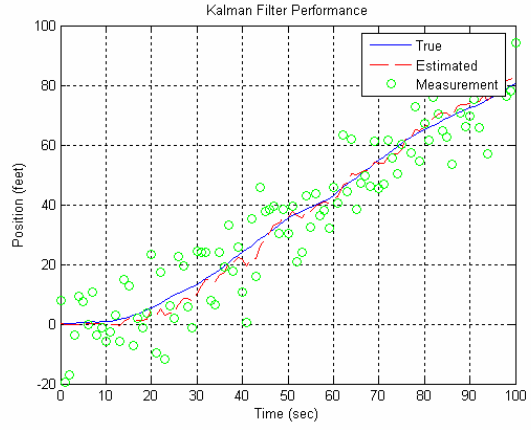
Şekil 1 Standart Kalman Filtre Performansı



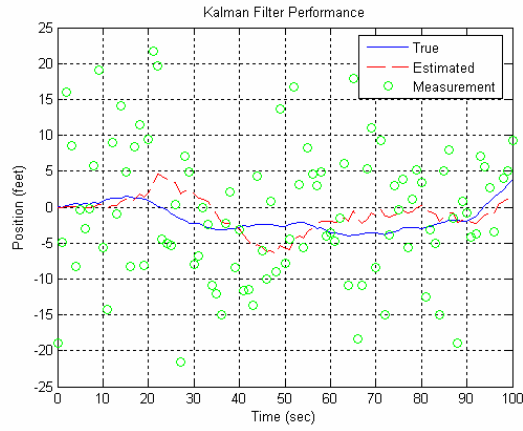
Şekil 2 100 kez küçültme



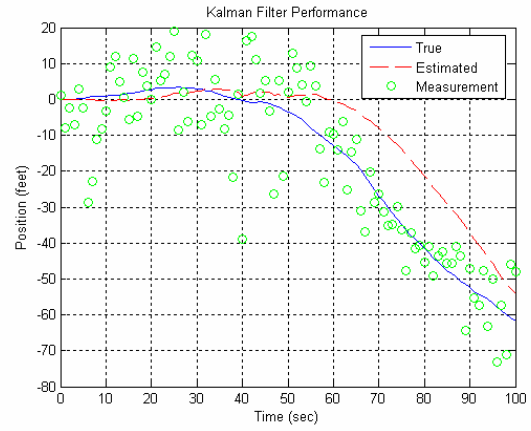
Şekil 3 10000 kez küçültme



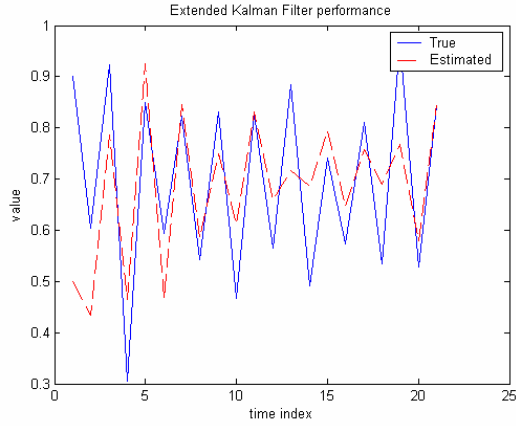
Şekil 4 a=1



Şekil 5 a=0.5



Şekil 6 a=0.2



Şekil 7 Genişletilmiş Kalman Filtre performansı

## Kaynaklar

- [1]. Lana A., Kalman Filtresi ve Olasılıksal Veri İlişkilendirme Yöntemlerini Kullanan Çoklu Hedef İzleme Algoritmaları, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, 77s, 2001
- [2]. Welch G.ve Bishop G., An Introduction to the Kalman Filter, SIGGRAPH - Course 8,2001

# Sönümlenmeli Ortamda OFDM için Tasarlanan MAP Kestiricisinin Başarım Analizi

Selva MURATOĞLU ÇÜRÜK, Yalçın TANIK  
Orta Doğu Teknik Üniversitesi  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Ankara  
[cselva@metu.edu.tr](mailto:cselva@metu.edu.tr), [tanik@metu.edu.tr](mailto:tanik@metu.edu.tr)

**Özet:** Çokyollu sönümlenmeli kanallarda, gönderilen simgelerin doğru bulunması için kanal kestirimi kullanılmalıdır. Bu bildiriye, Dikgen Frekans Bölüşümlü Çoğullama (OFDM) sistemleri için sönümlü kanalın katsayılarını parametrik ilinti modelini kullanarak kestiren bir En Büyük Sonsal (MAP) kestiricisi sunulmaktadır. Önerilen kestirici, kanalın ortak değişinti matrisini bir parametreyle modellediğinden diğer MAP kestiricilere göre daha kolay gerçekleştirilebilir. Kestirimler çokyollu kanalın frekans seçici, zamanla değişmeyen ve Gauss olduğu varsayılarak değerlendirilmiştir. Ayrıca, altkanallar arasındaki ilişkiyle hata değişintisi arasındaki ilişki açıkça gösterilmiştir. Kestiricinin başarım analizi üstel ortak değişinti matrisi kullanılarak yapılmış ve başarımın iyi olduğu gösterilmiştir. İşaret gürültü oranının (SNR) başarımına etkisi de incelenmiştir.

## 1. Giriş

Çoktaşıyıcı modülasyon tekniklerinden biri olan Dikgen Frekans Bölüşümlü Çoğullama (OFDM), çokyolluluğa ve dar bant girişimine olan dayanıklılığı, bant genişliği verimliliği gibi özelliklerinden dolayı yüksek hızlı veri iletişim sistemleri için en önemli adaylardan biridir. OFDM, yüksek hızlı iletişimden kaynaklanan simgelerarası girişim problemini, yüksek simge dizgisini daha düşük hızlarda dizgilere bölerek ve onları farklı dikgen taşıyıcılarla göndererek çözmektedir.

Çokyollu sönümlü kanalların doğasından dolayı, eşzamanlı alıcılarda gönderilen simgeleri doğru olarak bulmak için kanal kestirimi ve kanal izlemesi kullanılmalıdır. Ayrıca, kanal kestirimi eşzamanlama işleminin önemli bir kısmını oluşturmaktadır. Literatürde OFDM sistemleri için sönümlü ortamda kanal kestirimi üzerine birçok çalışma bulunmaktadır. Bunlardan En Büyük Olabilirlik (ML) kestiricisine dayananlar basit olmakla birlikte, altkanallar arasındaki ilişkiyi göz ardı ettikleri için başarımları kötüdür. Kanal önbilgisi ve işaret gürültü oranını kullanan En Büyük Sonsal (MAP) kestiricilerinin ise başarımları iyidir, ama yapıları karışıktır. MAP kestiricilerini basitleştirme üzerine pek çok çalışma yapılmıştır[1-7]. Ancak henüz başarımı MAP kestiricisi kadar iyi ve gerçekleştirilmesi kolay bir kestirici bulunmamaktadır.

Bu çalışmada, OFDM sistemleri için sönümlenmeli kanalın katsayılarını parametrik ilinti modelini kullanarak kestiren bir MAP kestiricisi sunulmaktadır. Önerilen kestirici, kanalın ortak değişinti matrisini bir parametreyle modellemektedir. Kestirilen kanal katsayılarından bu parametreyi kestiren bir blok, ilinti bilgisini MAP kestiricisine geri beslemektedir. Çokyollu kanalın frekans seçici, zamanla değişmeyen ve Gauss olduğu varsayılmıştır. Bilindiği gibi, hata değişintisi kestirimin kalitesiyle ilgili önemli bir göstergedir. Bu nedenle, altkanallar arasındaki ilişkiyle hata değişintisi arasındaki ilişki açıkça gösterilmiştir. Kestiricinin başarımının iyi olduğu üstel ortak değişinti matrisi kullanılarak gösterilmiştir. İşaret gürültü oranının başarımına etkisi de incelenmiştir.

## 2. Kanal Kestirimi

Bu çalışmada, kanalın bütün bant için frekans seçici, ama altbantlarda nerdeyse düz sönümlenmeli olduğu varsayılmıştır. Kanalın gözlem aralığında durağan ve alıcıda toplanır beyaz Gauss gürültü (AWGN) olduğunu varsayan N alttaşıyıcı, modülasyonun etkisi kaldırılmış bir OFDM sistemi ele alınmıştır. Alınan işaret,

$$\mathbf{r} = \mathbf{z} + \mathbf{w}, \quad (1)$$

şeklinde ifade edilir. Toplanır karmaşık gürültü  $\mathbf{w}$  sıfır ortalamalıdır ve ortak değişinti matrisi  $\mathbf{C}_w$  dir. Altkanal toplanır gürültü süreci karşılıklı bağımsızdır:

$$\mathbf{C}_w = \sigma_w^2 \mathbf{I}. \quad (2)$$

Burada  $\sigma_w^2$  gürültü değışintisidir. Kanal katsayıları  $\mathbf{z}$  ler sürekli, birleşik Gauss dağılımlı karmaşık rasgele süreçten alınmış örneklerdir. Vektör süreci durağan ve sıfır ortalamalıdır, böylece ortak değışinti matrisi  $\mathbf{C}_z$  ile tamamen tanımlanabilmektedir. Ayrıca sönümlenme ve toplanır gürültünün bağımsız olduğu varsayılmıştır. Gerçek süreçler için çok boyutlu MAP kestiricisinin genel çözümü [9] da verilmiştir. Sonuçlar problemimizde kullanılmak üzere karmaşık durumu kapsayacak şekilde genişletildiğinde, kanal katsayı vektörünün MAP kestirimleri aşağıdaki hali alır:

$$\hat{\mathbf{z}}_{\text{MAP}} = \mathbf{C}_z \cdot (\mathbf{C}_w + \mathbf{C}_z)^{-1} \mathbf{r} \quad (3)$$

Literatürde çokyollu ortamın frekans bölgesi ilinti matrisi  $\mathbf{C}_z$  i kestirmek için farklı metotlar bulunmaktadır. Ancak ortak değışinti matrisinin her elemanının kestirilmesi ve kestiriciye geri beslenmesi yüksek karmaşıklıkta alıcılar gerektirmektedir. Bu çalışmada, ortak değışinti matrisini tamamen kestirmek yerine, bu matris için üstel bir model tanımlanmıştır:

$$\mathbf{C}_z(i, j) = \rho^{|i-j|} \quad (4)$$

Burada ilinti katsayısı  $0 \leq \rho \leq 1$  aralığındadır. Alt sınır bağımsız sönümlenme anlamına gelirken, üst sınır düz sönümlenme içindir. Bu modellemeyle MAP kestiricisi sadece  $\rho$  parametresine ihtiyaç duyar. Kanalın anlık frekans tepkisi ilinti değerleri kestirilen sönüm değerlerinden, komşu altkanalların ilintisinin düzgelmesiyle bulunabilir:

$$\rho_{\text{ins}} = \frac{\hat{z}_1 \cdot \hat{z}_2^* + \hat{z}_2 \cdot \hat{z}_3^* + \dots + \hat{z}_{N-1} \cdot \hat{z}_N^*}{|\hat{z}_2|^2 + |\hat{z}_3|^2 + \dots + |\hat{z}_N|^2} \quad (5)$$

Ancak sezimlenen semboller rasgele olduğundan, iyi ilinti özelliklerine sahip olmayabilirler. Bu da özellikle taşıyıcı sayısı az olduğunda veya düşük işaret gürültü oranında (SNR) zayıf sonuçlar verecektir. Bu nedenle, alfa izleyicisi kullanılarak anlık ilinti kestiriminin birkaç OFDM sembolü üzerinden ortalaması alınmıştır.

$$\rho^n = \alpha \cdot \rho^{n-1} + (1 - \alpha) \cdot \rho_{\text{ins}} \quad (6)$$

$0 < \alpha < 1$  aralığındaki  $\alpha$ , izleyici parametresidir. Alfa izleyicisinin hassasiyetini arttırmak için  $\alpha$  değeri artırılabilir, ancak bu işlem izleme süresini uzatır. Ayrıca, kestirilen ilinti değeri 2-3 uzaklıktaki komşu altkanalların anlık ilintisinin eklenmesiyle daha dayanıklı hale getirilebilir.

### 3. Kestirici Başarımı

Kanal katsayılarının hata değışintileri, alıcının başarımı için iyi bir göstergedir. Kanal katsayılarının hata değışintileri, aşağıda verilen ortalama karesel hata (MSE) matrisinin köşegeninden kolaylıkla bulunabilir.

$$\mathbf{MSE} = \mathbf{E}\{(\hat{\mathbf{z}} - \mathbf{z})(\hat{\mathbf{z}} - \mathbf{z})^H\} = \mathbf{A} \mathbf{C}_w \mathbf{A}^H + (\mathbf{A} - \mathbf{I}) \mathbf{C}_z (\mathbf{A} - \mathbf{I})^H \quad (7)$$

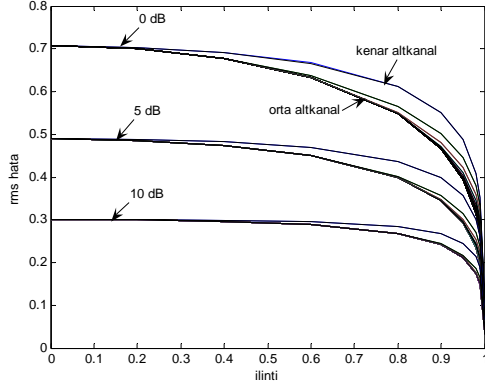
Yukarıdaki ifadede  $\mathbf{A} = \mathbf{C}_z \cdot (\mathbf{C}_w + \mathbf{C}_z)^{-1}$  olarak tanımlanmıştır.  $\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{C}_z$  ve  $\mathbf{C}_w$  matrisleri simetrik olduklarından, (7) in aşağıdaki şekli alacağı kolaylıkla gösterilebilir:

$$\mathbf{MSE} = (\mathbf{C}_w^{-1} + \mathbf{C}_z^{-1})^{-1} = \sigma_w^2 \mathbf{A}. \quad (8)$$

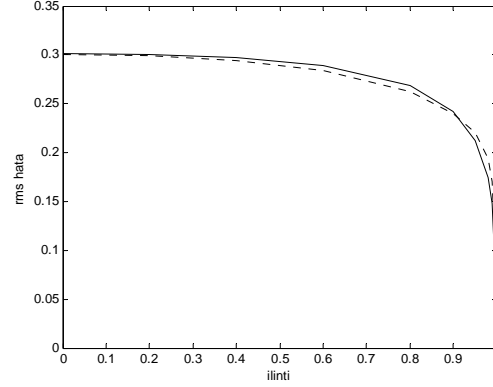
Bilindiği üzere, problemimizde olduğu gibi, önsel Gauss yoğunluklu doğrusal işaretleme düzeninde, MAP kestiricisi etkin kestiricidir [9].

#### 4. Bulgular

Öncelikle, ilintinin bilindiği varsayılarak,  $N=100$  için, SNR ın hata değışintisi üzerine etkisini incelemek amacıyla, SNR = 0, 5 ve 10 dB değeri için kanal katsayılarının etkin değeri (rms) hata ilinti grafiği Şekil 1 de verilmiştir. Şekildeki dış çizgilerin kenar altkanal kestirim hatasını, içtekilerin ise ortadaki altkanalların kestirim hatasını verdiğine dikkat edilmelidir. Görüldüğü gibi, kenardaki altkanalların daha büyük hata değışintileri vardır. Ayrıca, kanalın ilinti parametresi arttıkça rms hata azalmaktadır. İlinti parametresi 1 e yaklaştıkça azalma çok daha belirgindir.



Şekil 1. Kanal kestiriminin rms hatası,  $N = 100$ .



Şekil 2. Rms hata ilinti grafiği,  $N = 100$ .

Ardından, kestirilen ilinti değeri kullanılarak tamamlanmış MAP kestiricisinin başarımları analizi yapılmıştır. İlinti kestiriminde oluşan hatanın MAP kestiricisinin hata değışintisi üzerindeki etkisini görmek amacıyla, ortadaki altkanal için, rms hata ilinti grafiği gerçek ve kestirilen ilinti değeriyle Şekil 2 de sunulmuştur. Sonuçlar 15 döngü sonunda, SNR = 10 dB,  $N = 100$  ve  $\alpha = 0.6$  değeriyle verilmiştir. Daha dayanıklı olabilmesi için, ilinti hesaplamasında 2. ve 3. komşu ilintileri de kullanılmıştır. Bütün çizgi gerçek rms hata için kesikli olan ise kestirilen ilintinin sonuçları için kullanılmıştır. Şekilden görüldüğü gibi, kestirim oldukça başarılıdır, ancak ilinti değeriindeki kestirim hatası rms hatada hafif bir saptmaya neden olmaktadır.

#### 5. Sonuçlar

Bu bildiri de, başarımları iyi olduğu bilinen MAP kestiricisini basitleştirmek için ortak değışinti matrisi üstel kanal varsayımıyla modellenmiştir. MAP kestiricisi ve hata değışinti denklemleri verildikten sonra, MAP kestiricisinin kestirim rms hataları bulunmuştur. Sonuçlar özellikle ortadaki altkanallar için, altkanallar arasındaki ilintinin çok daha iyi kestirim bulmakta yardımcı olduğunu göstermiştir. Ayrıca kanal kullanılan üstel modeliyle uyumlu olduğunda, önerilen MAP kestiricisinin başarımlarının iyi olduğu gösterilmiştir.

#### Kaynaklar

- [1] H.A. Çırpan, E. Panayırıcı, H. Dođan, "Nondata-aided channel estimation for OFDM systems with space-frequency transmit diversity", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 55(2), s. 449–457, 2006.
- [2] J. Akhtman, L. Hanzo, "Generic reduced-complexity MMSE channel estimation for OFDM and MC-CDMA" *IEEE 61st Vehicular Technology Conference*, s. 528–532, 2005.
- [3] J.M.M. Ocloo, F. Alberge, P. Duhamel, "Semi-blind channel estimation for OFDM systems via an EM-MAP algorithm" *IEEE 6th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, s.605–609, 2005.
- [4] V. Srivastava, C. H. Keong, P. H. W. Fung, S. Sun; "Robust MMSE channel estimation in OFDM systems with practical timing synchronization" *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, s.711–716, 2004.
- [5] J. H. Ryu, Y. H. Lee, "Design of implementation-efficient channel estimation filter for wireless OFDM transmission" *IEEE 57th Semiannual Vehicular Technology Conference*, s.1590–1594, 2003.
- [6] H. Anıktar, Y. Tanık, "New receiver structures for subcarrier synchronization in OFDM systems over frequency-selective channel", *IEEE 8th International Symposium on Computers and Communication*, s.486–491, 2003
- [7] B. Yang, Z. Cao, K.B. Letaief, "Analysis of low-complexity windowed DFT-based MMSE channel estimator for OFDM systems" *IEEE Transactions on Communications*, 49(11), s.1977–1987, 2001.
- [8] H. L. Van Trees, *Detection, Estimation and Modulation Theory*, John Wiley & Sons, Inc., 1968.

# Taşınabilir Uzaktan Sağlık İzleme Sistemlerine Yeni Bir Yaklaşım: Mobil Sağlık Danışmanı

Rifat KURBAN, Veysel ASLANTAŞ  
Erciyes Üniversitesi Mühendislik Fakültesi  
Bilgisayar Mühendisliği Bölümü  
38039, Melikgazi, Kayseri  
rkurban@erciyes.edu.tr, aslantas@erciyes.edu.tr

**Özet:** Tıbbi verilerin uzun dönemli veya gerçek-zamanlı izlenmesi ve acil durumlarda ilgili kurumların haberdar edilmesi yaşanan ve artan nüfus ile birlikte vazgeçilmez olmuştur. Algılayıcılar, düşük güç tüketimli entegreler, kablosuz iletişim ve bilgi teknolojilerindeki gelişmelerle birlikte taşınabilir uzaktan sağlık izleme sistemleri gerçekleştirilebilir hale gelmiştir. Bu çalışmada, üzerinde 3-elektrodlu bir elektrokardiyogram (EKG) algılayıcısı ve ısı algılayıcısı bulunan bir taşınabilir sistem ile kişi üzerinden alınan tıbbi veriler, Bluetooth kablosuz iletişim teknolojisi ile bir kişisel sayısal asistan (PDA) cep bilgisayara iletilmiş, orada görüntülenmiş ve depolanmış, acil bir durum olduğunda wi-fi veya GSM/GPRS teknolojisi ile merkezi sunucuya iletilmiştir. Böylece kişi günlük hayatını devam ettirirken, kişinin hastane dışından izlenmesi mümkün hale gelmiştir. Ayrıca acil durumlarda ilgili kurumlar uyarılabilmekte ve çeşitli uzmanlar kişiye öneri mesajları da gönderebilmektedir.

## 1. Giriş

Dünya nüfusu gittikçe artmakta ve kronik hastalıkların evde bakımı zorunlu hale gelmektedir [1]. Diğer bir yandan koroner kalp rahatsızlıkları, dünya genelindeki ölümlerin sebepleri arasında ilk sırada gelmekte, her yıl yaklaşık 7.2 milyon insan yaşamını çeşitli kalp rahatsızlıklarından dolayı kaybetmektedir [2]. Kablosuz haberleşme ve gömülü hesaplama teknolojilerindeki gelişmelerle birlikte uzaktan sağlık izleme ve teletıp konusu son yıllarda gittikçe önem kazanmıştır. Böylece düşük maliyetli ve taşınabilir/giyilebilir uzaktan sağlık izleme sistemlerinin gerçekleştirilmesi olanaklı hale gelmiştir [3].

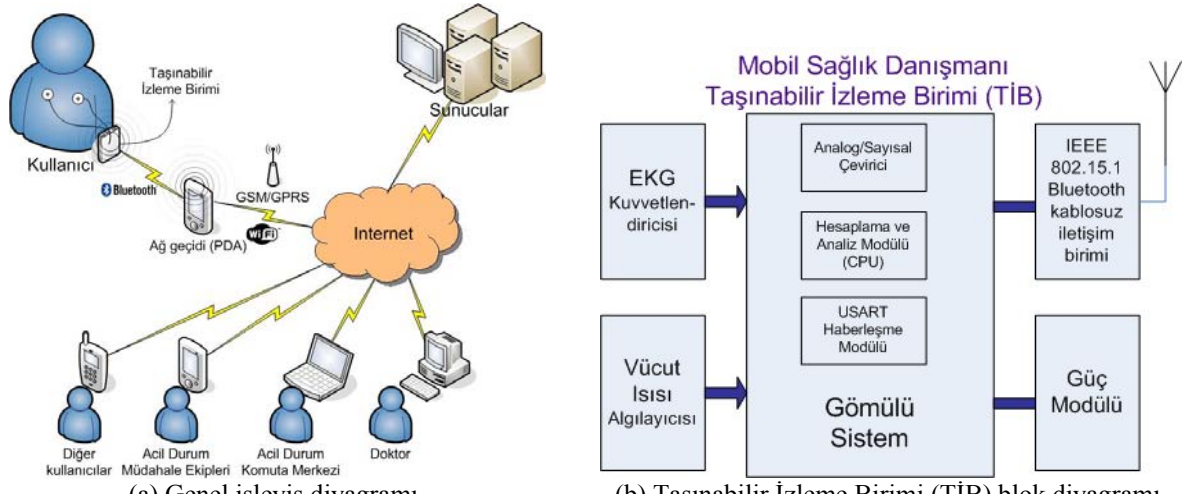
Tipik uzaktan sağlık izleme sistemleri, çeşitli biyopotansiyelerin ve vücut işaretlerinin kişi üzerine takılan kablosuz algılayıcılar ile elde edilmesi ve bu verilerin yakın veya uzaktaki bir istasyona aktarılması orada işlenmesi esasına dayanmaktadır. Elektrokardiyogram (EKG) [5-7], kandaki oksijen saturasyonu (darbe oksimetresi) ve fotoplestimograf (PPG) [4,5], kan basıncı [6], ivmelenme tabanlı x-y-z vücut hareketi ve elektromiyografi (EMG) [5] gibi tıbbi parametreler taşınabilir sistemlerce elde edilmiş ve özel tasarlanmış RF sistemleri [5,6], GSM/GPRS [7], Bluetooth [4] gibi tekniklerle uzak bilgisayarlara veya PDA'lara [5,6] aktarılmıştır.

## 2. Uzaktan Sağlık İzleme Sistemi

Mevcut sağlık izleme sistemleri, kişiyi hastane ortamında kısa süreliğine incelemeye olanak verir. Ancak bazı rahatsızlıklar uzun dönemli inceleme sonucunda teşhis edilir [7]. Kişilerin sağlık durumlarını uzun süreli izleyebilmek için taşınabilir sistemlere ihtiyaç duyulmaktadır. Diğer bir yandan olası acil durumların tespit edilmesi de çok önemlidir.

Bu çalışmada, kişinin EKG, vücut ısısı ve nabız gibi sağlık parametreleri Taşınabilir İzleme Birimi (TİB) adı verilen bir gömülü sistem vasıtasıyla elde edilerek, IEEE 802.15.1 Bluetooth kablosuz haberleşme standartında, ağ geçidi olarak ayarlanmış bir PDA cep bilgisayara aktarılması, bilgilerin cihaz üzerinde görüntülenmesi ve uzun dönemli olarak depolanması, acil durum söz konusu olduğunda bilgilerin merkezi sunucuya IEEE 802.11 wi-fi veya GSM/GPRS teknolojisi ile kablosuz olarak gönderilmesi gerçekleştirilmiştir. Bu sayede, hem kişiye önemli ölçüde hareket özgürlüğü sağlanırken, günlük yaşamını aksatmadan tıbbi verilerin uzun dönemli olarak depolanması, merkezi sunucuya gerçek-zamanlı olarak aktarılması, olası acil durumlarda çeşitli alarmların tetiklenmesi ve ilgili kurumların harekete geçirilmesi sağlanmıştır. Önerilen yaklaşımın genel işleyiş diyagramı Şekil 1. (a)'da verilmiştir. Sistem bütünlüğünü oluşturan alt birimler takip eden kısımlarda anlatılmıştır.



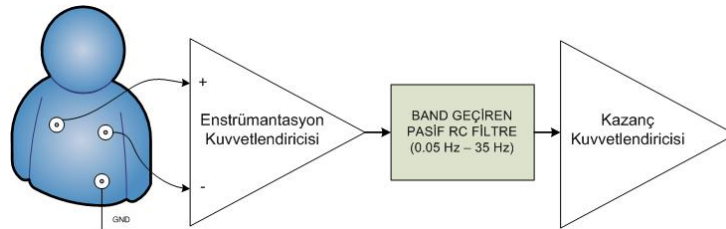


(a) Genel işleyiş diyagramı. (b) Taşınabilir İzleme Birimi (TİB) blok diyagramı.

**Şekil 1.** Sistemin genel işleyiş diyagramı ve Taşınabilir İzleme Birimi (TİB) blok diyagramı.

## 2.1. EKG Algılayıcısı

EKG işaretleri, insan vücudu üzerinden algılanan, kalbin bir elektriksel aktivitesi sonucu ortaya çıkan belli tipteki işaretlerdir. 0.05 mV - 10 mV genliğinde olan bu işaretler bir enstrümantasyon yükseltici ile kuvvetlendirilirken, çevresel etmenlerden oluşan 50 Hz şebeke gürültüsü, biyolojik gürültü ve devredeki aktif ve pasif elemanlardan ve akım geçen yollardan oluşan gürültüler, pasif alçak geçiren ve yüksek geçiren RC süzgeçlerle bastırılmaya çalışılmıştır. Bu çalışmada, 3-elektrodlü sağ-bacak sürücülü bir kuvvetlendirici tasarlanmıştır. Tek kullanımlık Ag-Cl elektrodlerden alınan işaretler enstrümantasyon kuvvetlendiricisi olarak kullanılan Analog Devices'a ait AD620 işlemsel yükseltici ile yükseltilmiş ve 0.05 Hz – 35 Hz bant geçiren pasif RC süzgeçten geçirilmiştir. Son adımda elde edilen işaret mikrodenetleyicinin analog örnekleme aralığına çekilmek için National Semiconductor'a ait LF353 işlemsel yükseltici ile tekrar yükseltilmiştir. Şekil 2.'de algılayıcının blok diyagramı verilmiştir.



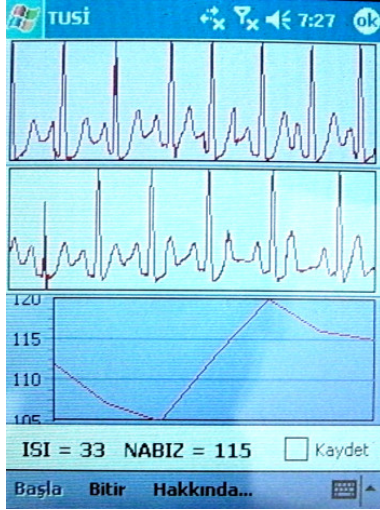
**Şekil 2.** EKG algılayıcısı blok diyagramı.

## 2.2. Taşınabilir İzleme Birimi (TİB) ve Gömülü Yazılım

Taşınabilir izleme birimi (TİB), tasarlanan EKG kuvvetlendiricisinin çıkışındaki analog işareti 512 Hz ile 8-bit çözünürlükte örnekleme ve elde edilen sayısallaştırılmış örnekleri veri hafızasında paketlemektedir. Veriler üzerinde 3. dereceden bir 50 Hz bant-durduran sayısal IIR süzgeç uygulanarak verideki 50 Hz şebeke gürültüsü bastırılmakta ve nabız bulma algoritması gerçekleştirilmektedir. Bu veriler, Bluetooth modülü vasıtasıyla PDA'ya aktarılmakta ve orada depolanmaktadır. Mikrodenetleyici tabanlı tasarlanan bu sistemde Microchip'e ait PIC16F877 entegresi, ısı algılayıcısı olarak Maxim'e ait DS1621 entegresi kullanılmıştır. TİB'in blok diyagramı Şekil 1. (b)'de verilmiştir.

## 2.3. Mobil Yazılım

PDA ekranında EKG, nabız, vücut ısısı bilgileri ve danışmanın kişiye gönderdiği yönlendirme mesajları görülmektedir. Nabız ve ısı değerleri belli limitleri aştığında otomatik olarak bir acil durum tetiklenmekte ve cihazda depolanan veriler GSM/GPRS veya IEEE 802.11 wi-fi protokolü ile kablosuz olarak merkezi sunucuya internet üzerinden XML Web servisleri aracılığıyla iletilmektedir. Danışmana uyarı mesajı gönderilmekte ve 112 Acil Servis'e kişinin durumu bildirilmektedir. Şekil 3. (a)'da kişinin EKG, vücut ısısı ve nabız bilgilerinin gerçek-zamanlı olarak görüntülenmesi, Şekil 3. (b)'de ise PDA ve kişi üzerindeki TİB görülmektedir.



(a) PDA mobil yazılım ekranı.



(b) PDA ve kişi üzerindeki Taşınabilir İzleme Birimi.

Şekil 3. PDA mobil yazılım ekranı ve Taşınabilir İzleme Birimi.

### 3. Sonuçlar ve Tartışma

Uzaktan sağlık izleme için önerilen bu yaklaşım, kablosuz tekniklerle haberleşebilen taşınabilir algılayıcı birimi (EKG algılayıcısı ve TİB), taşınabilir görüntüleme/depolama birimi (PDA) ve uzak merkezi sunucu yapısı ile dağıtık bir mimari oluşturmakta böylece kişinin hareket özgürlüğü büyük ölçüde artırılmaktadır. PDA üzerinde entegre olarak bulunan Bluetooth, IEEE 802.11 wi-fi ve GSM/GPRS teknolojilerinin kullanılması sayesinde PDA için harici kablosuz haberleşme donanımlarının tasarlanmasına gerek kalmamış ve sistemin boyutları küçülmüştür. Yapılan deneylerde EKG, nabız ve ısı bilgileri sorunsuz olarak PDA'ya iletilmiş, görüntülenmiş, depolanmış ve oradan da uzak sunucuya aktarılmıştır.

Sistemin güç tüketimi yaklaşık 80mA civarında olup, ileriki çalışmalarda bu değer daha da düşürülebilir. Ayrıca sisteme, darbe oksimetre ve PPG, kan basıncı, hareket aktivitesi gibi algılayıcılar da dahil edilerek çoklu-parametrelili ve daha kapsamlı bir izleme sistemi oluşturulabilir.

### Teşekkür

Bu çalışma, Erciyes Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi tarafından FBT-06-26 kodu ile desteklenmiştir.

### Kaynaklar

- [1]. United Nations (UN), Department of Economic and Social Affairs, "World Population Ageing", 2004, <http://www.un.org/esa/population/publications/worldageing19502050/index.htm>.
- [2]. World Health Organisation (WHO), "The Atlas of Heart Disease and Stroke", 2002, [http://www.who.int/cardiovascular\\_diseases/resources/atlas/en/index.html](http://www.who.int/cardiovascular_diseases/resources/atlas/en/index.html).
- [3]. Binkley P.F., "Predicting the potential of wearable technology", Engineering in Medicine and Biology Magazine, IEEE Volume 22, Issue 3, Mayıs-Haziran 2003 (s):23 – 27.
- [4]. Hung K., Zhang Y.T., Tai B., "Wearable medical devices for tele-home healthcare", EMBC 2004, Volume 2, 2004 (s):5384 - 5387 Vol.7.
- [5]. Lorincz K., Malan D.J., Fulford-Jones T.R.F., Nawoj A., Clavel A., Shnyder V., Mainland G., Welsh, M., Moulton S., "Sensor networks for emergency response: challenges and opportunities", Pervasive Computing, IEEE Volume 3, Issue 4, Kasım-Aralık 2004 (s):16 – 23.
- [6]. Bolanos M., Nazeran H., Gonzalez I., Parra R., Martinez C., "A PDA-based electrocardiogram/blood pressure telemonitor for telemedicine", EMBC 2004, Volume 1, 2004 (s):2169 - 2172 Vol.3.
- [7]. Fensli R., Gunnarson E., Hejlesen O., "A wireless ECG system for continuous event recording and communication to a clinical alarm station", EMBC 2004, Volume 1, 2004 (s):2208 - 2211 Vol.3.

# UYDU HABERLEŞMESİ VE TELEVİZYON YAYINCILIĞI

O.Mete Şaşmaz<sup>1</sup>, Arif Dolma<sup>2</sup>, Yılmaz Derici<sup>3</sup>

Kocaeli Üniversitesi

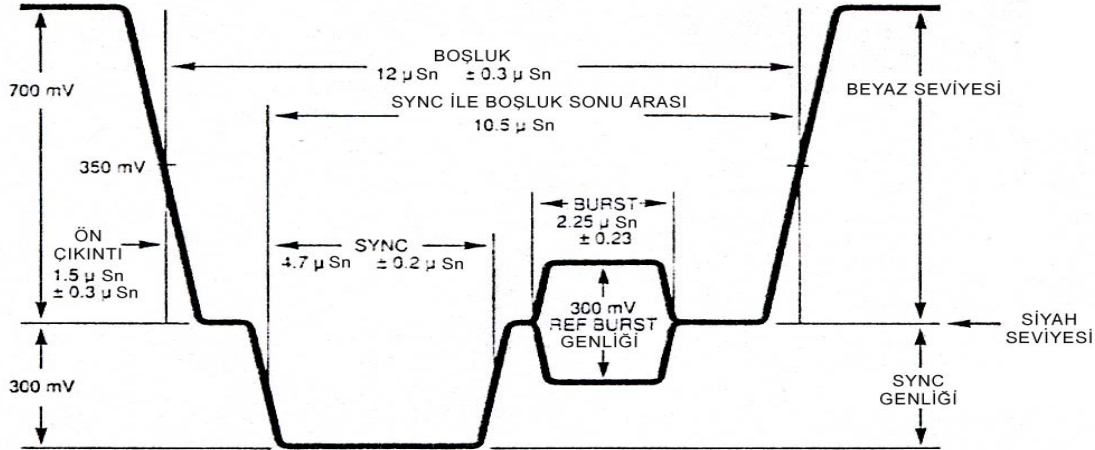
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü  
Veziroğlu Yerleşkesi İzmit-KOCAELİ

<sup>1</sup>[mete@kou.edu.tr](mailto:mete@kou.edu.tr), <sup>2</sup>[adolma@kou.edu.tr](mailto:adolma@kou.edu.tr), <sup>3</sup>[yilmaz.derici@tgrt.com.tr](mailto:yilmaz.derici@tgrt.com.tr)

**Özet:** Sivil ve askeri haberleşme amaçlı olarak yaygın olarak kullanılan uydu haberleşme sistemleri, iletişim alanında daha hızlı ve yüksek kapasiteli aynı zamanda da düşük maliyetli sistemler oluşturma çabaları sonucunda ortaya çıkmıştır [1]. Günümüzde Uydu üzerinden TV yayıncılığı vazgeçilmez bir konudur. Burada; uydu seçimi, kapsama alanı ve güç en dikkat edilmesi gereken konulardır. Bu çalışmada Ulusal TV yayın akışı ve kullanılan uydular Türksat 2A 42 derece doğu uydusu ile Eutelsat W1 10 derece doğu uydusunun karşılaştırılmaları; teknik detayları ve sonuçları verilmiştir.

## 1.GİRİŞ

Bir TV resmi elektriksel bir işaret ile oluşturulur. TV resminin kalitesi bu işaretin kalitesine bağlıdır. Bu yüzden Avrupa televizyon birliği (EBU) standartlarına uygun bir şekilde ayarlayarak çıkış yapılması gerekir. Aksi takdirde izleyicilere kalitesiz görüntüler göndermiş olunur. Bunun için resim işaretimizi en başından uplink çıkışına kadar test cihazlarıyla kontrol edilmesi gerekir. Şekil 1’de bir TV işareti ana hatları ile gösterilmiştir.



Şekil 1. Standart resim işareti

Bir resim işareti parlaklık, renk, sync ve burst bilgilerinden oluşur ve bunları ölçmek için waveform vector scope cihazları kullanılır. Resim işaretinin beyaz seviyesi 0.7 volt, referans sync'ı 0.3 voltur. Sync işaretinde dikey ve yatay işaret referansları vardır. Burst renk bilgisi çözücüdür. Taşıyıcının frekans ve fazını bulmaya çalışır.

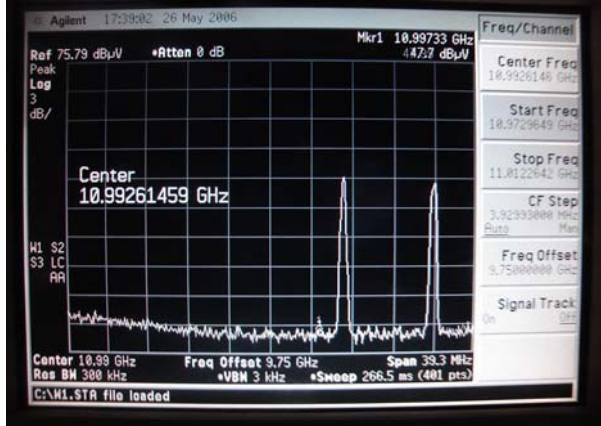
## 2. TV YAYINCILIĞINDA UP-LINK

Up-link'ler mikrodalga işaretlerini uzaydaki hedef noktaya gönderen karmaşık sistemlerdir. Up-link operatörleri dünyanın her yerinde karşılıklı haberleşerek çalışırlar. Up-linkler iş dünyasının bir çok dalında da kullanılır. Bugün sayısız TV/Radyo istasyonu, telefon sistemleri ve veri şebekeleri uydu sistemlerini kullanmaktadır [1].

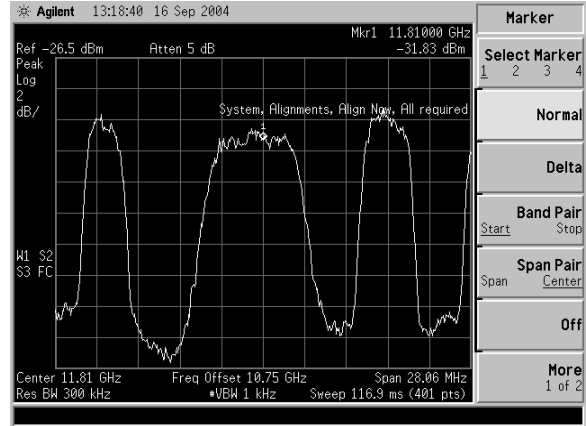
Up-link yapabilmek için yapılacak ilk iş kullanılan uydunun kontrol merkezini aramaktır. Çünkü çıkışın sağlıklı ve kurallara uygun yapılması takip edilir. İlk önce up-link çanağı bizim için türksat 2-A 42 derece uydusuna düzgün bir şekilde ayarlanır. Uydudaki diğer taşıyıcıların etkilenmemesi ve kendi işaretimizin de maksimum

seviyede olması için bu ayarın çok hassas yapılması gerekmektedir [1]. Bu ayar Up-link operatörlerinin vazgeçilmez cihazı olan Spectrum analyzer ile yapılmaktadır.

Rejiden gelen ses ve resim işareti up-linkde ilk olarak encoder cihazına girer. Buradaki kodlama işleminden sonra modülatöre girer. Kodlanmış işaret modülatör çıkışında 70 MHz IF işareti verir. Bu işaret modülasyon off konumunda clean carrier işarettir. Şekil 2'de modülasyonsuz ve şekil 3'de modülasyonlu işaret yan yana görülmektedir.



Şekil 2. Modülasyonsuz işaret



Şekil 3. Modülasyonlu işaret

Modülasyonlu IF işareti up convertore girer ve işaret burada istediğimiz frekansa yükseltilir ve HPA dediğimiz high power amplifier a dahil edilir. High Power Amplifier (HPA) çıkışı dalga kılavuzları yolu ile up-link antenine gönderilir. Clean carrier işaretinin uydu merkezi (CSC) tarafından gücü ayarlandıktan sonra, modülasyon yapılırken nominal power yani ideal güç (EIRP) denen seviyeye getirilir. Buradan da uyduya gider. Şekil 4'de Türk sat 2A up-link detayları ve şekil 5'de Türk sat 2A down link detayları yan yana görülmektedir.

**TÜRKSAT 2A UYDUSU İÇİN UPLINK DETAYLARI:**

**UYDU:** TÜRKSAT 2-A 42 DERECE  
**ENCODER:** 5714 TANDBERG  
**UPCONVERTER :** ADVENT KU BAND  
**UPLINK FREKANSI:** 14.066,200 GHz.  
**HPA:** XICOM (400 WATT)  
**U/L ANTENİ:** IGP 120 cm. (SVS)  
**O/P GÜCÜ:** 190 WATT  
**ENCODER DETAYLARI:**

**Rate Calculator**

FEC:  1/2  3/4  7/8  
 2/3  5/6

Mod.:  QPSK  8PSK  
 Reed Solomon 188/204

Data Rate (Bit Rate): 5040 (Kbit/s)  
 Info Rate (Total Rate): 5469 (Kbit/s)  
 Symbol Rate: 3125 (Ksym/s)  
 Tx BitRate: 6250 (Kbit/s)  
 Band Width: 4 (Mhz)

Yardım

temizle X kapat

Şekil 4. Türk sat 2A uplink detayları

**TÜRKSAT 2A UYDUSU İÇİN DOWNLINK ÖLÇÜM DETAYLARI:**

**ANTEN:** 120 cm. Uplink&Downlink Antenna  
**D/L FREKANSI:** 12.571 GHz.  
**SPECTRUM ÖLÇÜM DETAYLARI:**  
**ATTEN:** 0 dB  
**SPAN:** 20 MHz.  
**SWEEP:** 500 µsn.  
**EIRP:** 63.93 dBµ Volt (Merkez IST/YENIBOSNA)

**Agilent 12:56:00 10 Jan 2005**

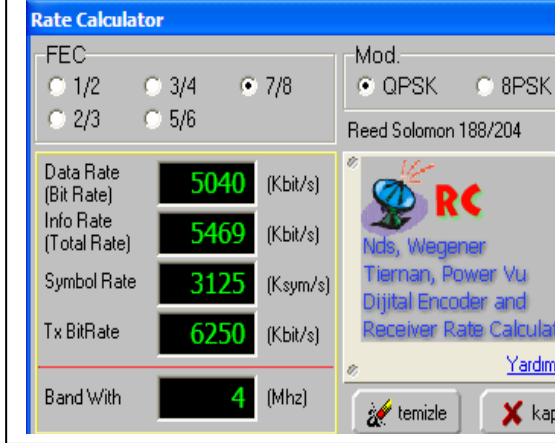
Ref 78.99 dBuV •Atten 0 dB Mkr1 12.57165 GHz 63.93 dBuV

Center 12.57 GHz Freq Offset 11 GHz Span 20 MHz  
 Res BW 100 kHz VBM 100 kHz •Sweep 500 ms (401 pts)

Şekil 5. Türk sat 2A down link detayları

### **EUTELSAT W1 UYDUSU İÇİN UPLINK DETAYLARI:**

**UYDU:** EUTELSAT W1 10 DERECE  
**ENCODER:** 5714 TANDBERG  
**UPCONVERTER :** ADVENT KU BAND  
**UPLINK FREKANSI:** 14.051,000 GHz.  
**HPA:** XICOM (400 WATT)  
**U/L ANTENİ:** IGP 120 cm. (SVS)  
**O/P GÜCÜ:** 190 WATT  
**ENCODER DETAYLARI:**



**Şekil 6.** W1 uydusu uplink detayları

### **EUTELSAT W1 UYDUSU İÇİN DOWNLINK ÖLÇÜM DETAYLARI:**

**ANTEN :** 120 cm. Uplink&Downlink Antenna  
**D/L FREKANSI:** 11.051,000 GHz.  
**SPECTRUM ÖLÇÜM DETAYLARI:**  
**ATTEN:** 0 dB  
**SPAN :** 20 MHz.  
**SWEEP :** 500 µsn.  
**EIRP:** 58.83 dBµVolt (Merkez  
IST/YENIBOSNA)



**Şekil 7.** W1 uydusu down link detayları

Televizyon yayıncılığında uydu seçimi çok önemli bir konudur. Öncelikle yayıncıyı ulaştırmak istediğiniz bölgeye uygun uyduyu ve bu uydunun kapsama alanı ile bu kapsama alanına işaretin hangi güçte gönderilmesi isteniyorsa ona uygun bölgeyi (beam) seçmek gerekir. Şekil 6 ve Şekil 7’de W1 uydusu up-link, down-link detayları yan yana görülmektedir.

Aynı up-link cihazları ve up-link anteni ile aynı çıkış gücünde yine aynı down link çanağı ile yapılan çalışmada türksat uydusunun dönüşü 63.93 dBV; eutelsat W1 uydusunun dönüşü 58.83 dBV çıkmıştır. yani türksat uydusunun işareti daha kuvvetlidir. Bu işaretimizi değişik atmosferik şartlarda daha sağlıklı yayın yapabilmemizi sağlar.

## **4.SONUÇ**

Bu çalışmada Ulusal TV yayın akışında kullanılan uydulardan Türksat 2A 42 derece doğu uydusu ile Eutelsat W1 10 derece doğu uydusunun karşılaştırılması sonucunda; aynı cihazlarla yapılan up-linklerde, spectrumdan downlink sinyaller incelendiğinde türksat uydusunun teknik açıdan daha avantajlı olduğu görülmüştür. Günümüzde Uydu Haberleşme Sistemleri artık hayatımızın bir parçası olmuştur. Artan iletişim trafiği, gittikçe daha fazla kanal kapasiteli ve daha hızlı haberleşme sistemlerinin kurulmasına neden olmaktadır. Uydu haberleşme sistemleri saydığımız bu ihtiyaçları karşılayabilecek özelliklere sahip teknolojisiyle gelecekte daha yaygın ve çok özel uygulamalarda kullanılacaktır.

## **KAYNAKLAR**

- [1]. <http://www.qsl.net/ta1kb/aselsan/uyduhabsistemi.htm>
- [2]. Avni Morgül, Adnan Ataman - Televizyon Tekniği, Boğaziçi Üniversitesi yayımları, YN:610, İstanbul, 1997
- [3]. Rate Calculator.TM GROUP. members.xoom.com/tmgroun.

# Uzay-Zaman-Frekans Blok Kodlamalı OFDM

Kenan Aksoy, Ümit Aygözü  
İstanbul Teknik Üniversitesi  
Elektrik ve Elektronik Fakültesi  
Maslak, İstanbul  
kenan\_aksoy@ttnet.net.tr, aygolu@ehb.itu.edu.tr

**Özet:** Bu çalışmada, gerçel ve karmaşık uzay-zaman blok kodları ve eşvreli-dördün (I-Q) işaret birleştirmeyi bir arada kullanan uzay-zaman-frekans blok kodlamalı, doğrusal kod çözme olanağı ve çok-yollu çeşitleme kazancı sağlayan, dik frekans bölmeli çoğullama (OFDM) sistemi önerilmektedir. Sistem, iki yollu kanalda, Alamouti sistemine göre  $10^{-6}$  bit hata olasılığında 5 dB'lik kazanç sağlamaktadır.

## 1 Giriş

Çok-girişli çok-çıkışlı (MIMO) OFDM sistemlerde uzay çeşitlemesine ek olarak çok-yollu çeşitleme sağlanabilir [1]. Çok-yollu çeşitleme sağlamak için frekans bölgesinde kafes ya da işaret kümesi kodlama kullanılabilir. Karmaşık işaretin gerçel ve sanal bileşenlerinin ayrı kodlanmasıyla elde edilen I-Q kodların, tek-girişli kanallarda, kodlama ve kod çözme basitliği ve işaret çeşitlemesi sağladıkları bilinmektedir [2]. Çok-girişli kanalı eşdeğer tek-girişli kanala dönüştürmek için Tarokh ve diğ. [3] tarafından geliştirilmiş dik tasarımlar kullanılabilir. Bu kodlar doğrusal kod çözme denklemleriyle çözülebilir. Ancak, tam kodlama oranını sağlayan en büyük boyutlu karmaşık uzay-zaman blok kodları (STBC) iki verici antenlidir ve Alamouti tarafından önerilmiştir [4]. Tam kodlama oranını sağlayan gerçel STBC'ler ise 2, 4 ve en fazla 8 boyutlu olabilmektedir. Bu kodların dışında, tam kodlama oranlı dik tasarımların var olmadığı Tarokh ve diğ. [3] tarafından göstermiştir. Bu çalışmamızda, gerçel ve karmaşık STBC'leri [3] ve I-Q işaret birleştirmeyi bir arada kullanan uzay-zaman-frekans blok kodlamalı (STFBC) OFDM sistem önerilmektedir. STBC'lere benzer şekilde [4], önerilen sistemin kodlama ve kod çözme denklemleri doğrusaldır.

## 2 Sistem Modeli

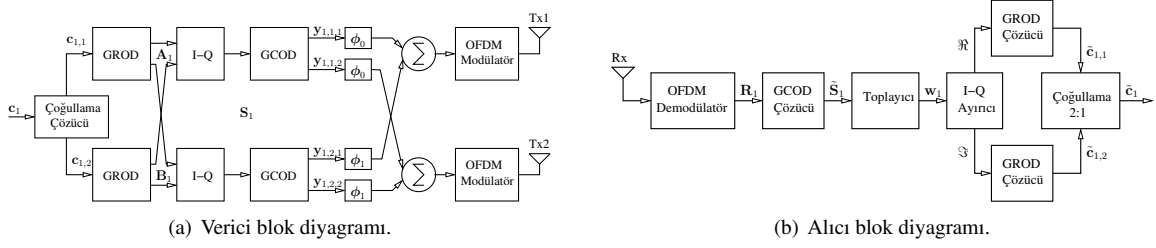
Telsiz kanallarda verici ile alıcı anten arasında birden fazla ( $L$  tane) telsiz iletim yolu bulunduğu, MIMO OFDM alıcıda  $n$ . zaman aralığında  $\nu$ . anten yardımıyla  $p$ . alt kanaldan ( $p = 0, \dots, N_c - 1$ ) alınan işaret

$$r_n^\nu(p) = \sum_{\mu=1}^{N_t} H_{\mu\nu}(p)y_n^\mu(p) + m_n^\nu(p), \quad H_{\mu\nu}(p) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{\mu\nu}(l)e^{-j2\pi lp/N_c} \quad (1)$$

olarak yazılabilir. Burada,  $H_{\mu\nu}(p)$ ,  $\mu$ . verici ile  $\nu$ . alıcı anten arasındaki  $p$ . alt kanalın kazancıdır.  $y_n^\mu(p)$ ,  $n$ . zaman aralığında  $\mu$ . verici anten için  $p$ . alt taşıyıcıyı modüle eden temel bant işaretidir ve  $m_n^\nu(p)$ , sıfır ortalamalı  $N_0$  varyanslı karmaşık Gauss gürültü örneğidir. Genelleştirilmiş gerçel dik tasarımlar (GROD) ve genelleştirilmiş karmaşık dik tasarımlar (GCOD) sırasıyla  $\mathbf{O}_N$  ve  $\mathbf{Q}_{N_t}$  matrisleriyle simgelenmiştir. Bu tasarımlar,  $c_i$  işaretleri  $2^b$  elemanlı gerçel  $A$  kümesinden olmak üzere ( $N = 2$  için) ve  $s_i$  işaretleri karmaşık işaret kümesinden olmak üzere ( $N_t = 2$  için)

$$\mathbf{O}_2 = \begin{pmatrix} c_1 & c_2 \\ -c_2 & c_1 \end{pmatrix} \text{ ve } \mathbf{Q}_2 = \begin{pmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{pmatrix}$$

olur. Önerilen kodlayıcının  $N = 2$  ve  $N_t = 2$  için sadeleştirilmiş blok diyagramı Şekil 1.(a)'da verilmiştir. Burada kaynak simge dizisi gerçel genlik modülasyonlu  $\mathbf{c}$  vektörüdür. Kaynak simgelerinin kümesi 2-PAM, 4-PAM, 16-PAM vb. olabilir. Bu  $M$ -PAM simgeler vektörü, kaynak bitlerinden Gray eşlemesiyle elde edilir. Örneğin, 4-PAM işaret kümesi olan  $\{-3, -1, 1, 3\}$  simgelerinin  $\{00, 01, 11, 10\}$  ikili dizilere eşlenmesi. İlk olarak  $\mathbf{c}$



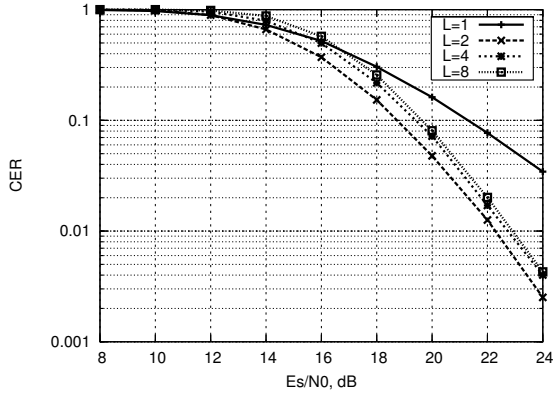
Şekil 1: Uzay-zaman-frekans blok kodlamalı OFDM sistemin blok diyagramları ( $N = 2$ ,  $N_t = 2$ ,  $N_g = 1$ ).

vektörü,  $N_c$  alt taşıyıcı sayısı olmak üzere, çoğullama çözücüsü tarafından eşit elemanlı  $N_g = N_c/N$  gruba ayrılır. Her bir gruba ait  $\mathbf{c}_g$  vektörü diğer bir çoğullama çözücüsü tarafından eşit uzunluklu  $\mathbf{c}_{g,1}$  ve  $\mathbf{c}_{g,2}$  vektörlerine ayrılır.  $i = 1$  ve  $2$  olmak üzere  $\mathbf{c}_{g,i}$  vektörünün uzunluğu  $N_1 N'$ 'dir ve  $N_1$  kez genelleştirilmiş GROD matrisiyle kodlanır.  $g = 1, \dots, N_g$  olmak üzere  $\mathbf{c}_{g,1}$  vektörlerinin kodlanmasıyla  $\mathbf{A}_g$  ve  $\mathbf{c}_{g,2}$  vektörlerinin kodlanmasıyla  $\mathbf{B}_g$  matrisleri elde edilir.  $N_1 N \times N$  boyutlu olan  $\mathbf{A}_g$  ve  $\mathbf{B}_g$  matrisleri,  $N_1$  adet GROD matrisinin ardışık birleştirilmesiyle oluşturulur.  $\mathbf{A}_g$  ve  $\mathbf{B}_g$  matrislerinin her bir sütunu aynı eşdeğer kanal kazancıyla iletilir.  $\mathbf{A}_g$  ve  $\mathbf{B}_g$  matrislerinin  $N$  farklı sütunu ayrı ayrı I-Q modülatör girişine uygulanarak  $N_1 N \times N$  boyutlu karmaşık  $\mathbf{S}_g$  matrisinin gerçel ve sanal bileşenleri oluşturulur.  $j = \sqrt{-1}$  olmak üzere  $\mathbf{S}_g = \mathbf{A}_g + j\mathbf{B}_g$  yazılabilir.  $\mathbf{A}_g$  ve  $\mathbf{B}_g$  matrislerin elemanları  $M$ -PAM işaret kümesinden olduğundan  $\mathbf{S}_g$ 'deki simgeler  $M^2$ -QAM işaret kümesine ait olur.  $\mathbf{S}_g$  matrisinin satır sayısı  $N_1 N = N_2 N_s$ 'dir. Burada,  $N_1$  ve  $N_2$  pozitif tam sayılar,  $N_s$  ise genelleştirilmiş GCOD matrisi tarafından taşınan simge sayısıdır.  $\mathbf{S}_g$  matrisinin  $N_2 N_s$  uzunluklu her bir sütununda yer alan  $N_s$  elemanlı  $N_2$  tane farklı alt grup, GCOD tarafından  $N_2$  farklı GCOD matrisiyle kodlanır.  $\mathbf{S}_g$  matrisinin bir sütununun kodlanmasıyla elde edilen  $N_2$  tane farklı GCOD matrisi aynı alt taşıyıcı tarafından alıcıya iletilir. Şekil 1.(a)'da  $p$ . alt taşıyıcıyı seçme vektörleri  $\phi_p$  ile gösterilmiştir ( $p = 0, \dots, N_c - 1$ ). Bu vektörler yardımıyla  $N_c$  OFDM alt taşıyıcıdan biri seçilmektedir.  $\phi_p = (\mathbf{I}_{N_c})_p$  ile tanımlı  $N_c \times 1$  boyutlu vektör olmak üzere,  $(\cdot)_p$  işleci  $N_c$  boyutlu birim matrisin  $p$ . sütununu alır.  $p = N_g(k - 1) + (g - 1)$  olmak üzere  $\phi_p$  işlemi uygulandığında  $\phi_p \mathbf{y}_{g,k,\mu}^T \in \mathbb{C}^{N_c \times N_2 N_s}$  matrisi elde edilir. Burada, elemanları  $[y_{g,k,\mu}]_n = y_{g,k,n,\mu}$  olan  $N_2 N_s \times 1$  boyutlu  $\mathbf{y}_{g,k,\mu}$  sütun vektörü,  $y_{g,k,n,\mu}$  değerlerinin  $n = 1, \dots, N_2 N_s$  için sütun olarak sıralanmasıyla oluşturulur. Alt taşıyıcı seçiminde kullanılan bu işlem  $N_g \times N$  blok kanal serpiştiriciye eşdeğerdir. Son olarak kodlanmış simgelerin, OFDM modülatörler tarafından, hızlı ters-Fourier dönüşümü (IFFT) alınarak elde edilen işaret verici antenlerden iletilir. Alıcıda, bileşen STBC'ler doğrusal kod çözme denklemleriyle sırayla çözülür. Şekil 1.(b)'de bir alıcı anten için sistemin kod çözücü blok diyagramı verilmiştir. Alıcı anten tarafından alınan işarete ilk olarak OFDM demodülatörde hızlı Fourier dönüşümü (FFT) uygulanarak alt taşıyıcılar tarafından taşınan simgeler elde edilir.  $N_2 N_s$  tane OFDM çerçeve ve  $N_c$  alt taşıyıcı tarafından taşınan  $N_2 N_s N_c$  simge,  $N_2 N_s \times N_c$  boyutlu  $\mathbf{R}$  matrisiyle simgelenmiştir.  $\mathbf{R}$  matrisin  $N$  tane alt taşıyıcıya denk düşen  $N$  tane sütunu grup çoğullama çözücü tarafından ayrıştırılarak  $N_2 N_s \times N$  boyutlu  $\mathbf{R}_g$  matrisleri oluşturulur.  $\mathbf{R}_g$  matrisinin her bir  $N_2 N_s$  uzunluklu sütununda,  $N_2$  tane,  $\mathbf{Q}_{N_2}$  matrislerin alış değerleri bulunur.  $\mathbf{R}_g$ 'den GCOD çözmeye  $\tilde{\mathbf{S}}_g$  matrisi belirlenir. Elde edilen  $N_2 N_s \times N$  boyutlu  $\tilde{\mathbf{S}}_g$  matrisinin sütunları aralarında toplanarak  $N_2 N_s = N_1 N$  uzunluğundaki  $\mathbf{w}_g = \sum_{\mu=1}^N (\tilde{\mathbf{S}}_g)_\mu$  vektörü elde edilir.  $\mathbf{w}_g$  vektörünün gerçel kısmı alınarak elde edilen  $N_1 N$ 'lik vektör,  $N_1$  tane,  $\mathbf{O}_N$  matrisin alış değerlerini içerir. Bu değerler GROD çözümler ve  $N_1 N$  uzunluklu  $\tilde{\mathbf{c}}_{g,1}$  vektörü elde edilir. Benzer şekilde,  $\mathbf{w}_g$  vektörünün sanal kısmı olan vektörün GROD çözülmesiyle  $N_1 N$  uzunluklu  $\tilde{\mathbf{c}}_{g,2}$  vektörü elde edilir.  $\tilde{\mathbf{c}}_{g,1}$  ve  $\tilde{\mathbf{c}}_{g,2}$  vektörleri çoğullananarak  $\tilde{\mathbf{c}}_g$  vektörü elde edilir. Son olarak tüm gruplara ait  $\tilde{\mathbf{c}}_g$ 'ler çoğullananarak, gerçel genlik modülasyonlu kaynak simgelerinin kestirimlerini içeren  $\hat{\mathbf{c}}$  vektörü elde edilir.

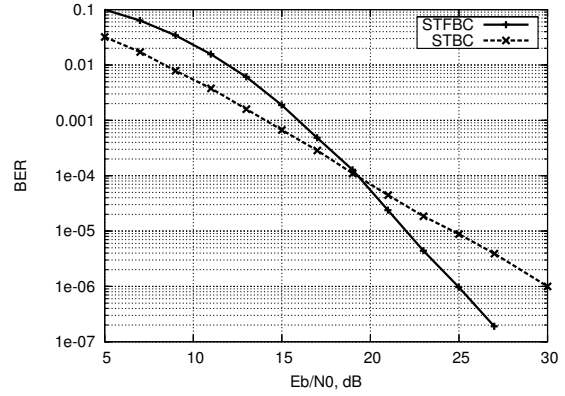
### 3 Sistemin Başarımı

Sistemin çeşitleme kazancını belirlemek için, GROD'un iletim kazançlarını ( $h_k$ )  $k = 1, \dots, N$  için kanal kazançlarıyla ifade edelim. Eşdeğer kanal (1) ile tanımlandığında  $h_k = \sum_{\mu=1}^{N_t} |H_\mu(k)|^2$  olur. Bu ifade kullanılırsa,

$$\tilde{\mathbf{c}}_i = \sum_{k=1}^N \left[ \sum_{\mu=1}^{N_t} |H_\mu(k)|^2 \right]^2 \mathbf{c}_i + \tilde{\mathbf{n}}_i \quad (2)$$



(a)  $L$  yollu kanalda STFBC OFDM kod sözcük hata olasılığının işaret-gürültü oranıyla değişimi.



(b) STFBC (16-QAM) ve STBC (QPSK) OFDM kodların  $L = 2$  yollu kanaldaki bit hata başarımları.

Şekil 2: OFDM sistemlerin Rayleigh sönümlmeli kanallardaki başarımları (2 bit/s/Hz).

yazılabilir. Sistemin sağladığı çeşitleme kazancı (2)'deki toplamda  $c_i$ 'nin çarpanı olan toplamda yer alan ilişkisiz alt kanal kazancının modülü sayısına eşit olup, Schwartz eşitsizliğinden ( $a, b \geq 0$  için  $(a + b)^2 \geq a^2 + b^2$ ) çeşitleme kazancı  $G_d = NN_t$  olarak bulunur. Şekil 2.(a)'da  $N = N_t = 2$  olan kodunun kod sözcük hata olasılığı (CER) başarımının yol sayısı ( $L$ ) ile değişimi gösterilmiştir. Bu şekilden görüldüğü gibi yol sayısının  $L = 1$ 'den  $2$ 'ye artmasıyla eğri eğiminin artması çok-yollu çeşitleme kazancı sağlandığının göstergesidir. Ancak,  $L$ 'nin  $2$ 'den büyük değerleri için hata düzeltme başarımı bir miktar azalmıştır. Bilgisayar benzetiminde kanalın iletim kazançları  $N_2N_x = 2$  OFDM çerçeve süresince sabit varsayılmıştır. Şekil 2.(b)'de  $L = 2$  yollu kanalda STFBC ve Alamouti tarafından önerilen STBC [4] OFDM sistemlerin bit hata olasılığı başarımları gösterilmiştir. Şekil 2.(b)'de verilen eğrilerin eğimlerinden görüldüğü gibi STFBC'nin sağladığı çeşitleme ( $G_d = 4$ ) STBC'nin sağladığı çeşitlemeden ( $G_d = 2$ ) yüksektir ve STFBC  $10^{-6}$  bit hata olasılığı (BER) değerinde 5 dB'lik yüksek bir kazanç sağlar. Kod çözme karmaşıklığı için bir ölçüt olarak, bir kaynak simgesinin çözülmesi için gerekli gerçek işlem (toplama, çarpma, vb.) sayısını alırsak; referans Alamouti STBC sisteminin kod çözme karmaşıklığı 18.5 işlem/simge ve önerilen STFBC sistemin kod çözme karmaşıklığı 29 işlem/simge olur. Dolayısıyla, önerilen sistemin kod çözme karmaşıklığı sadece %57 artmıştır.

## 4 Sonuçlar

Önerilen sistemde sadece doğrusal kod çözme destekleyen dik tasarımlar kullanıldığından, basit kod çözmeyle çok-yollu çeşitleme kazancı sağlanmıştır. Eşdeğer bant verimliliği için, referans sistemdeki QPSK işaret kümesine karşılık önerilen sistemde I-Q kodlamadan dolayı 16-QAM işaret kümesi oluşmaktadır. Bu durum OFDM sistemde tepe gücün ortalama güce oranını (PAPR) artırır. Çok-yollu kanalda ve tek alıcı anten durumunda; STFBC kodun çeşitleme kazancının, bileşen gerçek STBC matris boyutu ( $N$ ) ile bileşen karmaşık STBC'nin anten sayısı ( $N_t$ ) çarpımına eşit olduğu gösterilmiştir. Bilgisayar benzetimiyle, eşit bant verimliliğinde (2 bit/s/Hz)  $10^{-6}$  bit hata olasılığında, önerilen STFBC'nin STBC'ye kıyasla 5 dB'lik kazanç sağladığı gözlenmiştir.

## Kaynaklar

- [1] Agrawal, D., Tarokh, V., Naguib, A., ve Seshadri, N., Mayıs 1998. Space-time coded OFDM for high data-rate wireless communication over wideband channels, *Vehicular Technology Conference, Ottawa, Ont., Canada*, **3**, 2232–2236.
- [2] Al-Semari, S. A. ve Fuja, T. E., Ocak 1997. I-Q TCM: Reliable communication over the Rayleigh fading channel close to the cutoff rate, *IEEE Transactions on Information Theory*, **43**, 250–262.
- [3] Tarokh, V., Jafarkhani, H., ve Calderbank, A. R., Temmuz 1999. Space-time block codes from orthogonal designs, *IEEE Transactions on Information Theory*, **45**, 1456–1467.
- [4] Alamouti, S. M., Ekim 1998. A simple transmit diversity technique for wireless communications, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, **16**, 1451–1458.



# Video Görüntülerinde Örnek Tabanlı İçboyama Yöntemiyle Cisim Yok Etme

Meliha Ece Gürbüz, Asiye Erol, Ali Gangal  
Karadeniz Teknik Üniversitesi  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Trabzon

[m\\_ecegurubuz@ktu.edu.tr](mailto:m_ecegurubuz@ktu.edu.tr), [asiye.erol@gmail.com](mailto:asiye.erol@gmail.com), [ali.gangal@ktu.edu.tr](mailto:ali.gangal@ktu.edu.tr)

**Özet:** Bu çalışmada video görüntülerinde logo, leke, reklam yazısı gibi görünmesi istenmeyen cisimlerin fark edilir bir bozulma oluşturmadan kaldırılması konusu incelenmiştir. Sabit görüntü ve fotoğraflar için kullanılan örnek tabanlı içboyama yöntemi, video görüntüleri için yeniden düzenlenmiş ve geliştirilmiştir. Video görüntülerindeki cisimlerin, sabit görüntülerden daha başarılı olarak yok edilmesine rağmen, video görüntülerinde kaldırılan cismin yerinde ortaya çıkan kıpırtılar gözü rahatsız edebilmektedir. Bu kıpırtıların yok edilmesi için de uzamsal-zamansal bir medyan süzgeç kullanılmıştır.

## 1. Giriş

Görüntü ve video işleme konusunda son zamanlarda artarak devam eden gelişmeler içerisinde içboyama (inpainting) yöntemleri birçok uygulama alanı bulmaktadır [1-4]. Örnek olarak, bozulmuş film ve fotoğrafların onarılması, televizyon görüntülerinde istenmeyen logoların, lekelerin, cisim görüntülerinin veya yazıların görüntüde bozulma oluşturmadan yok edilmesi, sayısal video iletiminde ortaya çıkabilecek blok kayıplarından kaynaklanan bozulmaların yok edilmesi gibi uygulamalar gösterilebilir. İçboyama yöntemlerinde doldurulacak kısımların piksel değerleri, görüntünün diğer kısımlarındaki piksel değerlerinden yararlanılarak belirlenmektedir. Geliştirilen yöntemler genel olarak, germeye dayalı, örüntü tekrarına dayalı ve örnek tabanlı yöntemlerdir. Video görüntüleri üzerindeki bugüne kadar yapılan uygulamalar genellikle sabit bir kamera görüntüsünden herhangi bir cismin yok edilmesini hedeflemektedir. Bu tür videolarda arkaplan görüntüsü değişmediği için cismin kaldırılması gayet başarılı sonuçlar verebilmektedir. Ancak arkaplanın da hareketli olduğu video görüntülerinde örneğin logonun kaldırılmasında bu yöntemlerin çok iyi sonuç vermediği yaptığımız çalışmalar sonucunda görülmüştür. Buna göre, lekeli ve bozulmuş video görüntülerinin onarılması için daha gelişmiş yöntemlerin kullanılması gereklidir. Bu çalışmada [1] deki yöntem uzamsal-zamansal boyuta genişletilmiş, ayrıca uzamsal-zamansal bir medyan süzgeç kullanarak sonuçlar iyileştirilmiştir.

## 2. Önerilen Yöntem

Önerilen yöntem Şekil.1'de gösterilmektedir. Şekilde kaldırılacak cisim (burada logo olarak düşünülmüş) içboyama yapılacak hedef bölge ( $\Omega$ ), ardışıl üç görüntüdeki ( $\mathbf{I}_{n-1}$ ,  $\mathbf{I}_n$  ve  $\mathbf{I}_{n+1}$ ) logo dışında kalan bölgeler de kaynak bölgeler ( $\Phi_{n-1}$ ,  $\Phi_n$ ,  $\Phi_{n+1}$ ) olarak tanımlanmaktadır. Burada  $n-1$ ,  $n$  ve  $n+1$  sırasıyla önceki, şimdiki ve sonraki görüntü numarasını göstermektedir. İşlem adımları aşağıdaki gibidir:

1-Yok edilecek cismin konumu ve büyüklüğü belirlenir. Bu işlem kullanıcı tarafından manuel olarak yapılır.

2-Hedef bölgenin sınırları ( $\delta \Omega$ ) bulunur. Her sınır noktası üzerinde, bir kısmı hedef bölge içerisinde kalan dikdörtgen biçimli yamalar alınır. Bunların arasından öncelik sırasına sahip olan  $\Psi(p)$  yaması belirlenir ve doldurmaya o yama üzerinden başlanır. Algoritmanın temelinde bir izotop sürücü görüntü örnekleme işlemi yatmaktadır. Böylece yok edilecek cismin içerisine doğru uzanan yapıların devam ettirilmesi ve doku bilgisinin tekrar ettirilmesi sağlanmaktadır. Sınır üzerindeki bir  $p$  noktasındaki yamanın önceliği  $P(p)$ , güven terimi  $C(p)$  ve data terimi  $D(p)$  diye adlandırılan iki parametrenin çarpımıyla hesaplanır:

$$P(p) = C(p)D(p) \quad (1)$$

Burada  $C(p) = \frac{\sum_{q \in \Psi_p \cap \Phi_n} C(q)}{A_{\Psi_p}}$  ve  $D(p) = \left| \nabla I_p^\perp \cdot n_p \right| / 255$  dir.  $C(q)$  daha önce hesaplanan güven

terimleri,  $A_{\Psi_p}$   $\Psi(p)$  yamasının alanı,  $\nabla I_p$   $p$  noktasındaki parlaklık gradienti,  $\perp$  dikgen operatörü ve  $n_p$   $p$

noktasındaki birim vektördür. Güven terimi  $p$  noktasındaki pikselin çevresindeki güvenilir bilginin bir ölçüsünü verir. Data terimi  $D(p)$ ,  $p$  noktasındaki parlaklık gradienti ile o noktada sınıra dik olan  $n_p$  birim vektörünün çarpımıyla hesaplanmaktadır. Data terimi, sınırın önüne doğru uzanan izotopun keskinliğinin bir ölçüsünü verir. Bu terim, doğrusal yapıların öncelikli olarak hedef bölgeye doğru ilerlemesini sağlar.

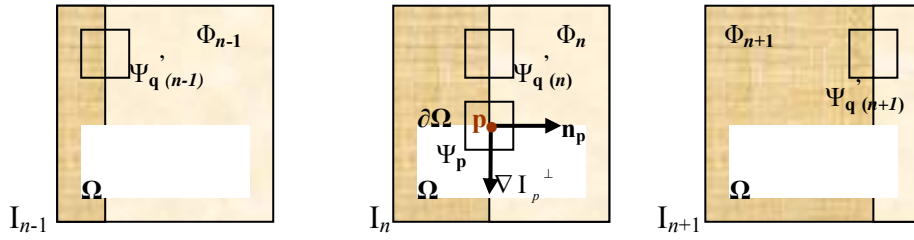
**3-Sınır üzerindeki öncelikli yama bulunduktan sonra**, bu yama ilgili görüntü karesine ek olarak önceki ve sonraki görüntü karelerini de içeren ardışıl üç görüntü karesinde aranır. Şekil 1. de üç ardışıl görüntü karesindeki aday yamalar için bazı örnekler ( $\Psi_{q(n-1)}$ ,  $\Psi_{q(n)}$ ,  $\Psi_{q(n+1)}$ ) gösterilmiştir. En uygun eşleşmeyi sağlayan görüntü parçasıyla yamanın olduğu yer doldurulur. Bu işlem bittikten sonra güven terimi  $C(p)$  güncellenir.

**4-Bu işlemler ardışıl olarak hedef bölge dolana kadar devam eder.**

**5-Önerilen yöntemde örnek tabanlı içboyama yöntemi** ayrıca bir uzamsal-zamansal medyan süzgeçle desteklenmiştir. Bu süzgeç, sadece logonun olduğu bölgede ardışıl üç görüntü karesi üzerinde çalışmaktadır. Tasarlanan medyan süzgeç, kaldırılmış bir logo üzerindeki herhangi bir  $p = (x, y)$  noktası için aşağıdaki gibidir:

$$I_n(x, y) = \text{medyan}(I_n(x, y), I_n(x-1, y), I_n(x+1, y), I_{n-1}(x, y), I_{n-1}(x-1, y), I_{n-1}(x+1, y), I_{n+1}(x, y), I_{n+1}(x-1, y), I_{n+1}(x+1, y)) \quad (2)$$

Yukarıdaki denklemde medyan hesaplamada hesaba katılacak piksel değerlerinin konumu ve sayısı deneysel incelemeler sonunda belirlenmiştir. Bu süzgecin görevi onarılan bölgede gözüken bozulmaları gizlemektir. Bu bozulmalar; görüntü karelerine tek tek bakıldığında gözü rahatsız etmezler fakat bir video görüntüsü şeklinde seyredilirken belirgin şekilde göze çarparlar.



Şekil 1. Ardışıl üç görüntü karesi kullanan içboyama yöntemi

### 3. Deneysel Çalışmalar

İki çeşit video görüntüsü kullanılmıştır. İlk olarak sabit kamerayla çekilmiş bir video görüntüsünde yapay bir logo oluşturulmuştur. İkinci görüntü dizisi gerçek logolu bir görüntü dizisidir ve hareketli bir kamera ile çekilmiştir. Şekil 2'de arka planı sabit olan bir video görüntüsü (sabit kamera ile çekilmiş) için logo yok etme sonucu gösterilmiştir. Şekil 2.a) da logolu görüntü, b) de [1] deki yöntemle göre yok edilmiş görüntü, c) de ise önerdiğimiz yöntemin sonucu görülmektedir. Burada önerdiğimiz yöntemde logonun daha başarılı bir şekilde yok edildiği görülmektedir. Şekilde logonun yeri beyaz renkteki çemberlerle işaretlenmiştir. Sonuçlar video biçiminde izlendiğinde ise önerdiğimiz yöntemin sonucundaki iyileşme daha belirgin şekilde gözlenebilmektedir. Şekil 3' de ise sadece logonun olduğu yerde orijinal görüntü ile logosu yok edilmiş görüntünün normalize ortalama kare hatası 7 görüntü karesi için gösterilmiştir. Normalize ortalama kare hata aşağıdaki formüle göre hesaplanmıştır:

$$\text{NMKH} = \frac{\sum_{(x,y) \in \Omega} \sum_{c=R,G,B} (I^c(x,y) - \tilde{I}^c(x,y))^2}{\sum_{(x,y) \in \Omega} \sum_{c=R,G,B} (I^c(x,y))^2} \quad (3)$$

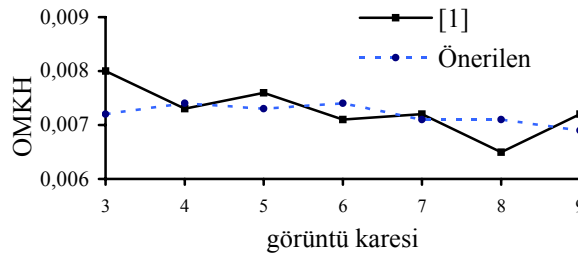
Burada  $I^c$ , orijinal renkli görüntünün,  $\tilde{I}^c$  ise onarılmış görüntünün kırmızı, yeşil ve mavi bileşenini içeren piksel değerini göstermektedir.

Şekil 4'de arkaplanı hareketli olan bir video görüntüsü için logo yok etme sonucu gösterilmiştir. Burada da görüldüğü gibi önerdiğimiz yöntemde logo daha başarılı bir şekilde yok edilmiştir. Sonuçlar video biçiminde izlendiğinde önerdiğimiz yöntemin daha iyi sonuç verdiği gözlenebilmektedir. Yok edilen logonun yerindeki istenmeyen kırıltılar azaltılmıştır.

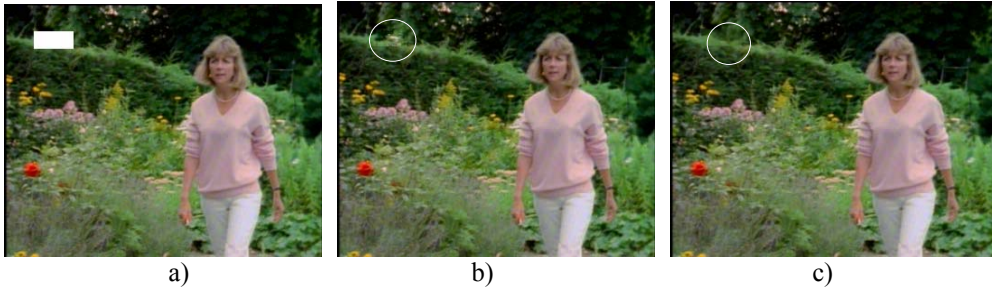
Önerilen logo yok etme algoritması video görüntüsündeki herhangi bir istenmeyen cismin yok edilmesi için de kullanılabilir. Yöntem büyük boyutlu cisimleri de başarılı bir şekilde ortadan kaldıracak yeteneğe sahiptir. Elde edilen görsel ve grafiksel sonuçlar burada kullanılan yaklaşımın geçerliliğinin bir göstergesidir.



Şekil 2. Arkaplanı sabit video görüntülerinde elde edilen sonuçlar. a) logolu görüntü, b) [1] deki yöntem, c) önerilen yöntem.



Şekil 3. Logolu bölgenin onarılması sonucunda oluşan normalize ortalama kare hata



Şekil 4. Arkaplanı hareketli video görüntülerinde elde edilen sonuçlar. a) logolu görüntü, b) [1] deki yöntem, c) önerilen yöntem.

## Kaynaklar

- [1]. Criminisi, A., Perez, P. ve Toyama, K., "Region filling and object removal by exemplar-based inpainting", IEEE Trans. on Image Processing, 13(9), s.1200-1212, 2003.
- [2]. Bertalmio, M., Vese, L., Sapiro, G. ve Osher, S., "Simultaneous structure and texture image inpainting", IEEE Trans. on Image Processing, 13(8), s.882-889, 2003.
- [3]. Bornard, R., Lecan, E., Laborelli, L. ve Chenot, J-H., "Missing data correction in still images and image sequences", Proceedings of the tenth ACM international conference on Multimedia, Aralık 2002, Juan-les-Pins, Fransa, s.355-361.
- [4]. Efros, A. ve Leung, T., "Texture synthesis by non parametric sampling", Proceedings of the International conference on computer vision (ICCV), Eylül 1999, Corfu, Yunanistan, s.1033-1038.

# Video Görüntülerindeki Periyodik Gürültülerin Yok Edilmesi

Asiye Erol, Meliha Ece Gürbüz, Ali Gangal  
Karadeniz Teknik Üniversitesi  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Trabzon

[asiye@hacettepe.edu.tr](mailto:asiye@hacettepe.edu.tr), [m\\_ecerurbuz@ktu.edu.tr](mailto:m_ecerurbuz@ktu.edu.tr), [ali.gangal@ktu.edu.tr](mailto:ali.gangal@ktu.edu.tr)

**Özet:** Bu bildiri, video görüntülerindeki periyodik gürültülerin yok edilmesi konusu ele alınmakta ve frekans ekseninde çalışan bir süzgeçleme yöntemi önerilmektedir. Periyodik ve yarı periyodik gürültülerin her görüntü karesi için frekans eksenindeki koordinatları medyan süzgeç maskeleriyle otomatik olarak bulunmaktadır. Gürültü yok etme işlemi, çentik merkezleri ve sayıları algılanan gürültü içeriğine göre uyarlanan Butterworth çoklu-çentik süzgeçle gerçekleştirilmektedir.

## 1. Giriş

Video görüntüleri, parlaklığın sinüzoidal modülasyonu şeklinde gözüken rastlantısal olmayan periyodik gürültülerle bozulabilmektedirler. Bu tür gürültüler görüntüye bir motor veya bir elektromekanik aygıtın elektriksel girişim veya elektromagnetik girişim sonucu karışabilmektedir. Vibrasyon, half-tone ve moire patterns periyodik gürültülere diğer örnekler olarak verilebilir. Bir görüntü tarayıcısıyla taranırken tarayıcının rezolüsyonu görüntünün yüksek frekans bileşenlerine etki eder ve moire patterni oluşabilir. Tek yongalı video kameralardan elde edilen gri-düzeyle görüntülerde de bu etki oluşur. Biyomedikal işaretlerde de periyodik girişim ortaya çıkabilmektedir [1]. Periyodik gürültülerin uzamsal domende herhangi bir süzgeçleme tekniğiyle tamamen yok edilmesi şimdilik mümkün değildir. Örneğin, uzamsal domende çalışıldığında periyodik gürültünün azaltılması sırasında keskin kenarların keskinliğinin azalması gibi yan etkiler ortaya çıkar. Frekans domeninde ise, periyodik gürültülerin koordinatları kesin olarak bulunabilmektedir. Periyodik gürültünün frekans domenindeki bileşenlerinin genlikleri, çevresindeki frekans bileşenlerine göre belirgin bir büyüklük göstermektedir. Frekans eksenindeki tepelerin belirlenmesiyle kullanılacak süzgeçlerin merkezleri de belirlenmiş olmaktadır.

Periyodik gürültü frekans ekseninde bant durduran süzgeçlerle veya çentik süzgeçlerle azaltılabilmektedir [2,3]. Periyodik gürültü azaltma konusunda medyan süzgeçlemeye dayalı bir tekniğin iyi sonuçlar verdiği [1] de gösterilmiştir. [1] de periyodik gürültü bileşenleri medyan süzgeçlemeyle belirlenmekte ve süzülmemektedir. Ancak yarı periyodik gürültülerde gürültü tayfı tek bir tepe oluşturmamakta, asıl tepenin etrafında daha küçük tepelikler de oluşturmaktadır. Bu durumda medyan süzgeçleme ideal periyodik gürültü durumunda ancak iyi sonuç vermektedir. Önerdiğimiz çalışmada ise süzme işlemi çentik süzgeçlerle yapılmaktadır. Çentik süzgecin yarıçapı ise yarı periyodik gürültü bileşenlerini de süzecek şekilde belirlenebilmektedir.

## 2. Yöntem

Önerilen yöntemde, öncelikle görüntünün frekans genlik spektrumunu hesaplanmaktadır. Bu amaçla ele alınan görüntü karesine ayrık Fourier Dönüşümü uygulanmaktadır.  $M$  satır ve  $N$  sütundan oluşan  $M \times N$  boyutlu bir  $f(x, y)$  görüntüsünün Fourier dönüşümü  $F(u, v)$ ,

$$F(u, v) = \frac{1}{MN} \sum_{x=0}^{M-1} \sum_{y=0}^{N-1} f(x, y) \cdot e^{-j2\pi(ux/M + vy/N)} \quad (1)$$

şeklinde hesaplanmaktadır. Burada  $u$ , ve  $v$  frekans domenindeki eksenleri göstermektedir. Yukarıdaki dönüşüm, tayf merkeze göre simetrik olacak şekilde düzenlenmiştir. Böylece tayf üzerinde inceleme yapmak daha kolay olmaktadır. Periyodik gürültü bileşenleri tayf üzerinde merkeze göre simetrik olan tepeler oluşturmaktadır. Öncelikle bu tepelerin algılanması gerekmektedir. Önerdiğimiz periyodik gürültü algılama yönteminde, tepe algılama maskeleri tayf üzerinde üst üste binmeyecek şekilde gezdirilmektedir. Bu maskelerin tayfın merkezindeki alçak frekans bileşenlerini gürültü bileşeni gibi algılamaması için tayfın merkezine belli bir  $r$  yarıçapı kadar yaklaşmasına izin verilmektedir.

Pencere içerisindeki tayf bileşenlerinden maksimum genliğe sahip olanın genliği ve koordinatları belirlenmektedir. Bulunan maksimum değer yine pencere içerisindeki tayf bileşenlerinin genliklerinin medyanına oranı hesaplanmaktadır. Bu oran belli bir eşik değerini aşarsa gürültü olduğu varsayılmakta ve ilgili koordinat değerleri de gürültünün koordinatları olarak saptanmaktadır. Görüldüğü gibi her pencere için yalnızca bir gürültü koordinatı hesaplanabilmektedir. İdeal periyodik gürültülerde tayftaki tepeler tek bir piksel genişliğinde olacağından küçük pencere kullanarak algılama rezolüsyonu yüksek tutulabilir. Ancak yarı periyodik gürültülerde tayftaki tepeler tek piksel genişliğinde olmayıp ana tepenin etrafında daha küçük tepeler de oluşturarak yayılmış tepe görünümü verir. Bu durumda pencere büyüklüğü tayftaki gürültü tepesine göre küçük boyutta kalacağından gürültü algılama işlemi doğru çalışmaz. Bu nedenle pencere genişliği için bir alt sınır belirlenmelidir. Çalışmamızda yarı periyodik gürültüleri de algılayabilmek için pencere büyüklüğü 11x11 alınmıştır. Herhangi bir  $k$  ncı  $W_k$  penceresi içerisinde herhangi bir gürültü tayf bileşeni olup olmadığı

$$G_{W_k} = \begin{cases} 1 & , \max |F_{W_k}| - \text{med} |F_{W_k}| > T \text{ ise} \\ 0 & , \text{diger} \end{cases} \quad (2)$$

ifadesiyle test edilmektedir. Eşitliğin sağ tarafındaki 1, ilgili pencere içerisinde gürültü bileşeni olduğunu göstermektedir. Eğer bir pencere içerisinde  $T$  eşiği aşılsa maksimum değer olduğu koordinatta periyodik gürültü olduğu varsayılır. Bu koordinat pencere merkezinde olmak zorunda değildir. Bu yöntemle bir veya daha fazla sayıda periyodik gürültünün frekans domenindeki koordinatlarını otomatik olarak belirlenebilmektedir. Periyodik gürültüler söz konusu olduğunda her gürültü koordinatının merkeze göre simetriğinde de gürültü algılanır. Bir  $W_k$  penceresi içerisinde tespit edilen bir  $G_{W_k}$  gürültü bileşeninin koordinatları  $((u - M/2 - u_i), (v - N/2 - v_i))$  ve  $((u - M/2 + u_i), (v - N/2 + v_i))$  noktasındadır. Burada  $u_i$   $-M/2$  ile  $M/2$  arasında pozitif bir tamsayı,  $v_i$  ise  $-N/2$  ile  $N/2$  arasında pozitif bir tamsayıdır.

Süzgeçleme işlemi, merkezleri ve sayıları videodaki gürültü içeriğine göre her görüntü karesi için otomatik olarak değişen Butterworth çoklu-çentik süzgeçle gerçekleştirilmiştir. Çentik merkezleri gürültü koordinatlarına denk düşecek şekilde ayarlanmaktadır. Her bir çentik çifti için transfer fonksiyonu (3) deki denklemle hesaplanmaktadır.

$$H_i(u, v) = 1 / \left( 1 + \left[ D_0^2 / (D_{i_1}(u, v) D_{i_2}(u, v)) \right]^n \right) \quad (3)$$

Burada  $D_{i_1}(u, v) = \left[ \left( u - \frac{M}{2} - u_i \right)^2 + \left( v - \frac{N}{2} - v_i \right)^2 \right]^{1/2}$ ,  $D_{i_2}(u, v) = \left[ \left( u - \frac{M}{2} + u_i \right)^2 + \left( v - \frac{N}{2} + v_i \right)^2 \right]^{1/2}$  ve  $D_0$  süzgecin yarıçapını gösteren bir sabittir. Bir görüntü karesi için hesaplanacak transfer fonksiyonu sayısı belirlenen gürültü koordinat sayısı kadar olmaktadır.  $K$  algılanan gürültü koordinatı sayısı olmak üzere çoklu çentik süzgecin transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi  $K/2$  adet süzgeç transfer fonksiyonunun çarpımıyla elde edilmektedir:

$$H(u, v) = \prod_{i=1}^{K/2} H_i(u, v) \quad (4)$$

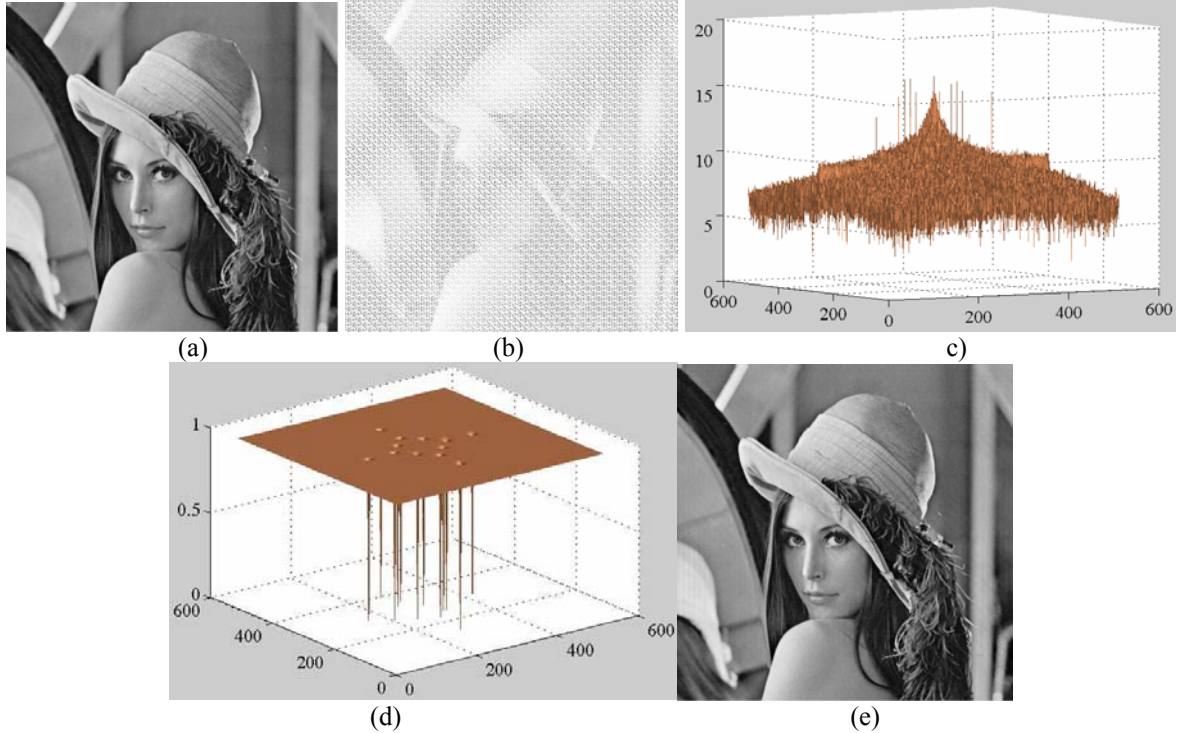
Bu süzgeç frekans domeninde görüntünün Fourier dönüşümüyle çarpıldıktan sonra ayrı ters Fourier dönüşümü yardımıyla uzamsal domene geçilerek onarılmış görüntü elde edilir.

$$\hat{f}(x, y) = \sum_{u=0}^{M-1} \sum_{v=0}^{N-1} H(u, v) F(u, v) e^{j2\pi(ux/M + vy/N)} \quad (5)$$

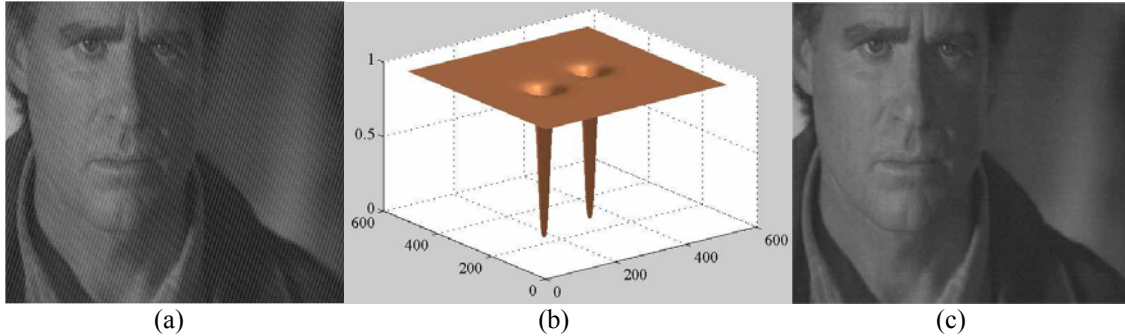
### 3. Simülasyon Sonuçları

Yapay olarak üretilen periyodik gürültülerle bozulmuş görüntüler ve gerçek gürültülü görüntüler üzerinde yapılan çalışmalar sonucunda bu yöntemle periyodik gürültülerin çok iyi şekilde azaltıldığı ve yok edildiği gözlemlenmiştir. Şekil 1'de orijinal bir görüntüye yapay olarak üretilen bir periyodik gürültünün eklenmesi ve daha sonra önerilen yöntemle görüntünün onarılması gösterilmiştir. Butterworth süzgeç derecesi  $n=2$  alınmıştır.

Şekil 2’de periyodik gürültü içeren televizyon görüntüsünde bir görüntü karesi ele alınarak iki farklı  $D_0$  değeri için alınan sonuçlar gösterilmiştir. Görüldüğü gibi periyodik gürültüler otomatik çoklu çentik süzgeçler kullanarak başarılı bir şekilde yok edilebilmektedir.



**Şekil 1.a)** Orijinal bir görüntü, **b)** (0 64);(0 128); (32 32); (64 0); (128 0); (-32 32) koordinatlarında üretilmiş bir periyodik gürültünün orijinal görüntüye eklenmesiyle oluşan gürültülü görüntü, **c)** gürültülü görüntünün Fourier dönüşümünün genliğin logaritması alınarak çizilmiş üç boyutlu grafik, **d)** uygulanan Butterworth çoklu-çentik süzgeç ( $n=2$  ve  $D_0=2$ ), **e)** Onarılmış görüntü



**Şekil 2.a)** Periyodik gürültü içeren televizyon görüntüsünde bir görüntü karesi, **b)** 2.Derece  $D_0=15$  yarıçaplı Butterworth çoklu-çentik süzgeç, **c)** Onarılmış görüntü

## Kaynaklar

- [1]. Xuan Kong, Removing Periodic Noise in F-wave: A Dynamic Notch Filter Approach, Proceedings of the 25<sup>th</sup> Annual International Conference of the IEEE EMBS, Cancun, Mexico, September, 17-21, 2003, s. 2503-2506.
- [2]. R.C. Gonzalez, R. E. Woods, Digital Image Processing, Upper Saddle River, NJ, Prentice-Hall Inc, 2002.
- [3].I. Aizenberg, C. Butakoff, Frequency domain median-like filter for periodic and quasi-periodic noise removal, Proceedings of SPIE, Image Processing: Algorithms and Systems, Ed. : E. R. Dougherty, J. T. Astola, K. O. Egiazarian, May 2002, s. 181-191.
- [4] G. A. Al Hudhud, M. J. Turner, Digital removal of power frequency artifacts using a Fourier space median filter, IEEE Signal Processing Letters, Vol. 12, No:8, 2005, s. 573-576.

# **$\alpha$ -SABİTLİ GÜRÜLTÜLÜ DURUMLAR İÇİN YAPAY SINIR AĞI TABANLI ESNEK ANAHTARLAMALI KARMA SÜZGEÇ**

Hasan ZORLU, Şaban ÖZER  
Erciyes Üniversitesi, Elektronik Mühendisliği Bölümü, Melikgazi, Kayseri  
hzorlu@erciyes.edu.tr, sozer@erciyes.edu.tr

**Özet:** Bu çalışmada, sayısal işaretlerden  $\alpha$ -sabitli gürültüyü ( $\alpha$ -stable noise) gideren yapay sinir ağı tabanlı esnek anahtarlama yeni ve basit bir karma süzgeç sunulmaktadır. Süzgeç, bir uyarlanabilir sonlu impuls cevaplı (FIR) süzgeç, bir uyarlanabilir ağırlıklandırılmış myriad (WMy) süzgeç ve bir yapay sinir ağı tabanlı esnek anahtarlama mekanizmasından oluşmaktadır. Sunulan süzgecin başarımı  $\alpha$ -sabitli gürültülü durumda test edilmiş ve uyarlanabilir FIR süzgeç ve uyarlanabilir ağırlıklandırılmış myriad süzgeç başarımları ile karşılaştırılmıştır. Benzetim sonuçları, önerilen karma süzgecin, FIR süzgeç ve myriad süzgeçlere göre daha iyi performans verdiğini göstermektedir.

## **1. Giriş**

Bir istatistiksel işaret işleme probleminde optimal çözümü elde etmeye yönelik ele alınan geleneksel yaklaşım, probleme ait belirli işaret ve gürültü modellerinin oluşturulmasıdır. Bu yaklaşımla elde edilen optimal çözümde küçük sapmalar göz ardı edilmektedir. Klasik istatistiksel işaret işleme teorisinde istatistiksel karakteristiklerin modellenmesinde Gaussian modeller daha baskın olarak kullanılmaktadır. Gaussian model bazı gerçek dünya işlemleri için geçerlidir ve Merkezi Limit Teoremi tarafından kanıtlanmaktadır. Ancak pratikte bir çok Gaussian olmayan durum meydana gelmektedir. Örnek olarak, fiziksel işlemlerin büyük bir kısmı doğada dürtü şeklindedir ve Gaussian olmayan dağılımlarla daha kesin bir şekilde modellenebilmektedir. Bir veri dizisinde dürtü işaretleri ve gürültüleri, keskin, sivri veya arada sırada oluşan durumlar şeklinde karakterize edilmektedir. Dürtü işlemlerine, radyo hatlarında meydana gelen atmosferik gürültü, okyanus akustik gürültüsü ve telefon kanallarında anahtarlama geçişleri esnasında oluşan gürültüler, örnek olarak verilebilir. [1,2]. Sistemler, Gaussian olmayan gürültülü durumlarda Gaussian modellerle optimize edildiğinde performans düşmesi olmaktadır. [2]. İyi bilinen bir örnek olarak doğrusal süzgeç performansı veri dizisi içinde aykırı değerlerin olduğu durumlarda düşmektedir. Dürtü gürültüsü ile mücadele etmek için güçlü istatistik (robust statistics) teorisine dayanan bir çok teknik geliştirilmiştir [3,4].

Son yıllarda, dürtü gürültülü işlemlerin tam bir modeli olarak kabul edilen  $\alpha$ -sabitli dağılıma dayalı işaret işleme çalışmaları önemli ölçüde artmaktadır [5].  $\alpha$ -sabitli gürültü  $\alpha$ 'nın  $0 < \alpha \leq 2$  şeklindeki değişimine bağlıdır. Burada  $\alpha=1$  durumunda oluşan gürültü Cauchy dağılımlı,  $\alpha=2$  durumunda oluşan gürültü ise Gaussian dağılımlıdır [27].  $\alpha$ -bağımlı gürültü  $\Phi(\omega) = e^{-\gamma|\omega|^\alpha}$  şeklinde bir karakteristik fonksiyona sahiptir. Burada  $\gamma$  dispersiyon parametresi ve  $\alpha$  karakteristik değişkendir. Myriad filtre yapısı son yıllarda, dürtü gürültülü ortamlar (özellikle  $\alpha$ -sabitli gürültü) için güçlü bir doğrusal olmayan filtre yapısı olarak kullanılmaktadır [6]. Bu filtre yapısı haberleşme, işaret ve görüntü işleme alanlarına başarıyla uygulanmıştır [6-9].

Bu çalışmada, sayısal işaretlerden  $\alpha$ -sabitli gürültüyü gidermek için uyarlanabilir FIR süzgeç, uyarlanabilir ağırlıklandırılmış myriad süzgeç ve yapay sinir ağı (YSA) tabanlı esnek anahtarlama mekanizmasından oluşan karma süzgeç (EAKS) sunulmaktadır. Sunulan süzgecin başarımı alfa sabitli gürültülü durumda test edilmiş ve uyarlanabilir FIR süzgeç ve uyarlanabilir ağırlıklandırılmış myriad süzgeç başarımları ile karşılaştırılmıştır. Benzetim sonuçları, önerilen karma süzgecin, FIR süzgeç ve myriad süzgeçlere göre daha iyi performans verdiğini göstermektedir.

## **2. Ağırlıklandırılmış Myriad Filtre Yapısı**

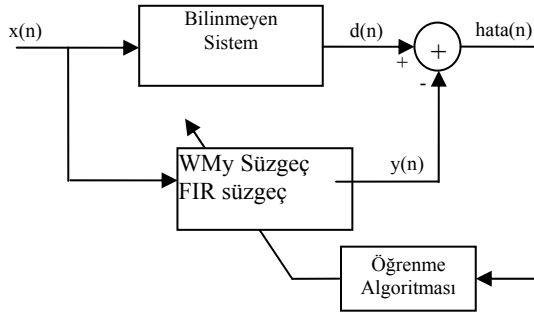
Myriad filtre yapısı son yıllarda,  $\alpha$ -sabitli gürültü ortamlar için güçlü bir doğrusal olmayan filtre yapısı olarak kullanılmaktadır [6]. Bu filtre yapısı haberleşme, işaret ve görüntü işleme alanlarına başarıyla uygulanmıştır [6-9] Myriad filtre yapısı

$$\beta_K = \text{myriad}(K; x_1, x_2, \dots, x_N) = \arg \min \sum_{i=1}^N \log [K^2 + (x_i - \beta)^2] \quad (1)$$

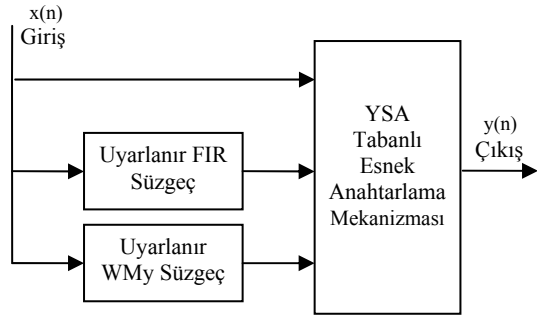
şeklinde bir amaç (cost) fonksiyonuna sahiptir. Oluşacak olan myriad değeri, fonksiyonu minimum yapan  $\beta$  değeridir. Burada  $N$ , filtre uzunluğu,  $x_i$  giriş verilerinden alınan örnek veri değerleri,  $K$  ise doğrusallık faktörüdür. Ağırlıklandırılmış myriad filtre yapısı, myriad filtre yapısında yer alan giriş örneklerinin pozitif ağırlıklandırılması ile daha genel hale getirilmiş halidir. Ağırlıklandırılmış myriad filtre yapısı

$$\beta_K = \text{myriad}(K; w_1 \circ x_1, w_2 \circ x_2, \dots, w_N \circ x_N) = \arg \min \sum_{i=1}^N \log [K^2 + w_i (x_i - \beta)^2] \quad (2)$$

şeklinde bir amaç fonksiyonuna sahiptir. Ağırlıklandırılmış myriad filtre yapısı daha çok uyarlanabilir yapıda kullanılır [6-9]. Yani ağırlık değerlerinin bulunabilmesi için öğrenme algoritmalarına ihtiyaç duyar. Bilinmeyen bir sistemin WMy süzgeç kullanılarak adaptif olarak modellenmesinin blok şeması Şekil 1' de gösterilmektedir.



Şekil 1. WMy ve FIR süzgeç kullanılarak uyarlanırlı modelleme



Şekil 2. YSA tabanlı EAKS modeli

### 3. YSA Tabanlı Esnek Anahtarlama Karma Süzgeç Modeli

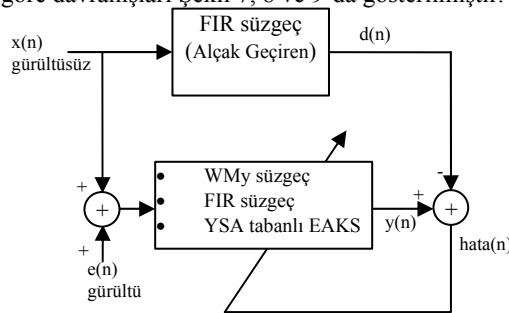
Yapay zeka teknikleri öğrenme, genelleme yapma, kolaylıkla farklı problemlere uygulanabilme ve gürültüye karşı toleranslarından dolayı farklı problemlerin çözümünde sıklıkla kullanılmaktadır [10]. Bazı yapay zeka parametrelerinin sisteme bağımlı olarak doğru şekilde seçilmesi ve çeşitli deneme-yanılma işlemlerinin yapılması bu yaklaşımlarda karşılaşılan güçlüklerdir.

Yapay zeka tekniklerinden olan yapay sinir ağırları sistemlerinin evrensel yaklaşım (universal approximation) yeteneği, bu ihtiyaca cevap verebilecek niteliktedir. YSA, yerel bir hafıza yapısı tanımlayan ve birbirleri ile çeşitli şekillerde bağlantılı olan veri işleme elemanlarının dağıtılmış veriyi geliştirebildikleri paralel bir yapıdır. YSA, matematiksel modelleri oluşturulamayan veya matematiksel modelleri çok zor tanımlanabilen problemlerin çözümü için sıklıkla kullanılmaktadır [11]. Bu çalışmada, doğrusal olmayan sistemlerin kimliklendirilmesi için önerilen YSA tabanlı esnek anahtarlama karma süzgeç (EAKS) modelinin blok şeması Şekil 2' de verilmiştir.

### 4. Benzetim Çalışmaları

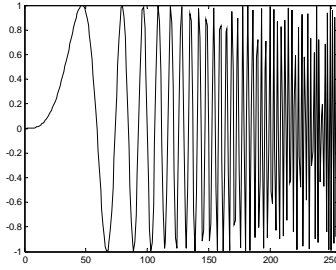
Bu çalışmada sayısal işaretlerden  $\alpha$ -sabitli gürültü işaretinin giderilmesi için YSA tabanlı EAKS modeli sunulmuştur. Sunulan karma süzgecin performansı uyarlanırlı FIR süzgeç ve uyarlanırlı WMy süzgeçlerle karşılaştırılmıştır. Benzetim çalışmaları esnasında kullanılan uyarlanırlı FIR süzgeç, uyarlanırlı WMy süzgeç ve sunulan YSA tabanlı EAKS yapılarının eğitim modeli Şekil 3'te verilmektedir. Şekil 3'te görüldüğü gibi istenilen işaret  $d(n)$ , giriş işaretinin alçak geçiren FIR süzgeçten geçirilmesi ile elde edilmiştir ve Şekil 5'de verilmektedir. Alçak geçiren FIR süzgeç  $\pi/50$  kesim frekansında ve  $N=11$  pencere uzunluğuna sahiptir. Optimizasyonda kullanılacak olan giriş işareti  $x(n)=\sin[w(n)]$ ,  $n=0,1,\dots,L-1$ , ve  $w(n)=(\pi/3) \cdot [L/(L-1)] \cdot [n/L-1]^2$  radyan frekansına sahip bir işarettir ve Şekil 4'de verilmektedir.

Uyarlanırlı FIR ve WMy süzgeçlerin optimizasyonu blok olarak Şekil 1'de görülmektedir. Burada FIR süzgeç optimizasyonunda öğrenme algoritması olarak LMAD algoritması [9], WMy süzgeç optimizasyonunda ise [9] nolu referansta Kalluri ve Arce tarafından geliştirilen algoritma kullanılmıştır. Bu iki süzgecin eğitimi esnasında giriş işareti olarak Şekil 4'teki giriş işaretine, parametreleri  $\alpha = 1.6$  ve  $\gamma = 0.01$  olarak seçilen  $\alpha$ -sabitli gürültü işareti eklenmiş ve çıkış olarak yine Şekil 5'de verilen işaret kullanılmıştır. Sunulan EAKS modelinin blok şeması Şekil 2' de verilmektedir. Bu şekilde göre uyarlanırlı FIR süzgeç çıkışı, WMy süzgeç çıkışı ve giriş işareti, YSA'nın girişine beslenmektedir. Kullanılan YSA yapısı 3 nörondan oluşan giriş katmanı, 6 ve 12'şer nörondan oluşan iki adet gizli katman ve 1 adet nöronun yer aldığı çıkış katmanından ibarettir. Ara katmanındaki transfer fonksiyonları için hiperbolik tanjant sigmoid, çıkış katmanındaki transfer fonksiyonu için de lineer transfer fonksiyonları seçilmiştir. YSA yapısı Levenberg-Marquardt (LM) algoritması ile eğitilmiştir. Süzgeçlerin başarımlarının test edilmesi için yapılan işlem esnasında kullanılan giriş işareti süzgeçlerin eğitimi için kullanılan işaret (Şekil 4) ile aynıdır. Ancak test işlemi esnasında giriş işaretine eklenen gürültü işareti parametreleri  $\alpha = 1.4$  ve  $\gamma = 0.01$  olarak seçilmiştir ve Şekil 6'da verilmektedir. Yapılan test işlemi sonucunda uyarlanırlı FIR süzgeç çıkışı, WMy süzgeç çıkışı ve önerilen EAKS model çıkışının istenilen cevaba göre davranışları Şekil 7, 8 ve 9'da gösterilmiştir.

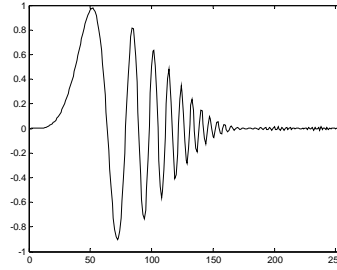


Şekil 3. Benzetim çalışmaları esnasında kullanılan eğitim modeli

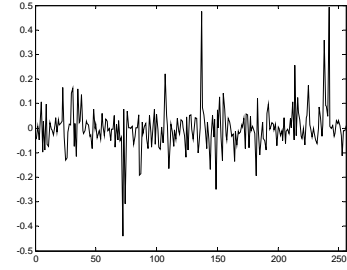




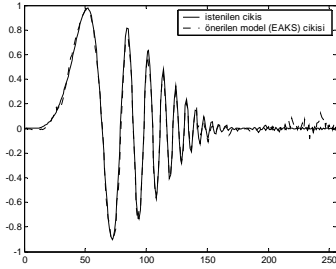
Şekil 4. Giriş işareti



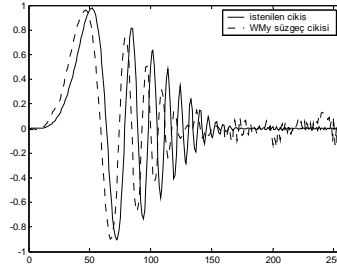
Şekil 5. İstenilen işaret



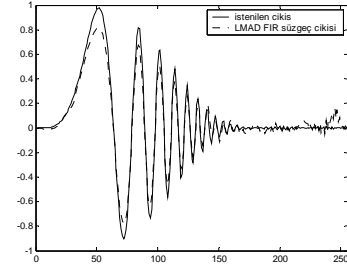
Şekil 6. Test işleminde giriş işaretine eklenen  $\alpha$ -sabitli gürültü işareti



Şekil 7. İstenilen işaret ile EAKS modelinin çıkışı



Şekil 8. İstenilen işaret ile WMy süzgecin çıkışı



Şekil 9. İstenilen işaret ile uyarlanırlı FIR süzgecin çıkışı

## 5. Değerlendirme ve Sonuç

Bu çalışmada, sayısal işaretlerden  $\alpha$ -sabitli gürültüyü gideren YSA tabanlı esnek anahtarlamalı yeni ve basit bir karma süzgeç önerilmiştir. Süzgeç, bir uyarlanırlı FIR süzgeç, bir uyarlanırlı WMy süzgeç ve bir YSA tabanlı esnek anahtarlama mekanizmasından oluşmaktadır. Sunulan süzgecin başarımı  $\alpha$ -sabitli gürültülü durumda test edilmiş ve uyarlanırlı FIR süzgeç ve uyarlanırlı WMy süzgeç başarımları ile karşılaştırılmıştır. Şekil 7, 8 ve 9' dan hareketle önerilen yöntemin çok daha iyi sonuç verdiği anlaşılmaktadır. Sonuç olarak, önerilen modelin sistemin girişine eklenen  $\alpha$ -sabitli gürültüden, FIR ve WMy süzgeçlere göre daha az etkilendiği ve istenilen çıkışa daha çok yakınsadığı görülmektedir.

## 6. Ek Bilgi

Bu çalışma Erciyes Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi tarafından desteklenmektedir. .

## Kaynaklar

- [1] Shinde M. P. ve Gupta S. N., "Signal detection in the presence of atmospheric noise in tropics," IEEE Trans. Commun., 22, s. 1055-1063, 1974.
- [2] Huber P. J., Robust Statistics. New York: Wiley, 1981.
- [3] Hampel F. R., Ronchetti E. M., Rousseeuw P. J., ve W. A. Stahel, Robust Statistics: The Approach Based on Influence Functions. New York: Wiley, 1986.
- [4] Nikias C. L. ve Shao M., Signal Processing with Alpha-Stable Distributions and Applications. New York: Wiley, 1995.
- [5] Samorodnitsky G. ve Taqqu M. S., Stable Non-Gaussian Random Processes. New York: Chapman & Hall, 1994.
- [6] Kalluri, S., Nonlinear Adaptive Algorithms For Robust Signal Processing and Communications In Impulsive Environments, Doktora Tezi, University Of Delaware, 1998.
- [7] Gonzalez, J.G., Griffith, D.W., Arce, G.R., "Matched Myriad Filtering For Robust Communications", In Proc. Of The 1998 Conf. on Information Science and Systems, Princeton University, 1998.
- [8] Kalluri, S., Arce, G.R., "A General Class Of Nonlinear Adaptive Filtering Algorithms", IEEE Trans. on Signal Processing, 47, s. 2262-2272, 1999.
- [9] Kalluri, S., Arce, G.R., "Adaptive Weighted Myriad Filter Algorithms For Robust Signal Processing In  $\alpha$ -Stable Noise Environments", IEEE Trans. on Signal Processing, 46, s. 322-334,
- [10] Haykin, S., Neural Networks: A Comprehensive Foundation, Macmillan College Publishing Company, New York, USA, ISBN 0-02-352761-7, 1994
- [11] Lippmann, R.P., "An Introduction To Computing With Neural Nets", IEEE Assp Mag., 1987, p.4-22.

# VoIP’de Ses Kalitesinin Analizi

N. Özlem Ünverdi <sup>1</sup>

Murat Barutçu <sup>2</sup>

A. Doruk Küçüker <sup>3</sup>

Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektrik - Elektronik Fakültesi,  
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü, 34349, Beşiktaş, İstanbul

<sup>1</sup> e-posta: unverdi@yildiz.edu.tr

<sup>2</sup> e-posta: muratbarutcu@yahoo.com

<sup>3</sup> e-posta: arkadasdoruk@yahoo.com

**Özet:** *Bu çalışmada, korunması gereken ses kalitesi bileşenleri, ses kalitesi ölçme metotları ve ses kalitesini artırmak üzere sisteme uygulanacak olan efektif QoS araçları incelenmiştir. İletimde veri kaybına neden olan gecikme kaynakları yorumlanmış ve bu etkenlerin optimizasyon analizi yapılmıştır. Konuyla ilgili algoritmalar değerlendirilmiş ve VoIP’de ses kalitesinin artırılması sağlanmıştır.*

## 1. Giriş

VoIP, günümüzün devre anahtarlamalı haberleşme servislerinin paket anahtarlamalı data şebekelerinde çalışmasını sağlayan ve IP (İnternet Protokolü) temelli çalışan bir iletişim teknolojisidir. Başka bir ifadeyle, sesin yanısıra faks ve video-konferans gibi çoklu ortamın, IP paketlerine dönüştürülerek tamamen IP temelli şebekeler üzerinden iletilmesidir.

İnternet, IP şebekelerinin en iyi bilinen, en yaygın ve en büyük örneğidir. IP şebekelerinde bilgi sayısallaştırılarak, sayısal veri şebekeleri üzerinden paketler dizisi olarak iletilir. IP şebekelerinde her paket, hedef için diğer paketlerden bağımsız olarak kendisine en uygun yolu seçerek hedefe ulaşır. Bu durum, IP şebekelerinin, kaynakları en verimli olarak kullanmalarını sağlar.

Bu çalışmada, günümüzün önemli iletişim teknolojileri arasında yer alan VoIP’de ses iletiminin kalitesi analiz edilmiştir. Çalışmanın 2. Bölümü’nde, VoIP protokolleri incelenmiş ve 3. Bölüm’de, ses kalitesinin artırılmasında önemli olan etkenler tartışılmıştır. 4. Bölüm’de dinamik jitter bufferdaki algoritmalar ışığında ses kalitesinin artırılması sağlanmış ve 5. Bölüm’de ise elde edilen sonuçlar değerlendirilerek yorumlanmıştır.

## 2. VoIP Protokolleri

IP telefon, PSTN şebekeleri tarafından sağlanan ses, faks haberleşmesi, yönlendirme, yetkilendirme, tanımlama, ücretlendirme, faturalandırma ve şebeke yönetimi işlemlerini destekler. Bunun için, IP şebekelerinin yönetilen bir şebeke olması ve servis kalitesinin garanti edilmesi gerekir [1]. PSTN şebekelerinde çağrı oluşturulurken, her abone uçtan uca çağrı sonlandırılıncaya kadar 4 KHz genişliğinde bir kanal işgal eder. VoIP ise IP teknolojisini kullandığı için ses, data paketleri halinde taşınır. Konuşmaları içeren bu paketler bir düzen içerisinde sırasıyla en uygun bulunduğu iletişim ortamından geçerek hedefe ulaşır. Böylece arama boyunca belli bir hat tahsis edilmediği için hattın boş yere işgal edilmesi söz konusu olmaz ve aynı hat, farklı paketlerin iletimi için de eş zamanlı olarak kullanılabilir. Paketlerin iletiminde, paketlerin standartta kodlanması ve adres bilgisini de içerecek şekilde etiketlenmesine olanak sağlayan TCP/IP (Transmisyon Kontrol Protokolü/İnternet Protokolü, Transmission Control Protocol/Internet Protocol) kullanılır. Böylece paketlerin farklı yollardan geçerek hedefteki adrese ulaşmaları sağlanır. IP telefonlarda tüm bu işlemler kullanıcının hissedemeyeceği hızlarda gerçekleşir [2].

VoIP’nin avantajlarının kaynağı, iletim için kullandığı IP’dir. Bu avantajları daha iyi anlayabilmek için IP’nin, dolayısıyla OSI modelinin analiz edilmesi gerekir. Yedi katmandan meydana gelen OSI referans modeli, 1980’lerin başında bilgisayarların birbirleriyle haberleşmelerini belirli standartlar ölçüsünde gerçekleştirmek için geliştirilmiştir. TCP/IP de tıpkı OSI referans modelinde olduğu gibi katmanlı yapıdadır. OSI’den farklı olarak yedi katman yerine dört katman kullanılmıştır. İnternet, TCP/IP kullandığı için bu protokolün kullanımı çok

yaygınlaşmıştır. TCP ve UDP, TCP/IP'deki iletim protokolleridir. TCP, güvenilir bir bağlantı sağlar, ancak UDP'ye göre daha yavaştır. UDP, aralarında VoIP'nin de yer aldığı ses ve görüntü aktarımı gibi multimedya uygulamalarında tercih edilir. VoIP'de UDP'ye güvenilirlik katan RTP protokolünden de yararlanır. Böylelikle VoIP paketleri, RTP/UDP/IP üzerinden taşınmış olur [2,3].

VoIP'de sinyalleşme için H.323 ve SIP protokolleri kullanılır. H.323, ITU-T tarafından IP temelli ağlar üzerinden ses, görüntü ve data iletimini sağlanması, SIP ise, IETF tarafından multimedya uygulamaları için geliştirilen protokoldür. Terminal, gateway, gatekeeper ve MCU (Multipoint Control Unit) olmak üzere dört temel bileşenden oluşan H.323 yaygın olarak kullanılır. SIP, H.323'e göre daha basit bir protokoldür [4].

VoIP'de ayrıca aynı boyuta sahip paketlerde daha fazla ses taşıyabilmek amacıyla ses kodlaması yapılır. G.711, G.726, G.728, G.729, G.723.1, bu kodlama standartlarından bazılarıdır [5].

### 3. Ses Kalitesinin Korunması ve Artırılması

Telefon konuşmasının etkileyciliği, sesin anlaşılabilirliğine bağlıdır. Eğer ses kaliteli değilse, dinleyici bundan rahatsız olur ve konuşan kişi de mesajını tam olarak iletemez. Sesin anlaşılabilirliği uçtan uca konuşmacı ve dinleyici arasında sağlanmalı ve korunmalıdır. Sesin anlaşılabilirliğine etki eden faktörler, uyumluluk, yankı, gecikme ve jitter, konuyla ilgili yan faktörler ise, yanton ve arka plan gürültüsüdür.

Ses paketleri, ağ kalitesinin düşük olması, ağın tıkalı olması ve ağda çok fazla gecikme olması durumlarında kaybolabilir. Paket kayıpları sesin kesilmesine ve seste atlamalara neden olur. Ses paketleri gerçek zamanlı oldukları için TCP'de olduğu gibi kayıp paketler tekrar istenemez. Bu yüzden kaybolan paketin yerine kayıp gidericiler tarafından çeşitli algoritmalar yardımıyla yeni paketler eklenir. Ancak paket kayıplarının fazla olması durumunda bu teknik de yeterli olmaz.

Jitter, paketlerin hedefe ulaşma zamanları arasındaki farklılıklardır. Jitter, paket temelli ağların karakteristik özelliğinden kaynaklanan bir sorundur. Paketler hedefe farklı yollardan gidebildikleri için jitter meydana gelir. Ses ağları, jitteri genelde *jitter buffer* olarak adlandırılan bir sistemle engeller. Gelen paketler bufferda biriktirilir ve aralarındaki mesafeler ayarlandıktan sonra bu paketler DSP (Sayısal İşaret İşleyici) üzerinde bulunan kod çözücüye gönderilir. Doldurulan paketler, kayıp paketler, erken gelen ve geç gelen paketlerin olması, o ağda jitterin olduğuna dair belirtilerdir [5].

### 4. Dinamik Jitter Buffer

Jitter buffer, statik ve dinamik olmak üzere iki tiptir. Statik bufferda, paketler ayarlanmış sabit bir süre zarfında tutulur ve jitter giderilerek yollanır. Dinamik jitter bufferda ise, bu süre, çeşitli algoritmalar yardımıyla önceki paketlerin durumuna göre değiştirilir. Şekil 1'de, bir pakete ait paket iletim diyagramı görülmektedir. Burada,  $t_i$   $i$ . paketin gönderilme zamanı,  $a_i$  paketin karşı tarafa ulaşma zamanı,  $p_i$  paketin bufferdan gönderilme (playout) zamanı,  $n_i$  paketlerin ağ gecikmesi,  $d_i$  toplam gecikme (playout gecikmesi) ve  $b_i$  ise buffer gecikmesidir.

Dinamik jitter buffer için çeşitli algoritmalar kullanılır. Bunlardan bazıları aşağıda yer almaktadır [6,7]:

**a) Üstel Algoritmada (Exponential Average, Exp Avg)**, playout gecikmesi, ortalama olarak  $\hat{d}_i$ , varyans olarak da  $\hat{v}_i$  olmak üzere iki değişkenle tanımlanır ve bu algoritmada  $i$ . paketin playout gecikmesi  $\hat{p}_i$  ile gösterilir:

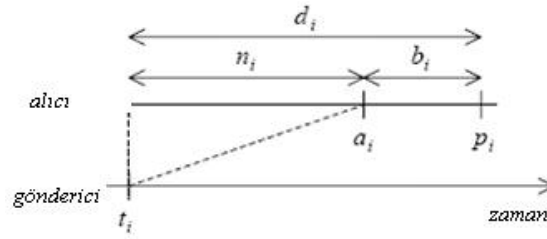
$$\hat{p}_i = \hat{d}_i + 4\hat{v}_i \quad (1)$$

Burada,  $n_i$ ,  $i$ . paketin tek yöndeki gecikmesi olmak üzere,  $\hat{d}_i$  ve  $\hat{v}_i$ ,

$$\hat{d}_i = \alpha \hat{d}_{i-1} + (1-\alpha) n_i \quad (2)$$

$$\hat{v}_i = \alpha \hat{v}_{i-1} + (1-\alpha) |\hat{d}_i - n_i| \quad (3)$$

olarak tanımlanır. C Kodu analizinde,  $\hat{d}_{i-1} = 9$ ,  $\hat{v}_{i-1} = 6$ , o anki gecikme değeri 3,  $\alpha = 0.998002$  için, birinci playout gecikmesi 32.987915 ( $\mu$ s), birinci yeniden hesaplanan ağ gecikmesi 10.8 ( $\mu$ s) olarak bulunmuş ve gecikmelerin azaldığı gözlenmiştir [8].



Şekil 1. Paket İletim Diyagramı.

**b) Hızlı Üstel Algoritma (Fast Exponential Average, F Exp Avg)**, üstel algoritmayla benzer özellikler gösterir. Aradaki tek fark, o anda paketteki ağ gecikmesi olan  $n_i$ ,  $\hat{d}_{i-1}$ 'den büyükse,  $\beta = 0.75$  olmak üzere, (2) eşitliğinin,

$$\hat{d}_i = \beta \hat{d}_{i-1} + (1 - \beta) n_i \quad (4)$$

formunu almasıdır. C Kodu analizinde, kalitenin, Üstel Algoritma'daki sonuçlardan daha iyi olduğu görülmüştür.

**c) Minimum Gecikme Algoritmasında (Minimum Delay, Min - D)**, o ana kadar gelen paketlerdeki minimum gecikme ele alınarak daha sonra gelecek paketler için bu değer öngörülmüştür.

**d) MOS Temelli Geliştirilmiş Algoritmada (Enhanced - MOS - Based, E - MOS)**, MOS'un (Mean Opinion Score) değeri en üst düzeye çıkarılarak kalitenin artırılması amaçlanır.

**e) Maksimum MOS Algoritmasında (Maximize MOS, M - MOS)**, gecikmelerdeki en iyi sonucu elde etmek için MOS özellikleri kullanılır. Kayan pencereler halinde gelen paketler, playout gecikmelerini göz önüne alarak bir önceki MOS değerini maksimum yapmağa çalışır.

İyi bir jitter buffer algoritmasından aşağıdaki özellikleri sağlaması beklenir:

- Hissedilen ses kalitesini iyi bir şekilde yorumlamalıdır.
- Her türlü ağ koşuluna karşı uygun olmalı ve ağ gecikmesini doğru bir şekilde anlamalıdır.
- Değişken gecikmeler az olduğunda bufferı iyi bir şekilde ayarlamalıdır.
- Hızlı tepki verebilen ani yükselme tesbit (spike detection) mekanizması olmalıdır.
- Ani yükselme (spike) meydana geldiğinde uygun bir playout gecikmesi (zamanı) öngörmelidir.
- Ardışık iki paket arasında meydana gelebilecek çarpışmalardan kaçınmalıdır.
- Ani yükselme (spike) olduktan sonra playout zamanını uygun bir şekilde düşürmelidir.
- Her alınan paket için playout zamanının hesaplanabilmesi için yüksek hesap hızına sahip olmalıdır.

## 5. Sonuçlar

Kullanımı hızla yaygınlaşan iletişim teknolojileri arasında yer alan VoIP'de amaç, verinin iletimi ve ses kalitesinin artırılmasıdır. Bu çalışmada, ses kalitesini etkileyen faktörler yorumlanmış ve kalitenin artırılması analiz edilmiştir. Konuyla ilgili algoritmalar ışığında VoIP'de gecikmeler azaltılarak ses kalitesinin artırılması sağlanmıştır.

## 6. Kaynaklar

- [1]. Hardy W. C., "VoIP Service Quality", McGraw Hill, A.B.D., 2003.
- [2]. Davidson J., "Voice over IP Fundamentals", Cisco Yayınları, Indianapolis, A.B.D., 2000.
- [3]. Çölkesen R., "Network, TCP/IP, UNIX" Papatya Yayıncılık, İstanbul, Türkiye, 2001.
- [4]. Khasnabish B., "Implementing Voice Over IP", Wiley - Interscience, Massachusetts, A.B.D., 2003.
- [5]. Davidson J., "Cisco Voice over IP", Cisco Yayınları, Indianapolis, A.B.D., 2004.
- [6]. Ramjee R., Kurose J., Towsley D. ve Schulzrinne H., "Adaptive Playout Mechanism for Packetised Audio Application in Wide - Area Networks", IEEE, Toronto, Kanada, 1994.
- [7]. Moon S. B., Kurose J. ve Towsley D. "Packet Audio Playout Delay Adjustment: Performance Bounds and Algorithms", Acm / Spring Multimedya Sistemleri, 5. Baskı, Massachusetts, A.B.D., s. 17-28, 1998.
- [8]. Barutçu M. ve Küçükler A. D., "VoIP'de Ses Kalitesinin Artırılması", Bitirme Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektrik - Elektronik Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü, İstanbul, Türkiye, 2006.

# BRAMON İLE ISDN ARAYÜZÜNDE SİNYALLEŞME KANALININ İZLENMESİ

Özcan UZUNOĞLU ve Müzeyyen SARITAŞ\*

Gazi Üniversitesi  
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü,  
Maltepe, Ankara,  
muzeyyen@gazi.edu.tr

## ÖZET

*Akademik çalışmalarda ve müşteri teknik servis desteklerinde, sayısal şebeke üzerinde gidip-gelen bilgilerin izlenmesi ve mesaj akışlarının kaydedilmesi gerekmektedir. Ses, metin, görüntü ve verinin bir terminalden diğerine, tek bir standart işaretleşme kanalı kullanılarak iletilebilmesi için ISDN (Tümleşik Hizmetler Sayısal Şebekesi) geliştirilmiştir. Bu çalışmada, BRA (Temel Hızda Erişim) ISDN ara yüzündeki sinyalleşme kanalında mesaj akışının izlenmesi ve mesaj akışlarının elektronik ortamda kaydedilmesi için bir BRAMON (BRA ISDN D-Channel MONitoring) cihazının donanım tasarımı yapılmış ve gerçekleştirilmiştir. Ayrıca, bilgisayar üzerinde hazırlanan kullanıcı ara yüzü program aracılığıyla, kaydedilen mesajlar standartlar dahilinde analiz edilmiştir.*

## 1. Giriş

Tümleşik Hizmetler Sayısal Şebekesi (Integrated Services Digital Network, ISDN), ses, metin görüntü ya da verinin bir terminalden diğerine standart ve uyumlu sayısal bir işarete dönüştürerek iletilmesini sağlayan sayısal bir şebekedir. ISDN, hata oranı düşük, yüksek kaliteli, güvenli ve sınırsız bir haberleşme sağlar. ISDN şebeke, tek bir ISDN hat üzerinden, farklı servisleri sağlayan birden fazla cihazı birleştirebilecek yapıya sahiptir. Cihazlar, ortak protokol sayesinde kullanacakları servisleri ISDN şebeke üzerinden isteyebilmektedirler[1-6].

ISDN hat üzerinde farklı hızlarda (B, D ve H) kanallar mevcuttur. B-kanalı, audio, video, sayısal veri kanalıdır ve hızı 64 kbit/s. D-kanalı, kullanıcı ile şebeke arasındaki sinyalleşme bilgisini taşır. Kullanıcıya ait düşük hızlı veri paketlerini de taşıyabilir. Hızı 16 kbit/s veya 64 kbit/s olabilir. H-kanalı, B-kanallarıyla aynı fonksiyona sahiptir. H-kanalı, yüksek hızda veri, yüksek kalitede audio, telekonferans, video servisler, LAN bağlantıları gibi uygulamalarda kullanılır. 384 kbit/s (H0), 1536 kbit/s (H11) veya 1920 kbit/s (H12) hızlarında iletişim yapabilir. Kullanıcı, kendisi için uygun hızda kanal seçebileceği gibi mevcut hazır kanalları da kullanabilir.

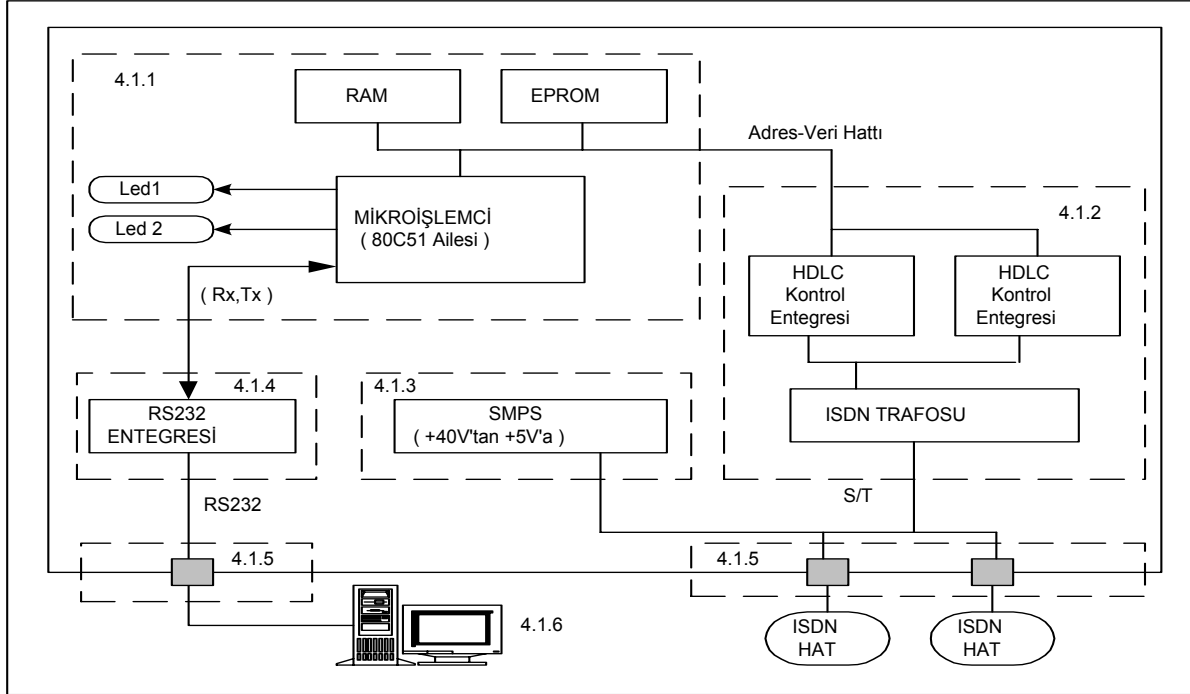
ISDN şebekesine erişim üç farklı ara yüz ile sağlanmaktadır. Bunlar: Temel Hızda Erişim (Basic Rate Access, BRA), Primer Hızda Erişim (Primary Rate Access, PRA) ve Geniş bant ISDN (Broadband ISDN, B-ISDN) erişimidir. BRA arayüzü, 2 telli hatlar üzerinden, 2B+1D kanalına sahiptir. Ayrıca, paket modlu bilgi transferini (9,6 kbit/s hızında) D kanalı üzerinden gerçekleştirebilir. Daha çok, tek kullanıcıların ve küçük şirketlerin ihtiyaçlarını karşılayan bir ara yüzdür. PRA arayüzü, 30B+1D kanalı ile 30 servisi aynı anda kullanma imkanına sahiptir. PRA arayüzü standartları, bölgesel farklılıklar göstermektedir. Avrupa'da PRA arayüzü 2,048 Mbit/s hızındayken, Amerika, Japonya ve Kanada'da 1,544Mbit/s hızındadır. 1990 yılından itibaren, geniş bant ISDN iletişimde ve servislerinde 25 Mbit/s ile 2,4 Gbit/s arasındaki hızlarda iletişim yapılmaktadır. Genişbant ISDN, yüksek kalitede video, yüksek hızlarda veri iletişimi sağlamaktadır.

BRA ISDN'in fiziksel bağlantı grupları arasında referans noktaları(sırasıyla R, S, T, ve U) belirlenmiştir. Her referans noktasının bir ara yüz standardı bulunmaktadır. Cihazlar, çalışacakları bu referans noktasının standartlarına uymak zorundadır. R referans noktasına, ISDN olmayan cihazlar(analog telefon) bağlanabilmekte ve bu cihazlar Terminal Adaptör (TA) ile S referans noktasına erişebilmektedirler. S referans noktasına ISDN ara yüz standartlarına uygun cihazlar bağlanabilmektedir. T referans noktası ISDN servis sağlayıcı ile kullanıcıyı birbirinden ayırmaktadır. S ve T referans noktaları arasında NT2 (Network Termination Type2) cihazı, T ve U referans noktaları arasında da NT1 (Network Termination Type1) cihazı bulunmaktadır. NT2 birden fazla terminali kontrol etmekte; NT1 ise, servis sağlayıcı ile olan fiziksel bağlantıyı kontrol etmektedir[1-4].

Bu çalışmada, gerçekleştirilen BRAMON donanımına ikinci bölümünde yer verildi. Üçüncü bölümde, BRAMON donanımını çalıştıracak olan yazılım programı ve analiz programı kısaca açıklandı. Sonuçlar dördüncü bölümde sunuldu.

## 2. BRAMON Cihazı[ 1]

Tasarlanan ve gerçekleştirilen BRAMON cihazı Şekil 1’de verilmiştir. Cihaz, mikroişlemci birimi, HDLC kontrol birimi, DC-DC güç kaynağı (SMPS) birimi, seri haberleşme RS232 ara yüz birimi, ISDN hat ve seri haberleşme hattı bağlantı birimlerinden ve yardımcı bir birim olarak da bilgisayardan oluşmaktadır[1].



Şekil 2. BRA ISDN D-Kanalı izleme (BRAMON) cihazı donanım yapısı[1]

Mikroişlemci birimi, BRAMON donanımı üzerinde yazılımın çalıştırılması ve çevre birimlerinin kontrol edilmesi işlevlerini gerçekleştirmektedir. Bu birimin içerisinde 80C51 tabanlı mikroişlemci[1,7,8], RAM, ROM ve iki adet LED bulunmaktadır. Birinci LED (LED1) mikroişlemcinin çalışır durumda olduğunu, ikinci LED (LED2) ise ISDN hattın o anki senkronizasyon durumunu göstermektedir. Mikroişlemci yapacağı işleri, 64 KByte büyüklüğündeki EPROM’dan okuma yaparak belirlemektedir. 32 KByte büyüklüğündeki RAM, veri hafıza bölgesi, mikroişlemcinin çalışması esnasında gerekli verilerin saklanması için kullanılmaktadır.

RAM ve iki adet HDLC’nin kontrolü, adres ve veri yolu üzerinden gerçekleştirilmektedir. Adres ve veri yolu üzerinde herhangi bir çakışmaya neden olmamak için bu üç entegrede ayrı aktifleme (/CS) kullanılmıştır.

HDLC kontrol birimi, ISDN hat üzerinden mesaj akışının izlenmesi görevini yerine getirir. Birim içerisinde iki adet HDLC entegresi ve bir ISDN trafosu yer almaktadır. HDLC kontrol entegreleri, 19 Byte derinliğinde gönderme/alma tamponuna sahiptir. Giden ve gelen paketler bu tamponlar içerisinde byte şeklinde muhafaza edilirler. 19 Byte’tan daha uzun mesajlarda veya art arda gelen mesajlarda herhangi bir kayıp olmaması için tampon durumunun kontrolü önemlidir. HDLC kontrol entegresini korumak için, izolasyon amaçlı olarak, bir ISDN trafosu kullanılmıştır.

RS232 ara yüz entegresi, mikroişlemcinin seri kanal üzerinden bilgisayara bağlanmasına olanak vermektedir. Bu entegrenin temel görevi, girişlerine gelen sinyalleri çıkışlarında uygun seviyeye dönüştürmektir.

ISDN hattın izlenmesi ve elde edilen bilgilerin kaydedilmesi için bir bilgisayar gereklidir. Bilgisayarın işletim sistemi, Win95 ve sonrası olmalı ve üzerinde en az bir adet seri port bulundurmalıdır.

## 3. BRAMON Cihazı için Hazırlanan Yazılımlar

BRAMON cihazı için iki farklı yazılım hazırlanmıştır[1]. Birinci yazılım, BRAMON donanım yazılımı olup 8052 tabanlı mikroişlemci[7,8] tarafından donanımın çalıştırılmasını sağlayan bir yazılımdır ve EPROM

içerisinde bulunmaktadır. Yazılım, C kodunda yazılmıştır. Yazılımın derlenme işlemi, tasarımda kullanılan mikroişlemci ailesine özgü olan C51 derleyicisinde yapılmıştır[8]. İkinci yazılım, bilgisayar üzerinde çalışan, seri kanaldan gönderilen ISDN mesajlarını izleyen, standartlar dahilinde onları analiz eden ve kaydetmeye yarayan kullanıcı arayüzlü bir programdır. Yazılımın hazırlanması için “C++ Builder” programlama dili ve derleyicisi kullanılmıştır[9]. Bu yazılım, “BRAMON ISDN D-CHANNEL WATCHER” olarak adlandırılmıştır. BRAMON izleme ve analiz programı çalıştırıldığında altı seçenekli bir menü yapısı ekrana gelmektedir. Bunlar: “File”, “Edit”, “Run”, “Settings”, “Window”, ve “Help” menüleridir. Menüler; seri hat ayarları, dosya açma, kaydetme ve kapatma, veri analiz işlemleri, metin içi arama yapılabilecek şekilde tasarlanmıştır. BRAMON yazılımı, seri kanal gerektiren BRAMON dışındaki diğer uygulamalar için, analiz yapmadan, sadece hat mesajlarını gösterecek şekilde hazırlanmıştır. Bu nedenle, donanım üzerinde sabit olarak ayarlanmış seri kanal hızı, izleme ve analiz yazılımı değiştirilebilir yapılmıştır. Farklı uygulamalarda dikkat edilmesi gereken tek husus; mesajların önünde yer alan zaman ve yön öneklerini, o uygulama üzerinden gönderilecek mesajların başına ilave etmektir.

#### 4. Sonuçlar

Bu çalışmada, BRAMON cihazının tasarımı ve yazılım uygulamaları başarı ile gerçekleştirilmiştir.

BRAMON cihazının testleri, farklı BRA ISDN hatlar üzerinde denenmiştir. Bu hatlar üzerinde gerek güç, gerekse işleyiş açısından bir problemle karşılaşılması. BRA ISDN hat üzerinde NT1 tarafından sağlanan güç beslemesi bulunmaktadır. Güç beslemesinin olmadığı durumlarda, BRAMON cihazı, +40V DC güç kaynağına bağlanmalıdır.

BRAMON cihazının kurulumu ve çalıştırılması ile ilgili detaylı bilgiler Ref. 1’de verilmiştir. BRAMON izleme cihazının kurulumu esnasında hat bağlantıları ile ilgili problemler yaşandığında, program içerisinde “Help” menüsünün “BraMon Help...” seçeneği ile yardım dosyasına ulaşmak mümkündür.

BRAMON cihazının analizi için bir kurulum yazılımı hazırlanmıştır. KurBRAMON olarak adlandırılan bu kurulum yazılımı, “InstalShiled Express” programı aracılığıyla hazırlanmıştır.

Bilgisayar üzerinden çalışan, kullanıcı arayüzlü BRAMON cihazı ve mesaj analiz yazılımı, mesaj akışlarının takibinde büyük kolaylıklar sağlamıştır. BRAMON analiz yazılımı ile, ISDN hat üzerinden alınan bir kaydın iki farklı şekilde ekran görüntüsü alınabilmektedir. Gelen mesajlar, çözümleme yapılmadan, HEX formatında, olduğu gibi ekrana yansıtılabilmekte veya ISDN hattın gelen bilgiler, “Filter...” seçeneğinde belirtilen kurallara göre çözüldükten sonra, TEXT formatında görüntülenebilmektedir.

Mesajlara uygulanan farklı seçeneklerdeki filtreleme özelliği, mesaj yığınları içerisinde istenilen bilgileri elde etmede kolaylık sağlamaktadır. Piyasada bu seviyedeki ürünlerde, bu tür kolaylıklar sunulmamaktadır. Ayrıca; farklı uygulamalarda, çözümleme işlemi yapmadan, bu yazılımın kullanılabilmesi de bir diğer avantajdır. Böylece, bilgisayar yazılımı, BRAMON cihazının kullanımı ile sınırlandırılabilir. BRAMON cihazı ve mesaj analiz yazılımı geliştirilmeye ve yeni fonksiyonlar eklemeye açıktır.

#### Kaynaklar

1. Uzunoğlu Ö., BRA ISDN Arayüzünde Sinyalleşme Kanalının İzlenmesi, Yüksek Lisans Tezi( Danışman: Prof. Dr. M. Sarıtaş), Gazi Üniversitesi, FBE, 2004.
2. Kessler, C. K., Southwick, P. V., “ISDN Concepts, Facilities, and Services, Signature (4<sup>th</sup> ed.)”, McGraw Hill, USA, 1998.
3. Stallings, W., ”ISDN and Broadband ISDN with Frame Relay and ATM, 4<sup>th</sup> ed.”, Prentice-Hall, USA, 1998.
4. Dicens, G., “Design and Prospects for The ISDN”, Translated by Oliver, D., Masson, Paris, 1987.
5. Goldstein, F. R., “ISDN in Perspective”, Addison-Wesley, USA, 1992.
6. Verma, P. K., “ISDN Systems Architecture, Technology, and Applications”, Prentice-Hall, USA, 1990.
7. “80C51-Based 8-Bit Microcontroller”, Philips Semiconductor, USA, 1994.
8. “C51 Compiler Optimizing 8051 C Compiler and Library Reference, 2<sup>nd</sup> ed.”, Keil Elektronik, Munchen, 1995.
9. “Borland C++ Builder 4 Developer’s Guide”, Inprise Corporation, Canada, 1999.

# Telli-Telsiz Haberleşme Sistemlerinin Türkiye Açısından İncelenmesi

Murat KALAÇ, Rıfat HACIOĞLU

Karaelmas Üniversitesi  
Elektrik-Elektronik Müh. Bölümü  
Zonguldak  
murat.mail@mynet.com, hacirif@karaelmas.edu.tr)

## Özet

*Dünyada ve Türkiye’de kamu kurum ve kuruluşları ile özel sektör tarafından kullanılmakta olan birbirinden bağımsız ve eski teknoloji ürünü analog Telli-Telsiz haberleşme sistemlerinin yerini, yeni nesil sayısal entegre haberleşme sistemlerine bırakması amacıyla birçok proje çalışması yapılmaktadır. Bu çalışmada, öncelikle uluslararası standartlara uygun, Türkiye’de özellikle kamu güvenliği ve sosyal hizmetler alanında hizmet veren birimler tarafından kullanılacak sayısal ve entegre haberleşme sistemlerinin incelenmesi yapılmıştır.*

## 1. Giriş

Gelişmiş ülkelerde, kamu güvenliğinden sorumlu tüm kuruluşlar, kamu hizmeti yapan ilk yardım ve itfaiye gibi bazı kuruluşları da kapsayacak şekilde telli telsiz haberleşme sistemlerinin çeşitli sebeplerden yetersiz kalması ve sayısal teknolojilerin gelişmesi ile yeni sistem arayışlarına girmiştir [1]. Yeni sistem arayışlarına yönelmenin temel sebepleri; güvenilir ve hızlı veri haberleşmesinin sağlanması, ülke içindeki tüm güvenlik gruplarının aynı altyapı üzerinden haberleşmesi, ileri teknolojiler ile frekans kaynaklarının daha verimli kullanılması şeklinde özetlenebilir [1]. Böylece; güvenlik kuruluşları ile kamu hizmeti yapan kuruluşlar arasında hızlı bir iletişimin sağlanmasının yanı sıra iletişim kaynaklarından da azami şekilde yararlanılmaktadır. Sayısal teknolojilerin getirdiği tüm yeteneklerin kullanıldığı bu ortak sistemlerin; halen ABD ile birlikte İngiltere, Fransa, Belçika, Almanya, Finlandiya, Hollanda ve Çek Cumhuriyeti gibi Avrupa ülkelerinde de kullanılmaya başlandığı ve bazı ülkelerde de kurulma aşamasında olduğu bilinmektedir. Bu Sistemler; Avrupa’da TETRA [2] ve TETRAPOL [3] , ABD’de APCO-25 [4, 5], IDEN, Güney Amerika’da IDEN, KANADA’da EDACS ve MEKSİKA’da TETRAPOL karşımıza çıkmaktadır.

Telli telsiz haberleşme sistemlerden sadece APCO-25 ve TETRA sistemleri sayısal, açık standart olma özelliğini sağlayan ve kamu güvenliği gruplarının ortak istek ve ihtiyaçlarını karşılayabilen sistemlerdir [1]. Dünyadaki projeler incelendiğinde, her ülkenin güvenlik kuruluşlarının, haberleşme sistemlerinin oluşturulması aşamasında milli kuruluşların koordinasyonunda çalışma grupları kurdukları ve sistem gereksinimlerini detaylı olarak tanımladıkları görülmüştür. Bu süreç içerisinde, kullanıcı-üretici-işletmeci organizasyonunda TETRA ve APCO-25 açık standartları ön plana çıkmaktadır. Bu standartlarda, erişim tekniği, sistem servisleri ve sistem ara yüzleri ile bazı teknik özellikleri tanımlanmaktadır.

Ülkemizde, her kamu kurum ve kuruluşu iç irtibatlarını sağlayacak şekilde kendi sistemlerini kurmaktadır. Kolluk birimlerinin mevcut muhabere ve bilgi sistemleri birbirinden farklı olup birbirine entegre olamamaktadır. Ortak yürütülen operasyonlardaki irtibatlar; kolluk birimlerinin karşılıklı birbirlerine telsiz vermesi suretiyle sağlanmaya çalışılmaktadır. Genel kolluk birimlerinde bilgisayar sistemleri il merkezlerine kadar kurulabilmiş, ilçe ve karakol seviyesinde kişisel bilgisayarlar merkezlerle irtibatı olmadan yerel çalıştırılmaktadır. Ülkemizde de ABD’de olduğu gibi analog sistemler yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu çalışmada ülkemizde kullanılacak telli telsiz haberleşme sistemleri incelenerek karşılaştırılması ve maliyet analizleri üzerinde durulmuştur.

## 2. Telli-Telsiz Haberleşme Sistemleri Ve Özellikleri

Dünyada ve Türkiye’de kamu kurum ve kuruluşları ile özel sektör tarafından kullanılmakta olan Telli-Telsiz entegre haberleşme sistemleri genel olarak incelendiğinde, telli sistemlerde PCM anahtarlamalı ISDN Santral ve IP santral olarak çözüm önerileri bulunmakta olup; ALCATEL, ERICSSON, NETAŞ ve SIEMENS firmaları PCM anahtarlamalı ISDN santralleri önermektedir. Bu firmalar ISDN santrale kart ilavesiyle IP telefonların kullanılabilirliğini belirtmektedirler. CISCO firması LAN kablolanmasının (CAT-5) ve Ethernet Switch’i kullanabilen paket anahtarlamalı IP telefon santrallerini önermektedir. IP telefon santralında kablolanma ve



Ethernet switch'e ilaveten Call Manager (PC+santral yazılımı) ile IP telefon setleri kullanılmaktadır. IP santraller paket anahtarlama olarak çalıştığı için analog telefon makineleri ve diğer bir kısım telefonlar yeni sistemde kullanılamayacaktır [1]. Telsiz sistemlerinde ise özellikle sayısal, açık standart olma özelliğini sağlayan ve kamu güvenliği gruplarının ortak istek ve ihtiyaçlarını karşılayabilmek için TIA tarafından temel standartları oluşturulan APCO sistem çözümü ve ETSI tarafından yayınlanmış TETRA sistem çözümleri kullanılmaktadır.

Ülkemiz açısından APCO ve TETRA sistemlerini incelediğimizde; Sayısal Ses Ve Veri Entegrasyonunu ele aldığımızda TETRA sisteminde 25 KHz kanal aralığında kullanıcılara tahsis edilmiş 4 zaman aralığına karşılık APCO-25 telsiz sisteminde, sayısal ses haberleşmesi yanında hem Devre Anahtarlama hem de Paket anahtarlama veri haberleşmesine imkân vermektedir. APCO-25 standartlarında paket anahtarlama veri haberleşmesi için teknolojik olarak da popüler olan "IP" tabanlı veri haberleşmesi tanımlıdır [3]. Kaplama Alanı konusunda telsiz yayının, propagasyon(yayımlı) mesafesi temel olarak telsiz sisteminde kullanılan erişim tekniğine, çalışma frekansına, terminal ve baz istasyonların duyarlılık seviyeleri ile çıkış güçlerine bağlıdır.(Tablo 1) Erişim Tekniği; APCO-25 telsiz sistemi FDMA erişim tekniğini kullanmaktadır. FDMA'nin alternatifi olan ve TETRA'da kullanılan TDMA sistemlerde, yayının zaman senkronizasyonunun kaybetmeden yayılabileceği coğrafik mesafe limitli olduğu için, FDMA sistemlerde propagasyon mesafesi genel olarak daha uzundur. Bu da kaplama alanının daha büyük olması anlamına gelmektedir. Çalışma Frekansı; RF yayılımında sinyalin frekansında yayılım mesafesi açısından önemli bir parametredir. Frekans ne kadar düşük ise yayılım mesafesi o kadar artmaktadır. Bu yüzden VHF(146-174 MHz) sistemlerin yayılım mesafesi dolayısıyla kaplama alanı UHF(406-470 MHz) sistemlere göre daha geniştir. Apco25 telsiz sistemi standartlarında VHF, UHF ve 800 MHz bandları tanımlı durumdadır. Mümkün olan yerlerde VHF Apco25 sisteminin kullanılması kaplama alanı açısından avantajlıdır. Terminal ve Baz istasyon duyarlılık seviyeleri ile cihaz çıkış güçleri; TETRA, APCO-25 ve CDMA-450 sistemlerine ait cihaz duyarlılık seviyeleri ve çıkış güçleri Tablo 2'de gösterilmektedir. Bir telsiz göndermecinin(Transmitter) cihaz çıkış gücü ne kadar yüksek ise RF sinyal yayılımı o kadar fazla olacaktır. APCO-25 telsiz sistemi, standardında tanımlanan almaç duyarlılığı diğer sistemlere göre daha iyi olduğu, cihazlarının çıkış gücü (Tablo 2) diğer sistem cihazlarına göre daha yüksek olduğu için, sistem kaplama alanı açısından diğer sistemlere göre avantajlı durumdadır.

Tablo 1 Yayılım Mesafesi Yarıçapı.

Terminal (Telsiz) Tipi	APCO-25 (km)	TETRA (km)
El Telsizi (şehir içi)	7.6	3.8
Mobil Telsiz (kırsal alan)	35	17.5

Tablo 2 Duyarlılık Seviyeleri ve Cihaz Çıkış Güçleri Açısından Telsiz Sistemleri.

Duyarlılık-Cihaz Çıkış Güçleri	TETRA	APCO-25	CDMA-450
Baz İstasyonları	-106 dBm	-116 dBm	-117 dBm
Mobil Telsiz (El, Araç)	-103 dBm	-116 dBm	-104 dBm
ARAÇ TELSİZİ	0.03-10 W	100 W	0.063-10 W
EL TELSİZİ	0.03-3 W	5 W	0.063-10 W

Frekans Kullanımı; Türkiye'de Telekomünikasyon Kurumu tarafından çeşitli kurumlara tahsis edilmiş VHF veya UHF nokta frekanslar mevcuttur. Bu frekans tahsisleri FDMA erişim tekniğindeki analog sistemler için yapılmıştır. TETRA sistemi TDMA bir sistem olduğu için çalışılacak frekans bandında FDMA frekans kanallarının bulunması sistemin çalışmasını etkileyecektir. Sistemin hücreli olduğu, hücreli frekans planlaması kriterleri de düşünüldüğünde, TETRA sistemi için ayrı bir frekans bandının tahsisi daha uygun görünmektedir. APCO-25 sistemi ise mevcut tahsisler FDMA'ye göre yapıldığı için mevcut bantlarda noktasal frekans tahsisi ile çalışabilecektir. Bu açıdan APCO-25 sisteminin TETRA ve tüm diğer TDMA sistem çözümlerine göre avantajı söz konusudur.

Spektrum Verimliliği; Türkiye'de Telekomünikasyon Kurumu tarafından geleneksel analog telsiz sistemleri için 25 KHz kanal aralıklı frekans tahsisleri yapılmıştır. APCO-25 telsiz sisteminde 12.5 KHz kanal aralığı tanımlı durumdadır ve 25 KHz kanal aralığında bir çağrının yapılabilirdiği analog sistemlerle karşılaştırıldığında frekans spektrumunun daha verimli kullanıldığı söylenebilir. APCO-25 sistemini, spektrum verimliliği açısından TDMA sistemler ile karşılaştırdığımızda, TDMA sistemlerde aynı frekans kanalının zaman paylaşımı kullanabilmesi sebebiyle öne çıkmaktadır. TDMA veya FDMA'de olsa, sistemlerin hücreli olduğu göz önüne alındığında, hücreli frekans planlamasında büyük avantaj ve sonuç olarak ciddi bir frekans verimliliği sağlayacak olan SIMULCAST (tüm hücrelerde aynı frekansın kullanılması) özelliğinin, APCO-25 gibi FDMA tabanlı bir sisteme kazandırılması daha kolay ve mümkündür. Sistem Maliyeti; APCO-25 telsiz sistemi kaplama alanı açısından avantajlar sağladığı için site ve baz istasyon sayısı daha az olacak bu da maliyete direkt etki edecektir. Ayrıca TDMA ve CDMA teknolojileri FDMA'ye göre daha karmaşık teknolojilerdir. TDMA ve CDMA tabanlı sistem

geliştiren üreticiler GSM sistemleri için geliştirdikleri yüksek ölçekli teknolojileri ve ürünleri bu sistemlerde de kullandıkları için maliyetleri APCO-25 sistemine göre oldukça yüksek olmaktadır. TETRA ve CDMA-450 gibi sistemlerin özellikle altyapı (Baz istasyon ve Santral) maliyetleri oldukça yüksektir [3]. Profesyonel telsiz sistemlerinde fazladan kullanılacak her bir site ve baz istasyonun, maliyeti çok yüksek olan “Elektrik enerjisi götürülmesi”, “Prefabrik bina veya konteynırlar ile anten kulelerinin inşa edilmesi” gibi ciddi işlerin planlanması anlamına geleceği değerlendirilmelidir. APCO-25 telsiz sistemi alternatiflerine göre maliyet etkin bir çözüm olduğu söylenebilir..

ASELSAN APCO25 sistem çözümü; Sayısal Konvansiyonel (Geniş Alan Kaplama) bir telsiz sistemi kullanılmakta olup sistem mimarisi, il bazında kurulacak olan RF Alt Sistem ve il merkezinde ve bu merkezlerin ülke genelinde toplanacağı ana merkezde kurulacak olan Yönetim Sistemi’nden oluşmaktadır. TIA APCO-25 standartları’na uygun FDMA erişim tekniği, C4FM modülasyonu, 4.4 Kbit/s IMBE Ses kodlayıcı kullanılmaktadır [6]. Sistem mevcut PMR frekans bandlarında ve 12.5/25 KHz kanal aralığında çalışabilmektedir. Sistemin konvansiyonel ve trunk çalışma modları mevcuttur. Konvansiyonel sistemin tek site veya çoklu tek site çalışabilme özellikleri vardır. Ayrıca simulcast özelliği de mevcuttur. Trunk sisteminde ise; tek site, çoklu site, bölgesel veya ülkesel geniş alan kaplama yapmak mümkündür. Havadaki RF bit hızı 9.6 Kbit/s, net veri hızı 7.2 Kbit/s (korumasız) ve 4.8 Kbit/s (korumalı)’dır [6]. Sistem telsizleri eski nesil analog telsizlerle analog olarak görülebilmektedir [6].

Türkiye’de uygulanabilecek Sayısal Entegre Telli-Telsiz Haberleşme sistem seçimi amacıyla APCO-25 ve TETRA sistemleri incelendiğinde; Maliyet kıyaslaması için verilen kaplama alanı yarıçapı, km (ve dairesel yapıda kaplama alanı, km<sup>2</sup>) örnek bir hesaplama yapıldığında;

APCO-25 el telsizi :	10 km ( 314 km <sup>2</sup> )	Tetra el telsizi :	5 km ( 78.5 km <sup>2</sup> )
APCO-25 mobil telsiz :	40 km (5024 km <sup>2</sup> )	Tetra mobil telsiz:	20 km (1526 km <sup>2</sup> )

değerlerini elde ederiz. APCO-25 telsiz sisteminde bir RF site ile kaplanan alan TETRA telsiz sisteminde en az dört RF site ile kaplanabilmektedir. Türkiye yüzölçümü APCO-25 telsiz sistemi ile en az %85 mobil kaplama istenildiğinde yaklaşık olarak 500-600 adet RF site gerekeceği tahmin edilmektedir. Türkiye yüzölçümü TETRA telsiz sistemi ile kırsal alan en az %85 mobil, şehir içi en az %85 el telsizi kaplaması istenildiğinde yaklaşık olarak; APCO-25 telsiz sisteminin dört katı (2000-2400 adet) RF sitesi gerekeceği tahmin edilmektedir[1].

Malzemelerin üretici firmadan alınma maliyeti, sistemin montajının yapılması ve işletme maliyetleri açısından TETRA telsiz sistemi için gereken ilave RF site yerini bulmak, uygun hale getirmek ve fazla miktardaki malzemeyi sürekli faal halde tutmak ve en az 2-3 kat fazla maliyeti karşılamak gerek uygulanabilirlik, gerekse maliyet açısından mümkün görülmemektedir. APCO-25 telsiz sistemi ise az sayıda RF site gerektirmesi, benzer özellik ve işlevleri çok daha düşük maliyete sağlamasından dolayı uygulanabilirliği mümkün görülmektedir.

### 3. Sonuçlar

Sayısal entegre telli-telsiz haberleşme sistemleri hakkında yapılan inceleme ve değerlendirmeler sonucunda; Telli (Santral) sistemlerinde; IP santrallerde güvenilirlik, ses kalitesi ve ses gecikmeleri yönünden sorunlar yaşanabileceği, teknolojisi ve güvenilirliği kanıtlanmış, dünyada yaygın olarak kullanılan ve birden fazla üreticisi olan PCM anahtarlamalı ISDN uyumlu sayısal santrallerin kullanılması gerektiği değerlendirilmektedir. WAN teknolojilerinde; hız, verim ve kullanıcı ihtiyaçları dikkate alınarak incelendiğinde, ilçe-il arasında X.25 ve dial-up, il-bölge arasında Frame Relay bağlantı, merkez ana omurgada ATM bağlantısının uygun olduğu değerlendirilmektedir. LAN teknolojilerinde; dünyada yaygın olarak kullanılan ve gelişime açık olan Ethernet teknolojisinin kullanılmasının uygun olduğu değerlendirilmektedir. Kripto cihazlarında; WAN protokollerinden ve hızlarından bağımsız şekilde çalışacak kripto cihazı olarak TUBİTAK tarafından geliştirilmiş olan IP kripto cihazı kullanılması uygun görülmektedir. Sistem Emniyeti; telli ve telsiz bütün haberleşme ortamları kripto cihazları ve kriptolu telsizler ile emniyete alınmalıdır. Telsiz sistemlerinde; gizlilik içeren bilgilerin kullanımı dolayısıyla kurulan sistemlerin maliyeti ne olursa olsun milli olması gerekmektedir. Bu ciddi hususu dikkate aldığımızda, Türkiye’de özellikle kamu kurum ve kuruluşları tarafından kullanılması planlanan telli-telsiz entegre haberleşme sistemlerinin en önemli kısmı olan telsiz sistemlerinde ASELSAN A.Ş. tarafından geliştirilen ASELSAN APCO25 Telsiz Sisteminin en uygun çözüm olacağı değerlendirilmektedir.

### Kaynaklar

- [1] ZKÜ Fen Bilimleri Enstitüsü “Telli-Telsiz Haberleşme Sistem Entegrasyonu Ve Ses-Veri Trafik Analizi” konulu Murat KALAÇ Yüksek Lisans Tezi. 90 s., Haziran 2006.
- [2] TETRA “TETRA sistem standartları” <http://www.tetramou.com/tetramou.aspx?id=44>, Nisan 2006.
- [3] TETRAPOL “TETRAPOL sistem standartları” <http://www.tetrapol.com/www/general/index.php>, Nisan 2006.
- [4] APCO “APCO sistemi ” <http://www.motorola.com/content.jsp?globalObjectId=731-1243>, Nisan 2006.
- [5] APCO-25 “APCO-25 sistem standartları” <http://www.apcointl.org/membership/governing.php>, Nisan 2006.
- [6] ASELSAN A.Ş. “APCO 25 Çalışma Özellikleri Dokümanı” 125 s, 2003.

# Darbe Sıkıştırma Radarlarında Ardışık Hedef Eleme Yöntemi

A. Özgür YILMAZ, Onur HALILOĞLU  
Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Balgat, Ankara aoyilmaz@metu.edu.tr,

TÜBİTAK-UZAY, Elektronik Sistem Tasarım Grubu,  
Balgat, Ankara, onur.haliloglu@bilten.metu.edu.tr

**Özet:** Bir çok radar uygulamalarında, darbe sıkıştırma kodlarının ikincil kulakları (yan lobları) nedeniyle küçük hedeflerin daha büyük hedefler tarafından gölgelemesi sorun teşkil etmektedir. Biz bu sorunu çözmek için, ardışık olarak hedefleri saptayan ve saptanan hedeflerin etkilerini eleyen bir yöntem öneriyoruz. Önerilen bu metodun performansı; gürültü, hedefler ve Doppler etkisinin de içinde bulunduğu farklı senaryolar için incelenecektir

## 1. Giriş

Darbe sıkıştırma radarlarında, ideal olmayan ilinti özellikleri yüzünden uyumlu süzgeç (MF) çıktısında yüksek ikincil kulaklar (yan loblar) görülür. Büyük bir hedefin ikincil kulakları küçük hedefleri gölgeleyebilir. Bu problemi çözmeye yönelik algoritmalarından en önemli iki tanesi en küçük kareler (LS) kestirimi ve (MMSE) kestirimidir. [1] de LS tabanlı methodlar çalıştırılırken, [2] de MMSE algoritması özyineli olarak uygulanıyor. Bizim önerdiğimiz alternatif yöntem ise, hedefin fazörünü MF çıktısından elde edip o hedeften kaynaklanan sinyalin MF çıktısından çıkarılması temeline dayanır. Bu işlem bütün tespit edilen hedefler için tekrarlanır. Bu metod birbiri ardından sinyal tespit edip, tüm MF çıktısından bu sinyalin çıkarılması esasına dayandığı için bu metoda Ardışık Hedef Eleme (AHE) ismini verdik. AHE algoritması toplama çıkarma gibi temel işlemlerden oluşur, diğer iki yöntemde olduğu gibi matris evirmeci ya da onun gibi başka karmaşık işlemler içermez dolayısıyla basittir. CLEAN algoritması olarak bilinen bu algoritma, ters evrişim metodu olarak görüntü işlemede, astronomide ve radar uygulamalarında [3] kullanılmıştır.

## 2. Ardışık Tahminleme ve Eleme

Bu bölümde, sunulan metodun ana fikri üzerinde durulacaktır. Sadece iki hedefin ortamda bulunmasından oluşan en basit senaryo, Doppler frekansının her iki hedef için de sıfır olduğu durumda etüt edilecektir. Parazit yankıların ihmal edildiği bu bölümde gürültü etkisi hesaba katılacaktır. İki hedef arasındaki güç farkının, kodun yan loblarınınkinden daha büyük olduğu durum düşünülmüştür. Böylece küçük hedef, uyumlu süzgeç çıktısı basitçe gözlemlenerek saptanamaz. Radar darbelerimizin;  $s(t) = \sum_{p=0}^{L-1} a_p g(t - pT_c)$  olduğunu farzedelim.

Burada  $L$  koddaki çip sayısını,  $a_p$  'ler kod serisini,  $g(\cdot)$   $[0, T_c]$  aralığında dikdörtgen şeklindeki bir darbeyi ve  $T_c$  ise çip süresini ifade etmek için kullanılmıştır. Darbe gönderildikten  $k_1$  ve  $k_2$  ( $k_1$  ve  $k_2$  tam sayıdır) çip süresi sonra sinyalleri bize ulaşan iki hedefimiz olduğunu varsayalım. Böylece alıcı tarafında gözlemlenen zamanda ayrık dürtü yanıtı

$$h(k) = \alpha_1 \gamma(k - k_1) + \alpha_2 \gamma(k - k_2) \quad (1)$$

olur,  $\alpha_1$  ve  $\alpha_2$  sırasıyla 1. ve 2. hedeflerin fazörleridir. Bildirimizde sinyaller için, sürekli zaman gösterimi yerine, (1)'de örnek teşkil eden zamanda ayrık taban bant eşdeğer modelini kullandık. Fazörler, sezim yapılabilecek büyüklükte işaret gürültü oranına (SNR) sahiptirler yani hedef güç değerleri gürültü seviyesinin üzerindedir. Ayrıca fazörler; dairesel simetriye sahip, sıfır ortalamalı, karmaşık Gauss rasgele değişkenleri olarak tanımlanmıştır. Alınan sinyal şu şekilde verilmiştir:

$$y(k) = h(k) * s(k) + w(k) = \alpha_1 s(k - k_1) + \alpha_2 s(k - k_2) + w(k) \quad (2)$$

\* evrişim işlemi belirtir. Ön-arka alıcı filtreleri ve örnekleyiciler,  $w(k)$   $k$  zamanında toplanır beyaz Gauss gürültüsü (AWGN) olacak şekilde tasarlanmıştır. AWGN; ortalaması 0, değişintisi  $N_0$  olan dairesel simetrik karmaşık Gauss dağılımına sahip bir gürültü olarak alınmıştır. Alıcıya gelen sinyal uyumlu süzgeçten geçirilir. Nedensellik ilkesine dayanarak uyumlu süzgeçteki zaman kaymasını ihmal edersek, uyumlu süzgeç çıktısı  $m(k)$

$$m(k) = y(k) * s^*(-k) = \alpha_1 r(k - k_1) + \alpha_2 r(k - k_2) + n(k) \quad (3)$$

olarak ifade edilir. Burada  $n(k) = w(k) * s^*(-k)$  ve özilinti fonksiyonu  $r(k) = s(k) * s^*(-k)$ .

Gürültü güç değeri, hedef güç değerlerine kıyasla çok düşüktür. Bu yüzden,  $|\alpha_1|^2 > |\alpha_2|^2$  olduğunu da dikkate alırsak,  $|m(k)|$ 'nin en yüksek tepe değeri  $k = k_1$ 'de gözlemlenecektir.  $k = k_1$ 'deki MF çıktısı:

$$m(k_1) = \alpha_1 r(0) + \alpha_2 r(k_1 - k_2) + n(k_1). \quad (5)$$

Hedeflerin güçleri ve hedef kaymaları hakkında hiçbir ön bilgi olmadığından  $\alpha_1$  için yapılabilecek en iyi tahmin  $\alpha = \frac{m(k_1)}{r(0)} = \alpha_1 + \alpha_2 \frac{r(k_1 - k_2)}{r(0)} + \frac{n(k_1)}{r(0)}$  'dir. Yapılan tahminin ortalama değeri yan loblardan

kaynaklanan  $\alpha_2$  katsayısından etkilenir. Tahmin edilen hedefi MF çıktısından çıkardığımızda yeni MF çıktısı:

$$m'(k) = m(k) - \alpha_1 r(k - k_1) = \alpha_2 r(k - k_2) - \alpha_2 \frac{r(k_1 - k_2)}{r(0)} r(k - k_1) + n(k) - \frac{n(k_1)}{r(0)} r(k - k_1). \quad (6)$$

Benzer biçimde ikinci hedefin  $k=k_2$  konumunda olduğunu düşünürsek, ikinci hedefin tahmini değeri şöyle olur:

$$\hat{\alpha}_2 = \frac{m'(k_2)}{r(0)} = \alpha_2 - \alpha_2 \frac{|r(k_1 - k_2)|^2}{r^2(0)} + \frac{1}{r(0)} n(k_2) - \frac{r(k_2 - k_1)}{r^2(0)} n(k_1). \quad (9)$$

Eşitlik (9)'dan da anlaşıldığı gibi  $\hat{\alpha}_2$  'in üzerinde birinci hedefin hiçbir etkisi yoktur. Ayrıca eşitliğin yan loblardan kaynaklanan 2. terim ile gürültüden kaynaklanan üçüncü ve 4. terimler, birinci terime oranla çok küçük kalmışlardır. Böylece yan loblardan kaynaklanan maskeleye problemi büyük ölçüde halledilmiştir. Buna rağmen, bir miktar yan lob etkisi MF çıktısında mevcuttur. Bu etki daha sonraki döngülerde aynı hedef tekrar sezimlenerek daha da düşük seviyeye çekilebilir. Buna ek olarak, diğer döngülerde eklenecek aşım terimleri düzeltme terimleri gibi davranıp tahminin kesinliğini arttırabilirler.

Yukarıda yapılan işlemlerde de görüldüğü gibi, AHE algoritması toplama çıkarma gibi basit işlemlere dayanır. LS algoritması büyük boyutlara sahip bir matris çarpımıyla, MMSE algoritması da yüksek sayıda seyleyle ve matris evirmeciyle uğraşmak zorunda oldukları için AHE algoritmasına göre daha karmaşıktırlar.

AHE algoritması aşağıdaki gibi adımlara ayrılabilir:

1. MF çıktısı  $m(k)$  elde edilir ve bütün tahminler  $h(k)$  sifira eşitlenir.
2.  $|m(k)| > \tau$  koşulunu sağlayan tepe değeri bulunur. Böyle bir değer bulunamazsa algoritma sona erer.
3. Tepe değeri  $\tau$ 'yu geçmişse ve konumu  $u$  ise  $h(u) = h(u) + \frac{m(u)}{r(0)}$  eşitlenerek  $k=u$ 'da hedef tahmini yapılır.
4. En son tahmin edilen hedef sinyali,  $m(k) = m(k) - h(u)r(k - u)$  ile elenmiş olur.
5. Adım 2'ye git.

Eğer bir hedefin Doppler frekansı sıfırdan farklıysa alınan sinyal frekans kaymasından dolayı bozulmaya uğrar. AHE yönteminde, Doppler etkisinden kaynaklanan bu bozulmalara karşılık hızlı Fourier dönüşümü (FFT), MF

çıkıtısına uygulanmıştır ve öziliniti  $c(k)$ ,  $c(k) = (e^{j2\pi PRFT} e^{-\frac{b-1}{K}(0:K-1)} \otimes s(k)) * s^*(-k)$  şeklinde

değiştirilmiştir. Burada  $b$  FFT süzgeç numarasını, PRF darbe yineleme frekansını,  $K$  bir çoğuşmadaki darbe sayısını ve  $\otimes$  ise Kronecker çarpımını ifade eder. AHE algoritması her FFT süzgeci için çalıştırılabilir.

MF işlemi LS yönteminin içinde yer aldığı için, LS yönteminde FFT doğrudan geri alınan sinyallere uygulanır.

MF işlemi FFT'den önce uygulanmadığı için, hangi FFT süzgecinin çıktısının kullanılacağına bütün FFT süzgeçleri kontrol edildikten sonra karar verilir. Oysa AHE yönteminde, FFT MF işleminden sonra uygulandığından, sadece FFT süzgeçlerinin en yüksek değerleri kontrol edilerek hangi FFT süzgecinin kullanılacağına karar verilebilir.

### 3. Benzetim Sonuçları

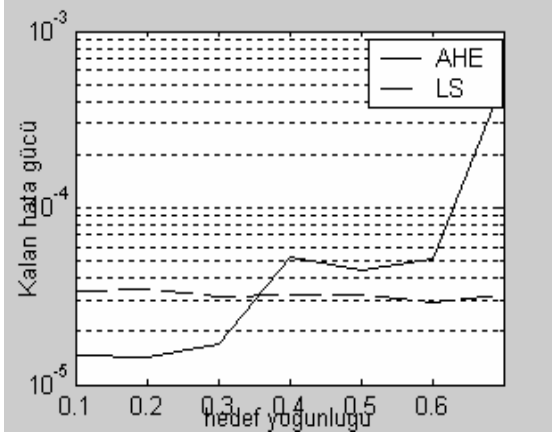
AHE metodunun LS metoduna göre performansını göstermek için, ilki bir çok hedeften oluşan ikincisi ise büyük hedef ve büyük hedefin yan lobu tarafından maskelenen küçük bir hedeften oluşan iki ana senaryo incelenmiştir. Her iki senaryoda da vericiden gönderilen dalga biçimi  $N=30$  uzunluğunda P4 kodundan oluşmaktadır. Gürültü ise güç spectrum yoğunluğu  $N_0=10^{-4}$  olan beyaz, dairesel simetrik, karmaşık Gauss gürültüsü olarak modellenmiştir. Çevre yanıtı 90 çip uzunluğundadır.

Bütün benzetimlerde, hızlı Fourier dönüşümü (FFT), hiçbir pencereleyici yapılmadan, Doppler sürecini hesaba katmak için MF çıktısına uygulanmıştır. 8 darbe gönderildiği için FFT süzgeç sayısı da 8'dir. Darbe yineleme frekansı 8000Hz'dir. AHE'deki eşik değeri ( $\tau$ ), yanlış kabul hızının 0.1 değeri için belirlenmiştir.

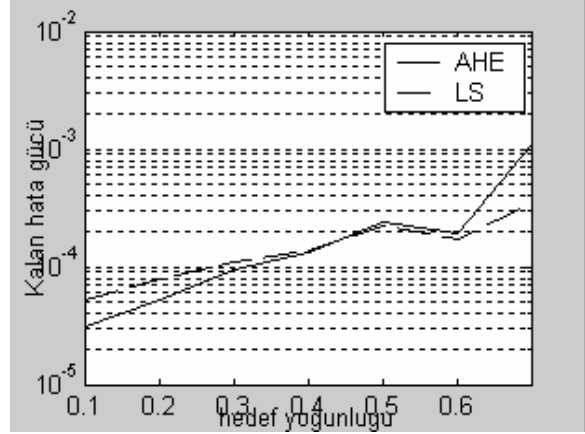
#### 3.1 Çoklu hedef senaryosu

Bu kısımda, hedef yoğunluğu ile kalan hata gücü arasındaki ilişkiyi inceledik. Kalan hata gücü, gerçek radar dürtü yanıtı ve tahmini radar dürtü yanıtı sinyalleri arasındaki farkın gücü olarak ifade edilir. Hedef yoğunluğu ise ortamda bulunan hedef sayısını belirtmek için kullanılmıştır. Bu senaryo üzerinden, parazit yankılardan kaynaklanan bir çok dürtünün oluştuğu sıfır Doppler süzgecinde performansı inceleyebiliriz. Bu durum sıfır

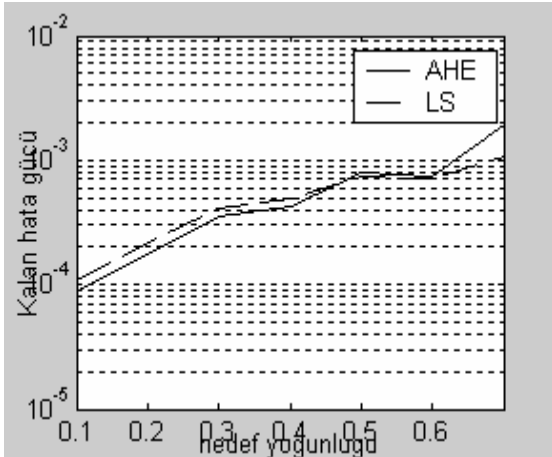
civarında hıza sahip hedefler gibi de düşünülebilir. Ayrıca başka filtrelerdeki çoklu hedefler de bu senaryoda incelenmektedir. Hedef yoğunluğu değerinin 0 olması ortmada hedef olmadığını, 1 olması her bir erim selesinde hedef sinyali bulunduğunu gösterir. Hedef sinyalleri, dairesel simetriye sahip sıfır ortalamalı değişintisi 1 olan karmaşık Gauss rasgele değişkenleri olarak oluşturulmuştur. Gürültü ve hedef sinyalleri her bir hedef yoğunluğu için rasgele 1000 kez oluşturulmuştur. Bu durum için -500-500Hz aralığında çalışan 8 FFT süzgecinden ilki kullanılmıştır. AHE ve LS algoritmalarının kalan hata performansları Şekil 1-4’de karşılaştırılmıştır.



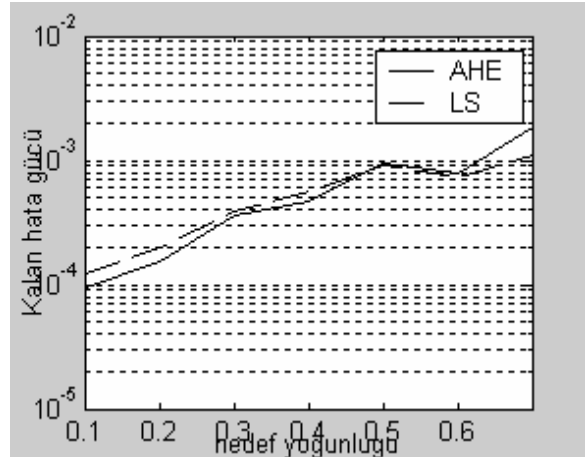
Şekil 1: Bütün hedefler sıfır Doppler frekansında



Şekil 2 : Hedeflerin Doppler frekansı -200-200Hz arasında birörnek yoğunlukla rasgele dağıtılmış



Şekil 3 : Hedeflerin Doppler frekansı -500-500Hz arasında birörnek yoğunlukla rasgele dağıtılmış



Şekil 4 : Hedeflerin Doppler frekansı 1500-2500Hz arasında birörnek yoğunlukla rasgele dağıtılmış

Doppler frekansı sıfır olduğunda (Şekil 1), hedef yoğunluğunun 0.35’ten düşük olduğu durumda AHE’nin performansının, 0.35’ten yüksek olduğu durumda LS’in performansının daha yüksek olduğu görülmüştür. Ama erim seleslerinin yarıdan fazlasının hedef sinyalleriyle dolu olması, sıfır Doppler süzgeci için bile alışlagelmiş bir durum değildir. Hedefler üzerinde Doppler olduğu zaman (Şekil 2-4), iki algoritmanın performansları birbirine yaklaşmaktadır. Şekil 2,3’den anlaşılacağı gibi, Doppler frekansı arttıkça iki algoritmanın da performanslarında azalma olmaktadır ama LS’deki performans düşüklüğü AHE’dekenden daha fazladır. Şekil 4’te oluşturulan hedeflerin Doppler frekansları 1500Hz ve 2500Hz arasında bir dağılıma sahip olduğu için üçüncü FFT süzgeci kullanılmıştır. Şekil 3 ve 4’ün kalan hata performansları birbirinden pek farklı değildir. Sonuç olarak, Doppler etkisinin olmadığı durumda eğer erim seleslerinin yarıdan fazlası hedef sinyalleriyle dolu değilse ve Doppler etkisi varken ilinti fonksiyonu, kullanılan FFT süzgecinin merkez frekansına göre ayarlanırsa AHE metodunun performansı LS metodunun performansından daha iyi olduğu gözlemlenmektedir..

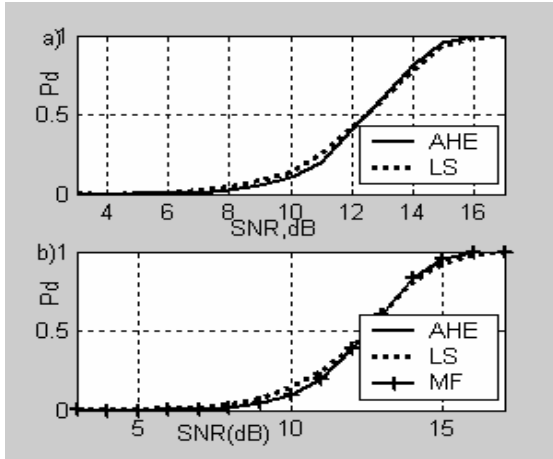
### 3.2 İkili hedef senaryosu

Bu senaryoda ortamda büyük bir hedef ve onun yüksek yan lobları tarafından bastırılan küçük bir hedef olduğu varsayılmıştır. Bu kısımdaki benzetimlerde, küçük hedefin sezim olasılığının (Pd) kendi sinyal gürültü oranına

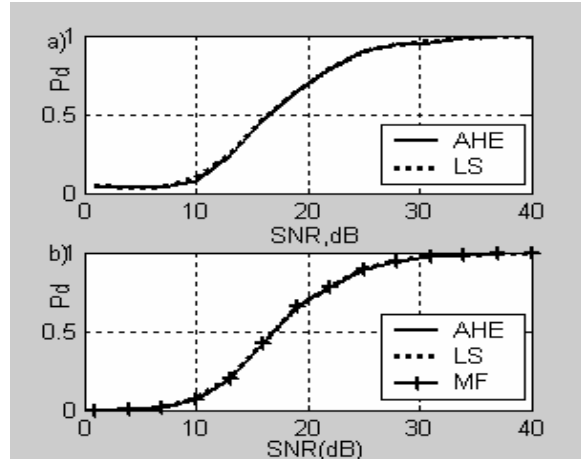
(SNR) göre performansı incelenecektir. Hedefler hareket halindedir ve 1500Hz-2500Hz aralığında çalışan üçüncü FFT süzgeci kullanılmıştır.

AHE, yüksek yan lobların olumsuz etkilerinden kurtulmayı amaçlamaktadır. AHE'nin amacına ulaşip ulaşmadığını saptayabilmek için (a)'daki büyük-küçük hedeflerin ortamda bulunma durumu, (b)'deki sadece küçük hedefin ortamda bulunma durumuyla karşılaştırılmıştır. Eğer iki durumun Pd performansları benzer olursa, AHE algoritması amacına ulaşmış olacaktır.

Şekil 5'te, aralarında 7 erim selesi uzaklık bulunan her iki hedef de belirlenimci ve sabit güçlere sahiptir. Bu benzetimde, büyük hedefin gücü küçük hedeften 28dB daha yüksektir. Büyük ve küçük hedeflerin Doppler frekansları sırasıyla 2200Hz ve 1700Hz'dir. Gürültü gücü  $N_0$  değiştirilerek SNR'nin Pd üzerindeki etkisi gözlemlenmiştir. Karşılaştırma yapmak amacıyla, sadece MF çıktısına dayalı sezim performansı da incelenmiş ama AHE ile hiç bir fark görülmemiştir. Büyük hedef ortamda bulunsun da bulunmasın da, AHE ve LS yöntemlerinin Pd'leri arasında pek bir fark yoktur. Ayrıca AHE yöntemi uygulandığında, küçük hedefin Pd'si büyük hedefin ortamda var olma durumuna göre pek fazla değişmemektedir.



Şekil 5: a)Büyük ve küçük hedef, b)Küçük hedef



Şekil 6: a)Büyük ve küçük hedef, b)Küçük hedef

Şekil 6'da, büyük hedef sinyali belirlenimci olarak, küçük hedef sinyali ise her 1000 örneklem için rasgele karmaşık Gauss dağılımıyla oluşturulmuştur. Büyük hedefin SNR'si 50dB'dir ve gürültünün  $N_0$ 'su sabittir. Ama gürültü ve küçük hedef rasgele üretilmektedir. AHE ve LS yöntemleri birbirine o kadar yakın sonuçlar sergilemektedir ki; yöntemlerin Pd-SNR eğrileri şekil üzerinde birbirinden ayırt edilememektedir. AHE yönteminin Pd-SNR eğrisi büyük hedefin olması ve olmaması durumunda yaklaşık aynı olarak gözlemlenmiştir. Sonuç olarak, Şekil 5 ve 6'da da açıkça gözlemlendiği gibi AHE yöntemi büyük hedefin yan loblarının olumsuz etkilerini azaltmıştır. Aslında AHE makul bir karmaşıklıkla, karesel hata yönünden neredeyse optimum yan lob indirgemeye ulaşmıştır.

#### 4. Sonuç

AHE metodunun LS metoduyla karşılaştırılmalı olarak performansını inceledik. Ayrıca, alınan radar sinyalleri üzerindeki Doppler etkisi gözlemlendi ve AHE algoritması buna göre değiştirildi. Benzetim sonuçlarına göre, alınan sinyaldeki hedef sayısı aşırı fazla olmadığı sürece AHE iyi bir performans göstermektedir. Genel olarak AHE karesel hata yönünden neredeyse optimum performansa sahiptir. Bunun yanında, diğer yöntemlere göre düşük bir karmaşıklığa sahiptir. Böylece AHE darbe sıkıştırma radarlarında gözlemlenen yan lob problemine geçerli bir çözüm sunmaktadır.

#### Kaynaklar

- [1]. S. Moon-Ho Song, Woonkyurig M. Kim, Dongwook Park, and Young-Sik Kim, "Estimation theoretic approach for radar pulse compression processing and its optimal codes," Electronics Letters, vol. 36, no.3, pp. 250–252, Feb. 2000.
- [2]. S.D. Blunt, K. Gerlach; "Adaptive pulse compression" IEEE National Radar Conference, pp.271–276, 2004.
- [3]. Hai Deng, "Effective CLEAN algorithms for performance-enhanced detection of binary coding radar signals," IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 52, no. 1, Jan. 2004

# Dikdörtgen Spiral Anten Tasarımında Yeni Bir Yaklaşım

Uğur Saynak, Alp Kuştepeli  
İzmir Yüksek Teknoloji Enstitüsü  
Elektrik - Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Urla, İzmir  
ugursaynak@iyte.edu.tr, alpkustepeli@iyte.edu.tr,

**Özet:** *Bu çalışmada, yeni bir dikdörtgen spiral anten yapısı önerilmiştir. Yaygın olarak kullanılan dikdörtgen Arşimet spiral anteni ile yeni yapının temel anten parametreleri frekansa bağımlılık açısından karşılaştırılarak incelenmiştir. Önerilen yapının genel olarak daha iyi performans gösterdiği görülmüştür.*

## 1. Giriş

Geniş bantlı sistemlerin verimli çalışabilmesi için kullanılacak antenlerin de geniş bantlı olması gerekmektedir. Alıcı veya verici olarak tasarlanan antenlerin genel olarak dairesel polarizasyonlu ışına yapması da istenen bir özelliktir. Spiral antenler bu tip bir ışına yaptığından ve genel olarak frekanstan bağımsız olduklarından dolayı geniş bantlı sistem tasarımlarında tercih edilmektedirler. Kullanılan geometriler açısından logaritmik [1] ve özellikle Arşimet [2] spiral yapıları uygulamalarda geniş kullanım alanı bulmuşlardır. Arşimet spiralinden geniş bantlı antenler elde edilmesine rağmen bunlar Rumsey in ölçekleme prensibini [3] sağlamadığından tam olarak frekanstan bağımsız değildirler [4]. Özellikle tur sayısının az olduğu durumlarda anten parametrelerinin frekansa bağımlılığının daha da arttığı görülmektedir [5]. Genel olarak antenler yuvarlak veya dikdörtgen şekilde tasarlanmaktadır. Dikdörtgen tasarımların yuvarlak olanlara göre daha küçük bir yapı ile benzer performansı elde etmek gibi bir avantajı olmaktadır [2]. Spiral antenlerde alt kesim frekansını spiralin dış çevresi, üst kesim frekansını ise besleme noktaları arasındaki uzaklık belirlediğinden, spiralin boyutları çalışma bandıyla ilgili bir fikir vermektedir [6]. Düşük alt kesim frekansları söz konusu olduğunda, anten boyutları özellikle mobil uygulamalarda sınırlayıcı bir etken olmaktadır. Ayrıca kol uzunluğu arttıkça dairesel polarizasyon iyileştiğinden dikdörtgen spiral antenlerin kullanımı daha da önem kazanmaktadır.

Kullanılan dikdörtgen spiral geometriler genel olarak arşimet spirali şeklinde elde edilmektedir. Bu çalışmada ise log-periyodik dipol anten tasarımlarında kullanılan yaklaşımla ve dikdörtgen bir yapıyla frekanstan bağımsızlığı iyileştirerek, log-spiral antene benzer özelliklere sahip, daha küçük veya daha basit bir anten elde etmek amaçlanmıştır. Bu sebeple yeni bir yapı önerilmiş, önerilen anten ile dikdörtgen arşimet spiral anteni anten kazancı ve eksensel oran gibi temel anten parametrelerinin frekansa bağımlılığı açısından karşılaştırılarak incelenmiştir.

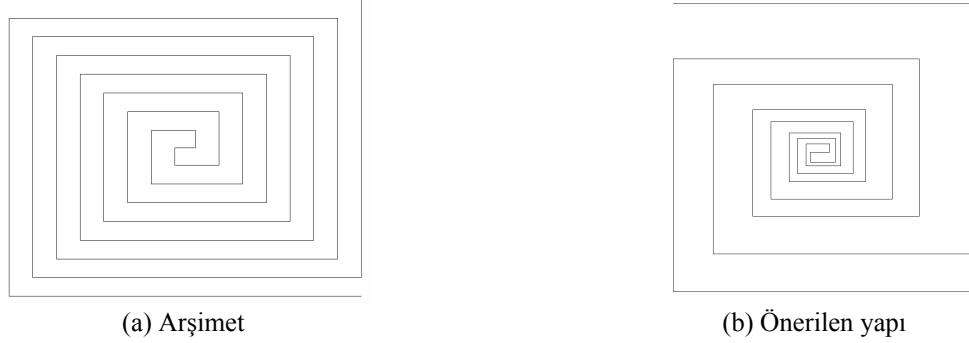
## 2. Anten Geometrileri

Dairesel bir arşimet spiral eğrisini kutupsal koordinatlarda tanımlayabilen denklem:

$$\rho = a\varphi + b \quad (1)$$

Bu ifadeye,  $\rho$  eğri üzerindeki noktanın merkezden uzaklığı,  $\varphi$  eğri üzerindeki noktayı merkezle birleştiren doğruyla x eksenini arasındaki açı,  $a$  açılma oranı ve  $b$  de x eksenini üzerindeki başlangıç noktasından merkeze olan uzaklık olarak tanımlanır. Buna göre arşimet spirali açıyla doğrusal olarak değişir.

Dikdörtgen arşimet spiral anteni, şekil 1.a da görüldüğü gibi dairesel arşimet spirale benzer biçimde başlangıç noktasından başlayarak, her turda başlangıç noktasından eşit miktarda uzaklaşan ve eşit miktarda büyüyen simetrik iki iletken koldan oluşan bir geometriye sahiptir. Şekil 1.b de görülmekte olan anten ise log-periyodik antenlere benzer biçimde başlangıç noktasından başlayarak her turda sabit bir oranla büyüyen aynı oranla merkezden uzaklaşan birinci kol ve birinci kolun tam ortasından geçerek artan ikinci bir koldan oluşmaktadır. Her iki anten de 8cmx8cm'lik bir alan kaplayacak ve başlangıç noktaları eşit ve merkezden 2.3mm olacak şekilde tasarlanmıştır.



Şekil 1. Dikdörtgen spiral anten yapıları

### 3. Benzetim Sonuçları

Benzetim sonuçları dikdörtgen arşimet ve önerilen yapının 3, 5 ve 7 tur atan biçimleri için SuperNEC 2.7 kullanılarak elde edilmiştir [7]. Yapılan benzetimlerde çapı 0.1mm olan teller 1.6 mm'lik parçalara ayrılmışlardır.

Boyut olarak eşdeğer kabul edilebilecek dikdörtgen arşimet ve önerilen yapı için 2GHz-18GHz bandında anten kazancı ve eksensel oran verileri şekil 2 de karşılaştırmalı olarak görülmektedir. Bu verilere dayanarak özellikle daha az tur sayısı kullanılarak elde edilen bu yapıdaki spirallerin, anten kazancı ve eksensel oran açısından arşimet biçimindekilere kıyasla frekansa daha az bağımlı olduğu söylenebilir. Dolayısı ile genel olarak arşimet spiralinin geometrisinde iletken sayısı değiştirilmeden sadece iletkenlerin boyları ve konumları değiştirilerek frekanstan bağımsızlığı iyileştirilmiştir.

Arşimet geometrisindeki tur sayısı arttıkça açılma oranının düşmesine bağlı olarak eksensel oranda beklendiği gibi iyileşme eğilimi görülmesine rağmen, önerilen yeni tip yapının yüksek miktarda tur kullanılarak tasarlanan biçimlerine kıyasla frekanstan bağımsızlığı az değildir. Dikdörtgen arşimet spiral anteninin anten kazancıda beklenildiği gibi yüksek tur sayıları için frekanstan bağımsızlaşmasına rağmen, yeni tip spiralin frekanstan bağımsızlığı tur sayısının değişmesiyle az değişmekte ve önerilen geometrinin üç tur kullanılarak oluşturulan biçimi, dikdörtgen arşimet'in yedi tur kullanılarak oluşturulan biçimine kıyasla frekanstan daha bağımsız olmaktadır.

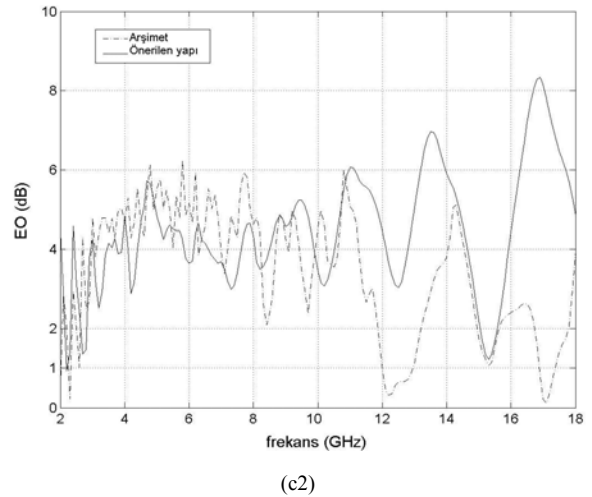
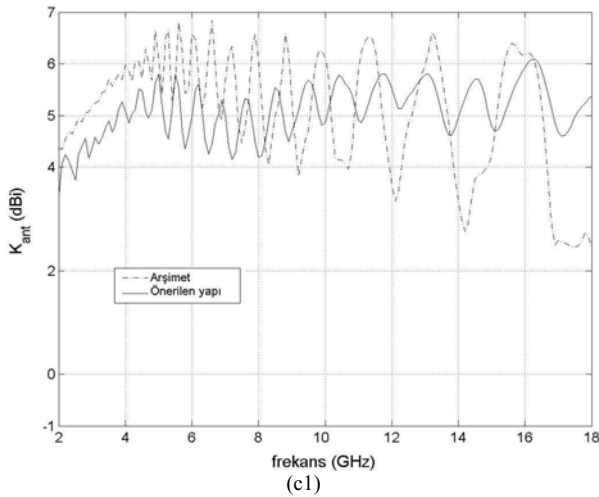
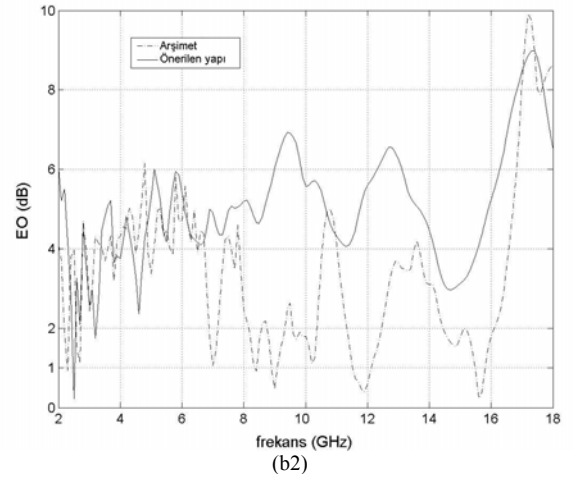
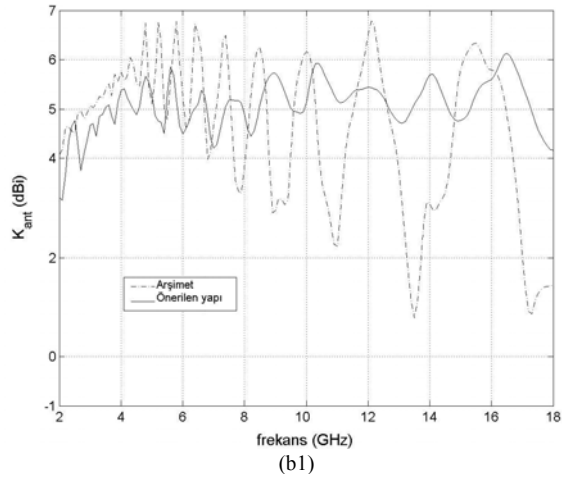
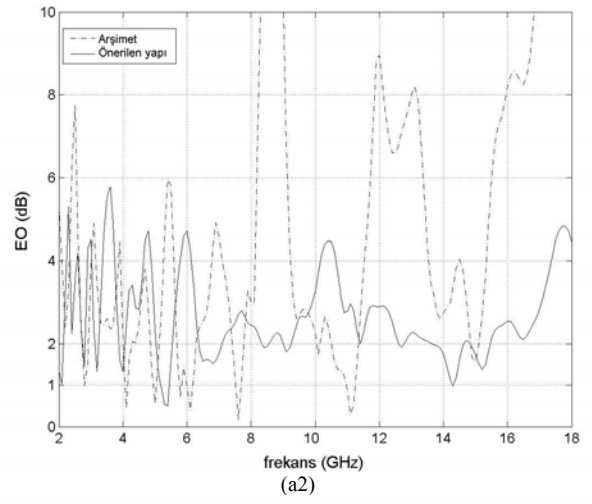
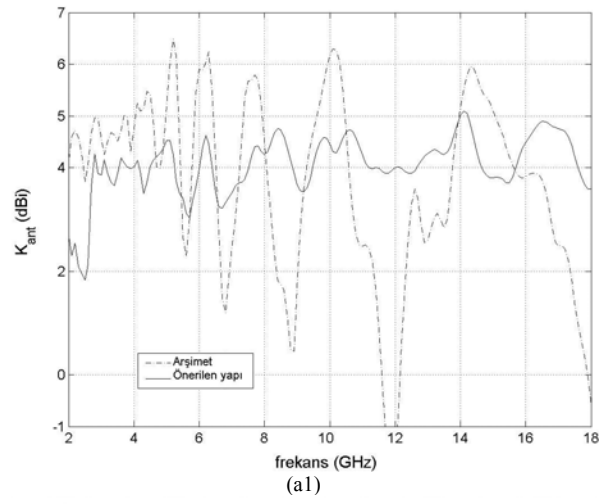
### 4. Sonuç

Bu çalışmada önerilen yeni bir dikdörtgen spiral anten yapısının frekansa bağımlılığı anten kazancı ve eksensel oran açısından incelenmiştir. Elde edilen yeni tip yapıdaki spiral antenler ve boyut olarak eşdeğer kabul edilebilecek arşimet spiral antenleri moment metoduyla analiz edilmiş ve elde edilen sonuçlar frekansa bağımlılık açısından incelenmiştir. Benzetim sonuçlarına göre önerilen yapı, arşimet geometrisiyle elde edilen antenlere kıyasla frekansa daha az bağımlıdır. Ayrıca az tur miktarları için çok daha iyi sonuçlar elde edilmiştir. Buna dayanarak, özellikle az turlu spiral tasarımları söz konusu olduğunda, önerilen tip geometrinin dikdörtgen arşimet geometrisine tercih edilebileceği söylenebilir.

### Kaynaklar

- [1]. Dyson, J. D., "The Equiangular Spiral Antenna". IRE Trans. Antennas Propag., 1954 , 7, S. 181-188.
- [2]. Bawer R., ve Wolfe J. J., "The Spiral Antenna". IRE Int Convention Record, New York, A.B.D., 1960 S. 84-95.
- [3]. Rumsey, V. H., "Frequency Independent Antennas", 1957 IRE National Convention Record, Pt. 1, S.114-118
- [4]. Dyson, J. D., Bawer, R., Mayes, P. E., Wolfe, J. I., "A Note on the Difference between Equiangular and Archimedes Spiral Antennas". Microwave Theory and Techniques, IEEE Trans. on V. 9, 1961 S.203 – 205
- [5]. Balanis C.A., Antenna Theory-Analysis and Design, Wiley ABD,1997





Şekil 2. Spiral antenlerin kazançları ve eksensel oranları. (a) 3 tur, (b) 5 tur ve (c) 7 tur.

- [6]. Kaiser, J. A., "The Archimedean Two Wire Spiral Antenna". IRE Trans. Antennas Propag., 1960 , 8, S. 312-323.  
 [7]. SuperNEC 2.7 Academic version , Poynting Software Ltd., www.poynting.co.za.

# Doğrudan Sıralı Yayılı İzge Haberleşmesinde Yeni bir Boğucu İşaret Çıkarım Tekniği Uygulaması

Sultan Aldırmaz, Lütfiye Durak  
Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü  
Beşiktaş, 34349, İstanbul  
[aldirmaz@yildiz.edu.tr](mailto:aldirmaz@yildiz.edu.tr), [ldurak@yildiz.edu.tr](mailto:ldurak@yildiz.edu.tr)

**Özet:** Bu çalışmada yayılı izge haberleşme sistemine karışan durağan olmayan boğucu işaretlerin analizi için özgün bir yöntem sunulmuş ve bu işaretlerin izgeden çıkarıldığı bir uygulama önerilmiştir. Sunulan yöntemde, sisteme karışan boğucu işaretleri sistemden çıkarabilmek için alıcısındaki toplam işarete kısa-süreli Fourier dönüşümü (KSFD) uygulanmış ve elde edilen KSFD imgesi eşiklenerek ters KSFD işlemleri uygulanarak boğucu işaret kestirilmiştir. Elde edilen boğucu işaret kestirimi, kod çözümünden önce alıcısındaki işaretten çıkarılarak istenen işaret elde edilmektedir. Yapılan kestirimin ortalama hatası 0,0089 olarak hesaplanmıştır. Sisteme karışan boğucu işaret ve gürültü gücünün farklı değerleri için sistemin bit hata oranı (BER) benzetimi gerçekleştirilmiştir. Yapılan benzetimlerde, işaret gürültü oranı (SNR) 12 dB iken boğucu işaret çıkarımı yapıldığında BER  $10^{-3}$ 'den küçükken, yapılmadığında BER değeri  $10^{-1}$  mertebelerinde olduğu gözlenmiştir.

## 1. Giriş

Farklı haberleşme sistemleri farklı frekans bantlarında iletim yapmalarına rağmen, her bir işaret bir diğeri için bozucu etki gösterebilmektedir. Kasıtsız olarak gerçekleşen bu tip bozucu etkiler, bazen sisteme boğucu işaretlerin karıştırılmasıyla kasıtlı olarak da yapılabilmektedir. Özellikle askeri uygulamalarda karşılaşılan bu durumdan en az etkilenmek için kullanılan bir yöntem, doğrudan sıralı yayılı izge (DS-Yİ) teknikleriyle gerçekleştirilen kod bölüştürümlü çoklu erişim (CDMA) haberleşmesidir. DS-Yİ ile CDMA'de işaret, genellikle BPSK modülasyonu sonrasında PN sözde rasgele kodu ile çarpılarak frekansta yayılmakta ve kendi bant genişliğinden oldukça büyük bir bant genişliği ile iletilmektedir [1]. Bant genişliğinin artması sistemi gürültü ve boğucu işaretlere karşı dayanıklı bir hale getirir. Ancak artan boğucu işaret güçlerinde DS-Yİ başarısız olmakta ve boğucu işaretin sistemden çıkarılması için ek bir sisteme ihtiyaç duyulmaktadır [2].

Kasıtlı olarak sisteme eklenen boğucu işaretler haberleşme izgesini bozmayı ve iletilen işaretin alıcıda doğru olarak alınmasını engellemeyi amaçlar. Boğucu işaretler frekans süpüren (çörp gibi), frekans atlamalı [2], ton işareti [3], karesel FM işareti veya polinom fazlı [4] biçiminde olabilir. Durağan olmayan boğucu işaretlerin birçok frekans bileşeni içermesinden dolayı işaretten çıkarılması kolay olmamaktadır. Bu işaretlerin haberleşme izgesinden çıkarılması için geliştirilen tekniklerin en bilinenleri boğucu işarete bağlı olarak çok kutuplu FIR filtre [2], uyarlanırlı altbant dönüşümü [3], çentik filtre [4], uyarlanırlı bant geçiren filtre [5] ya da boğucu işaretin anlık frekansına uyarlanan zamanla değişen filtre [6] ile gerçekleştirilebilir. Ayrıca farklı dönüşüm bölgeleri metotları ile boğucu işaret çıkarım yöntemleri de bulunmaktadır [7].

Bu çalışmada, bir DS-Yİ haberleşme sisteminden boğucu işaret çıkarımı için yeni bir yöntem önerilmektedir. Bu yöntemde, zaman-frekans dağılımlarından kısa süreli Fourier dönüşümü (KSFD) kullanılarak boğucu işaretin zaman ve frekanstaki güç dağılımı belirlenmekte ve kestirimi yapılmaktadır. Bu amaçla Bölüm 2'de KSFD kısaca anlatılmakta, Bölüm 3'te ise yayılı izge haberleşmesi tanıtılmaktadır. Tasarlanan sistemin matematiksel modellenmesi Bölüm 4'de, sisteme karışan boğucu işaretin tek ve iki bileşenli çörplerden oluştuğu durumlar için işaret gürültü oranına (SNR) göre bit hata oranının (BER) değişimleri ise Bölüm 5'de ayrı ayrı incelenmektedir.

## 2. Kısa Süreli Fourier Dönüşümü

İşaretlerin zamana bağlı frekans davranışları, onların değişimini anlamak ve onlar hakkında daha fazla bilgi edinebilmek açısından oldukça önemlidir. KSFD, frekans içeriği zamanla değişen işaretler için zaman ve frekans bilgisini bir arada veren doğrusal bir dönüşümdür. Bir KSFD imgesi, işaretin enerjisinin zaman ve frekans bölgelerindeki dağılımını ifade etmektedir. Bu teknikte, işaret bir pencere yardımıyla durağan kabul edilebilecek parçalara bölünmekte ve her bir parçanın Fourier Dönüşümünün (FD) hesaplanmasıyla KSFD elde edilmiştir [8].

$$KSFD_x(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau) g(\tau - t) e^{-j2\pi f t} dt \quad (1)$$

şeklinde ifade edilir. Burada  $g(\tau)$  pencere fonksiyonunu,  $t$  zaman ve  $f$  ise frekans değişkenini göstermektedir.

## 3. Yayılı İzge Haberleşmesi ve Sistem Modellemesi

Yayılı izge haberleşmesi, işaretlerin iletim için gerekli minimum bant genişliğinden daha fazlasını kapsayacak şekilde frekans izgesinde yayarak kanalda iletilmesi tekniğidir [8]. Haberleşme sistemi için çok önemli bir ölçüt

olan bant genişliğinin fazla kullanılması, ilk bakışta büyük bir dezavantaj olarak görülse de, yayılı izge haberleşmesi, CDMA tekniği ile kanalın olumsuz etkilerine karşı veriyi dayanıklı hale getiren oldukça verimli bir haberleşme tekniğidir. CDMA modülasyon yöntemi ikincil bir modülasyon yöntemi olduğundan, işarette öncül bir modülasyon tekniğinin uygulanması gerekir. Bu modülasyon tekniği olarak da çoğunlukla hem genlik hem de faz bilgisini bulunduran BPSK modülasyonu kullanılmaktadır. Şekil 1’de  $d(t)$  bilgi işaretin yayılı izge işaretine dönüştürülmesi gösterilmiştir. Tasarlanan haberleşme sisteminde, IEEE 802.b standardına bağlı kalınarak PN kodu uzunluğu 11 olarak seçilmiştir. Bu da sistemi, boğucu işarete karşı kendiliğinden 10,4dB dayanıklı hale getirmektedir.

Bu çalışmada, DS-Yİ sistemine kasıtlı olarak haberleşme izgesini bozmak amacıyla tonlardan veya tek/ çoklu çörp bileşenlerinden oluşan boğucu işaretlerin karıştırıldığı bir sistem modellenmektedir. Gönderilmek istenen veri  $d(t)$ ,  $\{-1,+1\}$  genlik değerlerinde dikdörtgen bir darbe ise BPSK ile modüle edildiğinde,

$$m(t) = A_c d(t) \cos(2\pi f_c t) \quad (2)$$

olur. Denklem 2’deki  $A_c$  ve  $f_c$  sırasıyla BPSK modülasyonu taşıyıcısının genliği ve frekansdır. Yayılı izgeye geçmek için modüleli işaret PN kodu ile çarpılır. PN kodu, bilgi işaretinde olduğu gibi  $\{-1,+1\}$  genlik değerlerine sahip dikdörtgen bir darbe şeklinde olmasına rağmen, PN kodunun bant genişliği  $d(t)$ ’nin bant genişliğine oranla oldukça büyük seçilir. Bu durumda vericiden gönderilecek yayılı işaret olan  $s(t)$ ,

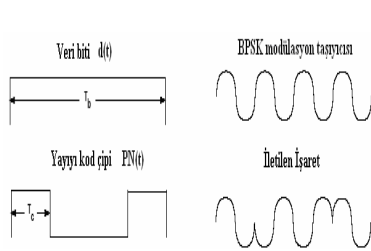
$$s(t) = A_c d(t) PN(t) \cos(2\pi f_c t) \quad (3)$$

şeklinde elde edilir. Denklem 3’de  $A_c$  ve  $f_c$  sırasıyla taşıyıcı genliğini ve frekansını simgeler. Sonuç olarak en genel formuyla,

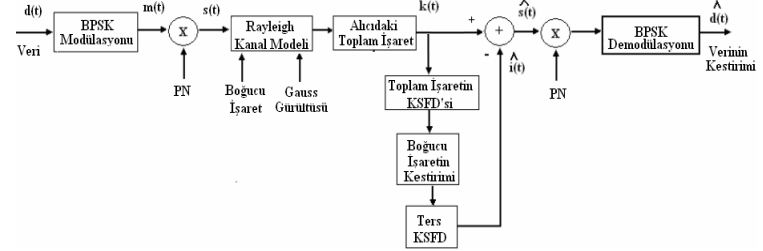
$$s(t) = A_c \cos(2\pi f_c t + \vartheta(t)) \quad (4)$$

ile ifade edilir. Burada  $\vartheta(t)$  modülasyonlu işaretin fazını göstermektedir.

Tasarlanan haberleşme sisteminin gerçekçi bir benzetimini elde etmek için, şehir merkezlerinde ve alıcının vericiyi doğrudan görmediği sistemlerde genel olarak kullanılan Rayleigh kanal modeli seçilmiştir [9]. Benzetimlerde iletilen işaretin yansımalarından ve kırılmalarından dolayı alıcıya 1000 farklı yoldan gelen geldiği kabul edilmiştir. Sistemin blok diyagramı Şekil 2’deki gibidir.



Şekil 1. Bilgi işaretinin yayılı izgeye çevrimi.



Şekil 2. Tasarlanan haberleşme sistemi.

#### 4. Benzetim Sonuçları

Yapılan benzetimlerde boğucu işaretin gücünün DS-Yİ ile CDMA’li işaretin gücüne oranının (JSR) 20 dB ve üstü olduğu kabul edilmiştir. Boğucu işaretin enerjisi, CDMA’li işaretin enerjisine oranla oldukça fazla olduğundan alıcıya gelen toplam işaretin KSF D’si hesaplandığında, boğucu işaretin enerjisinin zaman ve frekansta nasıl dağıldığı bilgisi elde edilir. Boğucu işaretin kestiriminin yapılabilmesi için, sadece boğucu işaretin olduğu bölge kalacak şekilde KSF D imgesi eşiklenerek şablon bir imge oluşturulur. a ve b, KSF D imgesinin satır ve sütun sayısı olmak üzere, bu işlemin karmaşıklığı,  $2N^2 \log N$  çarpma ve  $2x a \times b$  karşılaştırmadır.



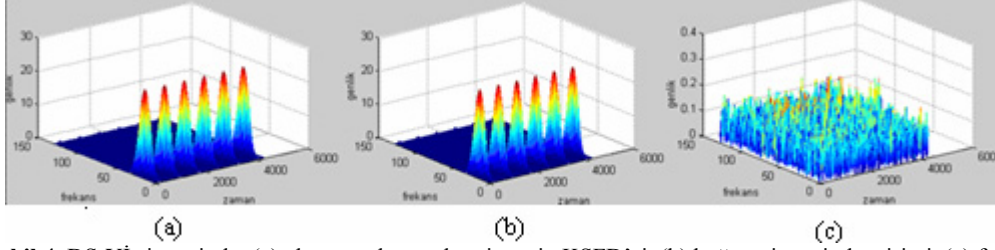
Şekil 3. (a) Alıcıya gelen toplam işaretin KSF D imgesi, (b) şablon imge.

Şekil 3.a’da boğucu işaretin doluluk - boşluk oranı % 33 olan tek bileşenli çörp olduğu durumda, DS-Yİ alıcısındaki toplam işaretin KSF D imgesi ve Şekil 3.b’de bu imgeden elde edilen şablon imge yer almaktadır. Şekil 4’de ise sisteme karışan boğucu işaret ve onun bu yöntem ile elde edilmiş kestirimi yer almaktadır.

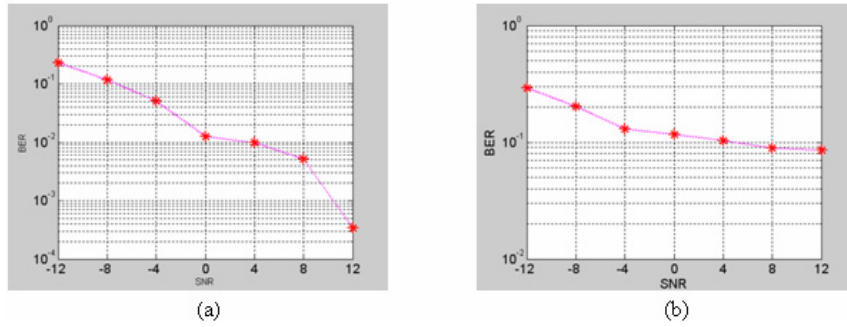
#### 5. Sonuçlar

Sistem benzetimlerinde, her bir veri bitinin dört BPSK sembolü ile modüle edildikten sonra CDMA tekniği ile gönderilmesi tasarlanmıştır. Tablo 1’de boğucu işaretin çıkarıldığı ve çıkarılmadığı durumlarda, verinin alıcıda doğru olarak alınabilme başarımları verilirken, Şekil 5.a ve 5.b’de ise sisteme kanalda karışan toplam Gauss

gürültüsüne bağlı olarak bu iki durumdaki sistemin BER performansı gösterilmektedir. Bu teknik kullanıldığında JSR 20 dB ve SNR 12 dB değerleri için BER  $10^{-3}$ 'den küçükken, bu teknik kullanılmadığında BER değeri  $10^{-1}$  mertebelerindedir.



Şekil 4. DS-Yİ sisteminde; (a) alıcıya gelen toplam işaretin KSFĐ'si, (b) boğucu işaretin kestirimi, (c) fark. Sistemin başarımı burada açıkça görülmektedir. Buna göre, boğucu işaret çıkarımının gerçekleştiği durumda verinin doğru olarak alınma başarımı önemli şekilde artmıştır. JSR-BER eğrisi ise Şekil 6'da verilmiştir. İleriki çalışmalarda kullanılan KSFĐ penceresinin türü veya uzunluğu değiştirilerek daha iyi çözümlüklü bir gösterim elde edilebilir. Sisteme kanal kodlama yapısı eklenerek kanal etkilerinden sistem korunabilir.



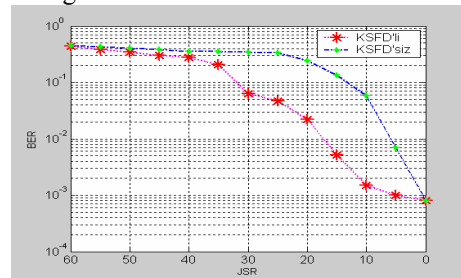
Şekil 5. JSR 20dB iken tek bileşenli boğucu işaret için, (a) boğucu işaret çıkarıldığında, (b) boğucu işaret çıkarılmadığında SNR-BER eğrisi.

SNR	Başarım (%)	
	Boğucu işaret çıkarılmadan	Boğucu işaret çıkarılarak
-12	50,90	59,25
-8	50,97	73,11
-4	51,14	87,79
0	51,18	94,98
4	51,30	97,63
8	51,21	98,90
12	51,31	99,50

Tablo 1. SNR-Verinin doğru olarak alınma başarım değişimi.

#### Kaynaklar

- [1] Groe, J. B. ve Larson, L. E. CDMA Mobile Radio Design, Artech House Publishers, 2000.
- [2] Amin, M. G., "Interference Mitigation in Spread Spectrum Communication Systems Using Time-Frequency Distributions," IEEE Trans. on Signal Proc., 45(1), 1997.
- [3] Tazebay M., Akansu, A., "Adaptive Subband Transforms in Time-Frequency Excisers for DSSS Communication Systems", IEEE Trans. Signal Proc., 43(11), 1995.
- [4] Wang, C., Amin, M.G., "Performance Analysis of Instantaneous Frequency-Based Interference Excision Techniques in Spread Spectrum Communications", IEEE Transactions on Signal Proc., 46(1), 1998.
- [5] Laster, J. D. ve Reed, J. H., "Interference Rejection in Digital Wireless Communications," IEEE Signal Proc. Mag., s.37-62, 1997.
- [6] Akan, A. ve Cekic, Y., "Interference Suppression in DSSS Communication Systems Using Instantaneous Frequency Estimation," The 6th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems - ICECS'99, 5 – 8 Sep. 1999, Paphos, Cyprus.
- [7] Milstein, L. ve Das, P., "An analysis of a real-time transform domain filtering digital communication system—Part I: Narrow-band interference rejection", IEEE Trans. Commun., 1980.
- [8] Groe, J.B., Larson, L.E., (2000), Cdma Mobile Radio Design, Artech House Publisher, London.
- [9] Rappaport, T.S., Wireless Communications: Principles and Practice, Prentice-Hall International (UK) Limited, 1. Baskı, Londra.
- [10] Aldırmaz, S., Yayılı Spektrum Haberleşmesinde Boğucu İşaret Çıkarımı, Yüksek Lisans tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği, İstanbul, 2006.



Şekil 6. JSR-BER değişimi.

# Durağan Olmayan Gezgin İletişim Kanallarında LMS, RLS ve SMI Adaptif Algoritmalarının Başarımlarının Karşılaştırılması

A. Şafak\*, M. İrez  
Başkent Üniversitesi

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

\* Tel: (0312) 2341010/1303 Fax: (0312) 2341051 E-posta: [asafak@baskent.edu.tr](mailto:asafak@baskent.edu.tr)

**Özet:** Adaptif anten sistemleri adaptif algoritmalar kullanarak ağırlık katsayılarını değiştirir, istenilen işaret yönünde demet kazancını maksimum yapar ve anten sıfırlarını girişim ve gürültü sinyalleri doğrultularına yaklaştırarak SNR ve SIR değerlerinin uygun sınırlarda kalmasını sağlar. Bu çalışmada durağan olmayan kanallarda LMS, RLS ve SMI algoritmalarını kullanan adaptif antenlerin sinyal izleme başarımları incelenmiş, çeşitli karşılaştırmalar yapılmıştır. Yapılan çalışmalarda yüksek kanal değişim hızlarında LMS ve RLS algoritmalarının büyük izleme kaybına uğradıkları, SMI algoritmasının duyarlı ve hızlı şekilde katsayıları ayarlayarak istenen sinyali izlediği gözlenmiştir.

## 1. Giriş

Adaptif antenler, istenen sinyal üzerinde çok yönlü sönümlemenin bozucu etkisini yok edip, girişim sinyallerini bastırarak gezgin iletişim sistemlerinin başarımlarını ve kapasitesini maksimum yaparlar. Kanal özelliklerinin hızlı değiştiği ortamlarda adaptif algoritmaların SINR oranını maksimum yapacak olan katsayıları çok hızlı ve duyarlı olarak hesaplaması gerekmektedir. Daha önceki teorik ve simülasyon çalışmalarında başarımlar ve kapasite hesaplarında çoğunlukla kanal değişim hızının düşük olduğu kabul edilmiştir [1-4]. Hesaplamaların yüksek hızlı sistemler için yapılması büyük önem taşımaktadır. Bu çalışmada durağan olmayan gezgin iletişim kanallarında LMS, RLS ve SMI adaptif algoritmalarının başarımları karşılaştırılmıştır. Elde edilen sonuçlar, hızlı değişen kanallarda LMS ve RLS algoritmalarının önemli ölçüde izleme kaybına uğradığını, SMI algoritmasının sinyal izlemede oldukça başarılı olduğunu göstermektedir.

## 2. LMS, RLS ve SMI Algoritmalarının Başarımı

**LMS Algoritması:** Ağırlık katsayılarının LMS algoritması ile yenilenmesi şu şekilde tanımlanmaktadır.

$$\mathbf{y}(n) = \mathbf{w}^H(n)\mathbf{x}(n), \quad \boldsymbol{\varepsilon}(n) = \mathbf{d}(n) - \mathbf{y}(n), \quad \mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu\mathbf{x}(n)\boldsymbol{\varepsilon}^*(n) \quad (1)$$

Burada, n örnek alma anı indis değerlerini ve LMS iterasyon adımını,  $\mu$  iterasyon yakınsama hızını kontrol eden adım büyüklüğünü,  $\mathbf{d}(n)$  algoritmanın referans işaretini gösterir.

**RLS Algoritması:**

$$\mathbf{k}(n) = \frac{\lambda^{-1}\mathbf{P}(n-1)\mathbf{u}(n)}{1 + \lambda^{-1}\mathbf{u}^H(n)\mathbf{P}(n-1)\mathbf{u}(n)} \quad (2)$$
$$\boldsymbol{\xi}(n) = \mathbf{d}(n) - \hat{\mathbf{w}}^H(n-1)\mathbf{u}(n)$$
$$\hat{\mathbf{w}}(n) = \hat{\mathbf{w}}(n-1) + \mathbf{k}(n)\boldsymbol{\xi}^*(n)$$
$$\mathbf{P}(n) = \lambda^{-1}\mathbf{P}(n-1) - \lambda^{-1}\mathbf{k}(n)\mathbf{u}^H(n)\mathbf{P}(n-1)$$

Burada,  $\mathbf{k}(n)$  kazanç vektörünü,  $\mathbf{P}(n)$  tap giriş vektörünün ilinti matrisinin tersini,  $\boldsymbol{\xi}(n)$  hatayı,  $\mathbf{d}(n)$  n inci zamandaki istenen yanıtı,  $\hat{\mathbf{w}}(n)$  ağırlık vektörünü,  $\delta$  pozitif sabit bir sayıyı gösterir.

**SMI Algoritması:**

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^H(t)], \quad \mathbf{r} = E[\mathbf{d}(t)\mathbf{x}(t)], \quad \mathbf{w}_{opt} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{r} \quad (3)$$

Burada,  $\mathbf{R}$  kovaryans matrisini,  $\mathbf{r}$  ilinti matrisini,  $\mathbf{w}$  ağırlık vektörünü gösterir.

## 3. Adaptif Anten Sistemlerinin Başarımı

i. Bağımsız Kestirim İçin BER:  $P_e(\gamma) = \frac{1}{2} \exp(-a\gamma) \quad a=1, \text{ DPSK}; a=0.5, \text{ NCFSK} \quad (4)$

Ortalama bit hata olasılığı:  $P_e = \int_0^{\infty} P_e(\gamma) p(\gamma) d\gamma, \quad \Psi_\gamma(z) = \int_0^{\infty} p(\gamma) \exp(-z\gamma) d\gamma \quad (5)$

Bağdaşısız kestirim için ortalama BER:  $P_e = \frac{1}{2} \Psi_{\gamma}(z)|_{z=a} = 0.5 \times \prod_{i=1}^M \frac{\exp\left(\frac{-K |t_i|^2 a A_i}{1 + a A_i}\right)}{(1 + a A_i)}$

$$A_i = \frac{a\gamma(1+N\gamma_u)}{(1+K)(1+E(\alpha_i)\gamma_u)}, \gamma = \frac{\gamma_d}{1+N\gamma_u}, \gamma_u = \frac{P_{ou}}{N_0}, \gamma_d = \frac{P_{od}}{N_0} \quad (6)$$

ii. Bağdaşımli Kestirim İçin BER:  $P_e(\gamma) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{a\gamma})$  a=1, BPSK; a = 0.5, BFSK (7)

Ortalama BER: 
$$P_e = \frac{\sqrt{a}}{2\pi} \int_a^{\infty} \frac{1}{z\sqrt{z-a}} \prod_{i=1}^M \frac{\exp\left(\frac{-K |t_i|^2 z R_i}{1 + z R_i}\right)}{1 + z R_i} dz \quad (8)$$

Rician sönümlü ve ilintili gölgelenmeli kanallarda ikili sinyallerin bağdaşısız kestirimi için BER:

$$BER = \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} P_e p(P_{od}, P_{ou}) dP_{od} dP_{ou} \quad (9)$$

$$BER = \prod_{i=1}^M \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\exp\left(\frac{-K |t_i|^2 a R_i}{1 + a R_i}\right)}{1 + a R_i} e^{-x^2} dx \quad (10)$$

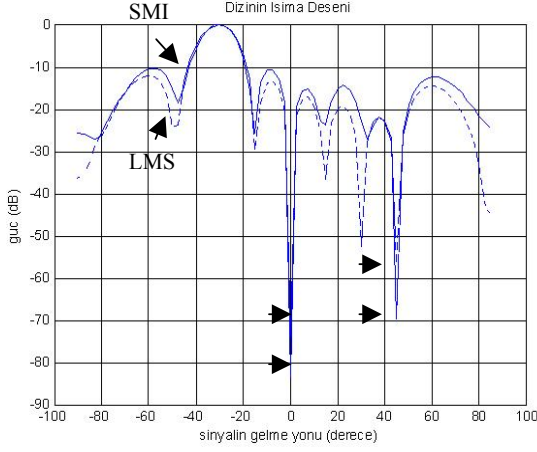
$$\Gamma_u = \frac{P_{od}}{P_{ou}} = \exp\left(\sqrt{2(\sigma_d^2 + \sigma_u^2 - 2\rho\sigma_d\sigma_u)} x + m_d - m_u\right) R_u^a \left(\frac{g+R_u}{g+1}\right)^b \quad (11)$$

#### 4. Sonuçlar

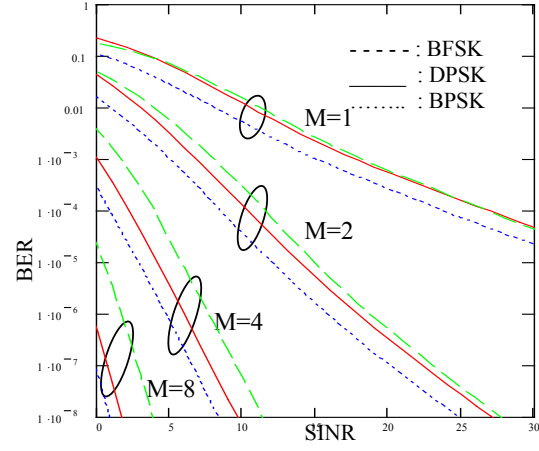
Şekil-1'de, 0° ve 45° ye yerleştirilmiş iki girişimci için; istenen sinyalin gelme yönü -30° alınarak, 8 elemanlı, doğrusal dizilimli adaptif anten dizisinde, LMS ve SMI algoritmalarıyla girişimcilerin bastırılması karşılaştırılmıştır. SMI algoritmasının girişimcileri daha iyi bastırdığı gözlenmiştir. Şekil-2'de Ricean sönümlü ortamda (K=6 dB) N=1 girişimci ve M=1, 2, 4, 8 anten elemanı için BER üzerinde modülasyonun etkisi incelenmiştir. Dizi eleman sayısının artması ile BER'in düştüğü gözlenmiştir. Bağdaşımli modülasyonun bağdaşısız modülasyondan daha iyi başarımla sergilediği gözlenmiştir. Şekil-3'de LMS algoritması için BER üzerinde evreyum zamanı T<sub>c</sub> ve adım büyüklüğü μ'nun etkisi görülmektedir. Şekil-3'de görüldüğü gibi yavaş sönümlü kanallarda (T<sub>c</sub> = 1000 ve 2000 sembol periyodu) LMS algoritmasının başarılı olduğu gözlenmiştir. Hızlı sönümlü kanallarda (T<sub>c</sub> = 25 ve 50 sembol periyodu) algoritmanın başarısız olduğu gözlenmiştir. RLS algoritması için de benzer sonuçlar elde edilmiştir. Şekil-4'de 8 elemanlı anten dizisinde SNR=10 dB, SIR=-20 dB için LMS, RLS, SMI algoritmalarının karşılaştırılması yapılmıştır. SMI algoritmasının en iyi başarımla sağladığı gözlenmiştir. Şekil-5'de 8 elemanlı anten dizisinde LMS algoritması üzerinde SNR ve adım büyüklüğü μ'nun etkisi incelenmiştir. μ'nun büyük değerlerinde, LMS algoritması daha hızlı yakınsamaktadır. Buna karşılık olarak μ'nun artması ile MSE değeri artmaktadır. Şekil-6'da 8 elemanlı anten dizisinde RLS algoritması üzerinde SNR ve unutma katsayısı λ'nın etkisi incelenmiştir. λ'nın değerleri küçüldükçe MSE değeri artmaktadır. Şekil-5 ve 6 karşılaştırıldığında SNR'nin artmasıyla MSE'nin düştüğü dolayısıyla sistemin başarımlarının arttığı gözlenmiştir.

#### Kaynaklar

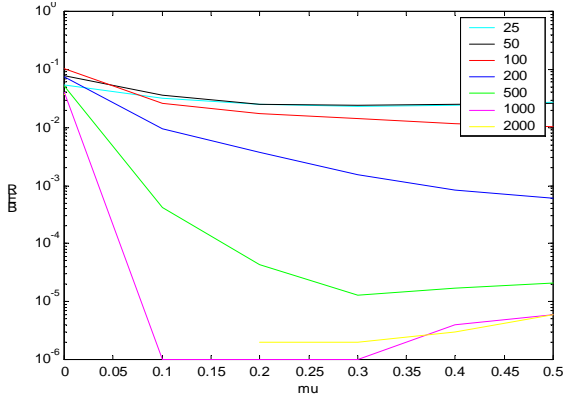
- [1] Winters J.H., "Signal Acquisition and Tracking with Adaptive Arrays in the Digital Mobile Radio System IS-54 with Flat Fading", IEEE Trans.Vehic.Tech. vol.42, s.377-384, Kasım 1993.
- [2] Valentine A.Aalo ve J. Zhang, "Performance of Antenna Array Systems with Optimum Combining in a Rayleigh Fading Environment", IEEE Comm. Letters, vol.4, no.4, s.125-127, Nisan 2000.
- [3] Tien D. Pham ve Keith G. Balmain, "Multipath Performance of Adaptive Antennas with Multiple Interferers and Correlated Fading", IEEE Trans.Vehic.Tech. vol.48, no.2, s.342-352, Mart 1999.
- [4] J.Salz ve J.H.Winters, "Effect of Fading Correlation on Adaptive Arrays in Digital Mobile Radio", IEEE Trans.Vehic.Tech. vol.43, no.4, s.1049-1057, Kasım 1994.



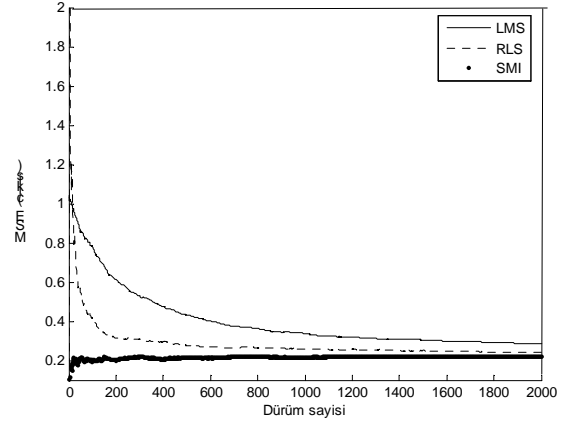
**Şekil-1** 8 elemanlı, doğrusal dizimli anten dizisinde, LMS ve SMI algoritmalarıyla 2 girişimcinin bastırılması. Girişim sinyallerinin gelme yönleri:  $0^\circ$  ve  $45^\circ$ . İstenen sinyalin gelme yönü:  $-30^\circ$ .



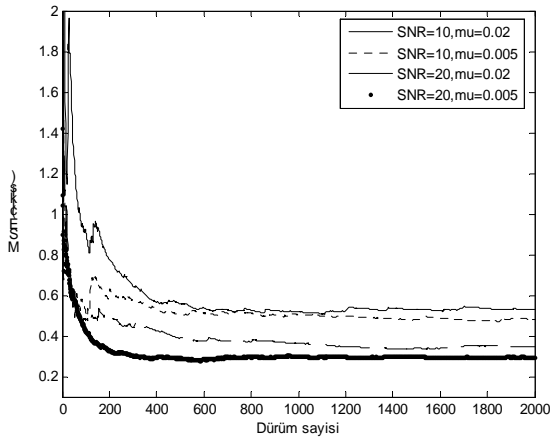
**Şekil-2** Rician sönümlü ortamda ( $K=6\text{dB}$ ),  $N=1$  girişimci ve  $M = 1,2,4,8$  anten elemanı için, BFSK, DPSK ve BPSK modülasyonlarının BER üzerindeki etkisi.



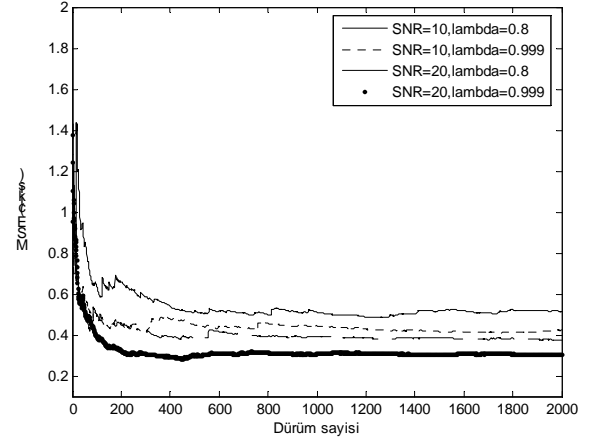
**Şekil-3** LMS algoritması için BER'in  $\mu$ 'ye göre değişimi. Evreyum zamanı  $T_c=25, 50, 100, 200, 500, 1000, 2000$  (yukarıdan aşağıya doğru) alınmıştır.



**Şekil-4** 8 Elemanlı anten dizisinde  $\text{SNR}=10\text{dB}$ ,  $\text{SIR}=-20\text{dB}$  için LMS, RLS, SMI algoritmalarının karşılaştırılması



**Şekil-5** 8 elemanlı anten dizisinde LMS algoritması üzerinde SNR ve adım büyüklüğü  $\mu$ 'nin etkisi



**Şekil-6** 8 elemanlı anten dizisinde RLS algoritması üzerinde SNR ve unutmada katsayısı  $\lambda$ 'nın etkisi

# A Novel Implementation Method for Anticausal IIR Digital Filter Banks

Umut Sezen<sup>†</sup>

Department of Electrical and Electronic Engineering  
Hacettepe University

**Abstract** — A novel and efficient method which addresses both the perfect reconstruction and the signal extension problems of polyphase IIR filter banks is presented. The method involves embedding the final filter states of the analysis filters into the analysis output in a nonexpansive way in the analysis stage and still satisfying perfect reconstruction by solving a system of linear equations in the synthesis stage in order to recover the lost data due to filter state embedding. The superiority of the proposed method is justified by the presented image coding results.

## 1 Introduction

Perfect reconstruction property of a maximally decimated infinite impulse response (IIR) filter bank based on a polyphase implementation as shown in Figure 1 requires the synthesis polyphase filters to be the inverses of the analysis polyphase filters. In most cases the inverses have poles outside the unit circle resulting in unstable synthesis filters. This difficulty is overcome by implementing the inverses as anticausal filters because anticausal filters with poles outside the unit circle are stable. Anticausal inverses for IIR filter banks were introduced by Husoy and Ramstad [1], and then conditions for perfect reconstruction were investigated by Chen and Vaidyanathan [2]. Thus perfect reconstruction is achieved by decomposing polyphase filters into minimum- and maximum-phase components in the analysis stage, e.g.  $E(z) = B(z)G(z)$ , and implementing the anticausal inverse of the maximum-phase component and the causal inverse of the minimum-phase component in the synthesis stage, e.g.  $R(z) = G^{-1}(z^{-1})B^{-1}(z)$ , provided that the initial filter states of the anticausal inverse are set correctly related to the final filter states of the maximum-phase component [3, 4].

In this paper we suggest a new method to include the final filter states of the analysis maximum-phase filters into their filter output in a nonexpansive way and recovering the lost information due to nonexpansive embedding by solving a system of linear equations which is simply described by a constant matrix. The method improves on the previous methods [4, 5] to a more powerful and more

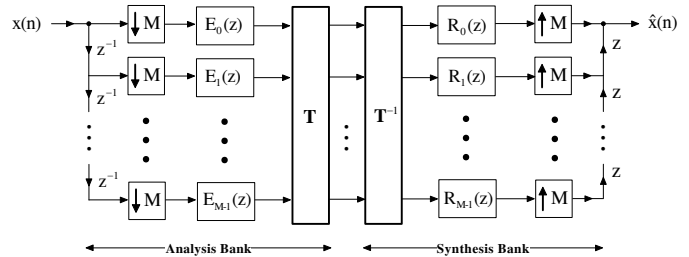


Figure 1: Polyphase implementation of a uniform maximally decimated  $M$ -channel filter bank where  $\mathbf{T}$  is a modulation matrix e.g. the DFT matrix.

complete (or comprehensive) solution covering the signal extension solutions at the boundaries reducing the transient effects [6, 7]. We will start with explaining anticausal inverses and the relationship between the initial filter states of the anticausal inverse and the final filter states of the maximum-phase filter. Later we will explain our embedded filter states (EFS) method in terms of the procedures to be implemented in both the analysis and synthesis stages. Finally we will present the image compression results and our conclusion.

## 2 Anticausal inverses

Given that a causal stable maximum-phase filter has following state-space description

$$\begin{bmatrix} \mathbf{s}(n+1) \\ y(n) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{C} & \mathbf{D} \end{bmatrix}}_{\mathbf{R}} \begin{bmatrix} \mathbf{s}(n) \\ x(n) \end{bmatrix} \quad (1)$$

where  $\mathbf{s}(n) = [s_1(n) \ s_2(n) \ \dots \ s_N(n)]^T$  is the state-vector,  $x(n)$  is the filter input,  $y(n)$  is the filter output, and  $\mathbf{R}$  is said to be the realisation matrix of the implementation. After processing an  $L$ -sample filter input  $x(n)$ , we would have an  $L$ -sample filter output  $y(n)$ , and the final state-vector  $\mathbf{s}(L)$ .

Let us to recover the filter input  $x(n)$  from the filter output  $x(n)$  using the inverse filter  $G^{-1}(z)$ . As the inverse filter  $G^{-1}(z)$  will be unstable, we have to implement the inverse filter as an anticausal filter  $\hat{G}(z) = G^{-1}(z^{-1})$ . Let us write down the state-space description for the anticausal inverse filter

<sup>†</sup>E-mail: u.sezen@ee.hacettepe.edu.tr



$$\hat{G}(z), \quad \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{s}}(n+1) \\ \hat{y}(n) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{A}} & \hat{\mathbf{B}} \\ \hat{\mathbf{C}} & \hat{\mathbf{D}} \end{bmatrix}}_{\hat{\mathbf{R}}} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{s}}(n) \\ \hat{x}(n) \end{bmatrix} \quad (2)$$

and let the realisation matrix of  $\hat{G}(z)$  to be the inverse of the realisation matrix of  $G(z)$ , i.e.  $\hat{\mathbf{R}} = \mathbf{R}^{-1}$ .

Since the filter input of  $\hat{G}(z)$  is the time-reversed filter output  $G(z)$  of i.e.  $\hat{x}(n) = y(L-1-n)$ , the filter output of  $\hat{G}(z)$  should also be the time-reversed filter input of  $G(z)$  i.e.

$$\hat{y}(n) = x(L-1-n), \quad (3)$$

when we let the initial state-vector of  $\hat{G}(z)$  be the final state-vector of  $G(z)$  i.e.  $\hat{\mathbf{s}}(0) = \mathbf{s}(L)$  [2]. Ultimately the two state-vectors are related as

$$\hat{\mathbf{s}}(n) = \mathbf{s}(L-n) \quad (4)$$

which can be derived using equations (2) and (2) [2].

### 3 Embedded filter states (EFS) method

The embedded filter states (EFS) method can be explained simply that in the analysis stage, the final filter states of  $G(z)$  are embedded into the filter output in a nonexpansive way in order to ensure that the final output has the same number of samples as the filter input. In other words after processing  $L$ -sample input and appending the final filter states  $\mathbf{s}(L)$  ( $N$  samples) to the filter output, only the last  $L$  samples are retained. In the synthesis stage the procedure is to recover the input signal of the analysis stage using the anticausal inverses of the filters used in the analysis stage. The following sections explain the use of linear algebra concepts in order to recover the first  $N$ -samples of the input signal although the first  $N$ -samples of the filter outputs were discarded and how to incorporate the signal extension concepts within the EFS algorithm.

### 4 Final-state and final-output equations

Using the iterative next-state equations given in (1), we can arrive at the non-iterative representation of final filter state-vector  $\mathbf{s}(N)$ , in terms of an filter  $N$ -sample input-vector  $\mathbf{x} = [x(0) \ x(1) \ \dots \ x(N-1)]^T$  and initial filter state-vector  $\mathbf{s}(0)$

$$\mathbf{s}(N) = \mathbf{Q} \mathbf{s}(0) + \mathbf{P} \mathbf{x} \quad (5)$$

where both  $\mathbf{Q}$  and  $\mathbf{P}$  are  $N \times N$  matrices. Let us call this equation the *final-state equation* and the

matrices  $\mathbf{Q}$  and  $\mathbf{P}$  as the *initial-state-to-final-state* (ISFS) matrix and the *input-to-final-state* (IFS) matrix respectively. Note that, for FIR filters  $\mathbf{Q} = 0$ .

Similarly we can write down the filter output-vector  $\mathbf{y}$  in terms of filter input-vector  $\mathbf{x}$  and initial filter state-vector  $\mathbf{s}(0)$

$$\mathbf{y} = \mathbf{V} \mathbf{s}(0) + \mathbf{U} \mathbf{x} \quad (6)$$

where both  $\mathbf{V}$  and  $\mathbf{U}$  are  $N \times N$  matrices. Let us call this equation the *final-output equation* and the matrices  $\mathbf{V}$  and  $\mathbf{U}$  as the *input-to-final-output* (IFO) matrix and the *initial-state-to-final-output* (ISFO) matrix respectively.

The input vector  $\mathbf{x}$  can be recovered from the final-state equation by solving the system of linear equations represented by

$$\mathbf{P} \mathbf{x} = \mathbf{s}(N) - \mathbf{Q} \mathbf{s}(0) \quad (7)$$

with known  $\mathbf{s}(N)$  and  $\mathbf{s}(0)$ . Thus the input vector  $\mathbf{x}$  is given by

$$\mathbf{x} = \mathbf{P}^{-1} [\mathbf{s}(N) - \mathbf{Q} \mathbf{s}(0)]. \quad (8)$$

This equation reduces to

$$\mathbf{x} = \mathbf{P}^{-1} \mathbf{s}(N). \quad (9)$$

with zero initial conditions. This equation lets us to recover the input signal from the final states of the filter.

#### 4.1 Derivation of IFS and IFO matrices: $\mathbf{P}$ and $\mathbf{U}$

Let us define  $\mathbf{i}_k$  as the  $k$ -th column of an  $N \times N$  identity matrix  $\mathbf{I}_N$ , i.e.

$$\mathbf{I}_N = [\mathbf{i}_1 \ \mathbf{i}_2 \ \dots \ \mathbf{i}_k \ \dots \ \mathbf{i}_N], \quad (10)$$

let  $\mathbf{s}^{(k)}(n)$  and  $\mathbf{y}^{(k)}$  be the final filter state-vectors and the filter output-vectors—containing the last  $N$  samples of the filter output—, obtained after processing the unit filter inputs  $\mathbf{x}^{(k)} = \mathbf{i}_k$  and with zero initial conditions  $\mathbf{s}^{(k)}(0) = 0$  using the state-space description given by (1), i.e.

$$\begin{aligned} \mathbf{x}^{(k)} &= \mathbf{i}_k \\ \mathbf{s}^{(k)}(0) &= 0 \end{aligned} \quad (11)$$

where  $1 \leq k \leq N$ . Then IFS matrix  $\mathbf{P}$  is given by

$$\mathbf{P} = [\mathbf{s}^{(1)}(N) \ \dots \ \mathbf{s}^{(k)}(N) \ \dots \ \mathbf{s}^{(N)}(N)]. \quad (12)$$

Hence each  $\mathbf{s}^{(k)}(N)$  is the weight-vector of the input sample  $x(k-1)$  on the final filter state-vector  $\mathbf{s}(N)$ .

Similarly IFO matrix is given by

$$\mathbf{U} = [\mathbf{y}^{(1)} \quad \mathbf{y}^{(2)} \quad \dots \quad \mathbf{y}^{(k)} \quad \dots \quad \mathbf{y}^{(N)}]. \quad (13)$$

In most cases except the application of EFS method to infinite-length signals in fragments we will always have zero input conditions eliminating the need to derive ISFS and ISFO matrices  $\mathbf{Q}$  and  $\mathbf{V}$ . However  $\mathbf{Q}$  and  $\mathbf{V}$  can be calculated in the same manner, where in this case input vectors are initialized to zero,  $\mathbf{x}^k = 0$  and the input state vectors are unit vectors,  $\mathbf{s}^k(0) = \mathbf{i}_k$ .

#### 4.2 Derivation of final-state and final-output equation matrices under signal extension

In real applications e.g. image coding, we have to consider signal extension in order to ensure border continuity. Here we will assume that the signal is extended by  $N$  samples at the left boundary, that is, filter inputs  $\mathbf{x}^{(k)}(n)$  in the algorithms above in Section 4.1 would be  $2N$  samples instead of  $N$  samples. For example, below we present the necessary filter input value used in Section 4.1 in order to obtain the correct IFS matrix  $\mathbf{P}$  according to the half-sample symmetric signal extension:

Half-sample symmetry at the left-boundary (LHS)

$$\mathbf{x}^{(k)} = [\mathbf{i}_{N-k+1}^T \quad \mathbf{i}_k^T]^T, \quad 1 \leq k \leq N \quad (14)$$

Let  $\mathbf{P}_L$  to represent the IFS matrix supporting signal extension at the left-boundary for future correspondence.

Although signal extensions at the left-boundary can be reflected exactly with the calculation of the IFS matrix  $\mathbf{P}$ , signal extension at the right-boundary can not be reflected exactly but only approximately. In order to do so, we are going to estimate the output samples,  $y(L)$  to  $y(L+N-1)$ , which correspond to the filter output for the right-boundary extended samples,  $x(L)$  to  $x(L+N-1)$  in terms of the final filter state-vector  $\mathbf{s}(L)$ , i.e.

$$\mathbf{y}_R \cong \tilde{\mathbf{y}}_R = \mathbf{K}\mathbf{s}(L) \quad (15)$$

where  $\mathbf{y}_R = [y(L) \quad y(L+1) \quad \dots \quad y(L+N-1)]^T$  and  $\mathbf{K}$  is an  $N \times N$  matrix.

The expression for  $\mathbf{K}$  is derived by considering a  $N$ -sample input signal. Let  $\mathbf{U}_R$  represent the IFO matrix derived with zero initial conditions using the filter input-vectors defined for an  $N$ -sample signal extension at the right boundary, e.g.

Half-sample symmetry at the right-boundary (RHS)

$$\mathbf{x}^{(k)} = [\mathbf{i}_k^T \quad \mathbf{i}_{N-k+1}^T]^T, \quad 1 \leq k \leq N \quad (16)$$

and  $\mathbf{P}$  represent the IFS matrix derived with the unit input vectors as given in (11). Let us write down the following final-output and final-state equations for zero initial conditions

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_R &= \mathbf{U}_R \mathbf{x} \\ \mathbf{s}(N) &= \mathbf{P} \mathbf{x} \end{aligned} \quad (17)$$

and the relationship between the two quantities as

$$\mathbf{y}_R = \mathbf{K}\mathbf{s}(N) \quad (18)$$

then  $\mathbf{K}$  is given by

$$\mathbf{K} = \mathbf{U}_R \mathbf{P}^{-1}. \quad (19)$$

Note that  $\mathbf{K}$  is constant and needs to be initialized only once for each filter.

### 5 EFS algorithm

Let  $G(z)$  be an  $N$ -th order maximum-phase filter,  $x(n)$  denote the  $L$ -sample filter input,  $y(n)$  denote the corresponding  $L$ -sample filter output,  $v(n)$  denote the final  $L$ -sample EFS analysis output and  $\hat{v}(n)$  denote the final  $L$ -sample EFS analysis output. The aim is to achieve  $\hat{v}(n) = x(n)$ .

Analysis Stage:

1. Initialize  $G(z)$  with the filter-state vector  $\mathbf{t}(0) = \mathbf{P}_L \mathbf{r}$  where  $\mathbf{r}$  holds the first  $N$  samples,  $x(0)$  to  $x(N-1)$ , of the input signal. Then filter the rest of the  $(L-N)$  samples,  $x(N)$  to  $x(L-1)$ , with  $G(z)$ , and obtain the filter output  $z(n)$  and final state-vector  $\mathbf{t}(L-N)$ , where the filter output  $z(n)$  is

$$z(n) = \{y(N), y(N+1), \dots, y(L-1)\} \quad (20)$$

2. Derive the approximate filter output for the right-boundary extended samples using the final filter state-vector

$$\tilde{\mathbf{y}}_R = \mathbf{K} \mathbf{t}(L-N). \quad (21)$$

3. Obtain the EFS analysis output  $v(n)$  by appending the calculated boundary samples to the filter output  $z(n)$ , i.e.

$$v(n) = \{y(N), \dots, y(L), \tilde{y}_R(0), \dots, \tilde{y}_R(N-1)\} \quad (22)$$

Synthesis Stage:

1. Initialize the anticausal inverse filter  $\hat{G}(z)$  with the last  $N$  samples of  $v(n)$  by solving the linear equation  $\mathbf{K}\hat{\mathbf{t}}(0) = \tilde{\mathbf{y}}_R$ , i.e.

$$\hat{\mathbf{t}}(0) = \mathbf{K}^{-1} \tilde{\mathbf{y}}_R. \quad (23)$$

Then set  $\hat{u}(n)$  to be time-reversed version of the remaining samples of  $v(n)$ , i.e.

$$\hat{u}(n) = \{y(L), y(L-1), \dots, y(N)\} \quad (24)$$

- Filter  $\hat{u}(n)$  with  $\hat{G}(z)$ , and obtain the filter output  $\hat{z}(n)$  and final-state vector  $\hat{\mathbf{t}}(L - N)$ . From (3) and (4) we can deduce that  $\hat{z}(n)$  and  $\hat{\mathbf{t}}(L - N)$  would be equal to

$$\hat{z}(n) = \{x(L), x(L - 1), \dots, x(N)\} \quad (25)$$

and

$$\hat{\mathbf{t}}(L - N) = \mathbf{t}(0). \quad (26)$$

- Solve the system of linear equations given by  $\mathbf{P}_L \hat{\mathbf{r}} = \hat{\mathbf{t}}(L - N)$ . The solution of the linear equation is given by

$$\hat{\mathbf{r}} = \mathbf{P}_L^{-1} \hat{\mathbf{t}}(L - N). \quad (27)$$

From (9), (26) and (27) and we can deduce that  $\hat{\mathbf{x}}$  would be equal to

$$\hat{\mathbf{r}} = [x(0) \quad x(1) \quad \dots \quad x(N - 1)]^T \quad (28)$$

- Obtain the EFS synthesis output  $\hat{v}(n)$  by appending the filter output  $\hat{z}(n)$  in reverse order to the elements of the solution vector  $\hat{\mathbf{r}}$ , i.e.

$$\hat{v}(n) = \{\hat{r}_1, \dots, \hat{r}_N, \hat{z}(L - N - 1), \dots, \hat{z}(0)\} \quad (29)$$

When the signal extension support is not needed,  $\mathbf{P}_L$  is replaced with  $\mathbf{P}$  and  $\mathbf{K}$  is replaced with the identity matrix  $\mathbf{I}_N$ .

## 6 Results

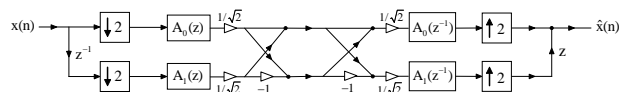


Figure 2: Allpass-based two-channel filter bank.

All results are obtained using a dyadic 6-scale wavelet transform based on the allpass-based two-channel filter bank shown in Figure 2. Allpass filters  $A_0(z)$  and  $A_1(z)$  are designed to have approximately linear phase (ALP) analysis and synthesis filters [8]. These 2nd order allpass filters have the following transfer functions

$$A_0(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}, \quad A_1(z) = \frac{a_0 - a_1 z^{-1} - a_2 z^{-2}}{a_0 - a_1 z^{-1} - a_2 z^{-2}}$$

where  $a_0 = 1$ ,  $a_1 = -0.19$  and  $a_2 = 0.04$ . We are going to compare our results obtained with the conventional circular convolution algorithm [9]. Table 1 shows the peak-signal-to-noise-ratio (PSNR) results of the  $512 \times 512$  Lena 8 bpp greyscale image at various compression ratios encoded with the code-table enhanced version [5] of the SPIHT algorithm [10], for the three methods: circular convolution (CC); embedded filter

Impl. Method	Compression ratio				
	8:1	16:1	32:1	64:1	128:1
CC	39.88	36.56	33.32	30.33	27.73
EFS	39.99	36.77	33.61	30.65	27.99
EFS-HS	40.13	36.95	33.82	30.85	28.11
DB97	40.15	37.01	33.90	30.91	28.10

Table 1: Image compression results of the 'Lena' image in terms of PSNR (dB) values for different compression ratios.

states without signal extension (EFS), and embedded filter states with (left and right boundary) half-symmetric extension (EFS-HS) support. The results show that on average the EFS, and EFS-HS results are 0.24 dB and 0.41 dB better than the CC results respectively. Compression results using the Daubechies Biorthogonal 9/7 (DB97) wavelet [11] which is selected as the default wavelet transform for lossy image compression by the JPEG 2000 standard is also included for comparison. The results show that EFS-HS implementation produce competitive results against DB97 whose compression results are obtained applying whole-sample symmetric extension.



Figure 3: Lena image compressed at 32:1 compression ratio using the EFS-HS algorithm.

The visual quality of the reconstructed images also plays a major role in the comparison of the filtering algorithms. Figure 4(a), Figure 4(b), Figure 5(a) and Figure 5(b) show the top-left and bottom-right parts extracted from the reconstructed Lena images compressed at 32:1 compression ratio using the CC and EFS-HS algorithms respectively. Visual artefacts due to CC near the top-left and bottom-right borders are clearly seen

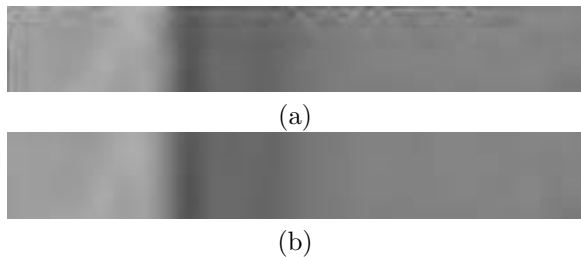


Figure 4: Top-left parts of the reconstructed Lena images compressed at 32:1 compression ratio using the CC and EFS-HS algorithms.

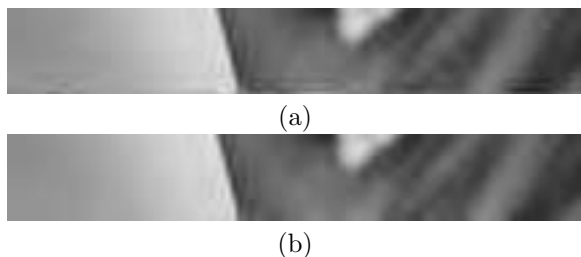


Figure 5: Bottom-right parts of the reconstructed Lena images compressed at 32:1 compression ratio using the CC and EFS-HS algorithms.

in figures 4(a) and 5(a). However if EFS with full signal extension support is employed, then no visual artefacts present in the reconstructed images as shown in figures 4(b) and 5(b).

## 7 Conclusion

We have presented the EFS method which eliminates the need for transferring the final filter states from the analysis bank to the synthesis bank explicitly. This is achieved by implicitly embedding the final filter states into the analysis output stream in a nonexpansive way. Use of circular convolution also eliminates the need for the transmission of filter states, but causes visual artefacts in the reconstructed images. We have shown that the EFS method with the support for continuity at signal boundaries is superior to circular convolution in both PSNR and visual quality aspects. Another advantage of EFS is that it is as fast and as efficient as the linear convolution in terms of execution speed once the EFS matrices  $\mathbf{P}$  and  $\mathbf{K}$  are initialized. The fraction of difference in performance with the linear convolution is less than %1.

## References

[1] John Hakon Husoy and Tor A. Ramstad, "Subband coding of images employing an efficient parallel filter bank," in *Proc. Of SPIE on*

*Visual Communications and Image Processing IV*. Nov. 1989, pp. 752–763, SPIE.

- [2] P. P. Vaidyanathan and Tsuhan Chen, "Role of anticausal inverses in multirate filterbanks—part I: System-theoretic fundamentals," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 43, no. 5, pp. 1090–1102, May 1995.
- [3] Charles D. Creusere and Sanjit K. Mitra, "Image coding using wavelets based on perfect reconstruction IIR filter banks," *IEEE Trans. on Circuits and Systems for Video Technology*, vol. CSVT-6, no. 5, pp. 447–458, Oct. 1996.
- [4] Umut Sezen and Stuart S. Lawson, "Anticausal inverses for digital filter banks," in *Proc. ECCTD'01*, Helsinki, Finland, Aug. 2001, vol. I, pp. 229–232.
- [5] Umut Sezen, *Anticausal Inverses for IIR Filter Banks, Quincunx Wavelets and Image Coding*, Ph.D. thesis, University of Warwick, April 2003.
- [6] Fredrik Gustafsson, "Determining the initial states in forward-backward filtering," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 44, no. 4, pp. 988–992, Apr. 1996.
- [7] M.E.D. Jimenez and N.G. Prelcic, "Linear boundary extensions for finite length signals and paraunitary two-channel filterbanks," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 52, no. 11, pp. 3213–3226, Nov. 2004.
- [8] Stuart S. Lawson and A. Klouche-Djedid, "Technique for design of two-channel approximately linear phase QMF filter bank and its application to image compression," *IEE Proc. on Vision Image and Signal Processing*, vol. 148, no. 2, pp. 85–92, Apr. 2001.
- [9] Mark J. T. Smith and Steven L. Eddins, "Analysis/Synthesis techniques for subband image coding," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, vol. 38, no. 8, pp. 1446–1456, Aug. 1990.
- [10] Amir Said and William A. Pearlman, "A new fast and efficient image codec based on set partitioning in hierarchical trees," *IEEE Trans. on Circuits and Systems for Video Technology*, vol. 6, no. 3, pp. 243–250, June 1996.
- [11] M. Antonini, M. Barlaud, P. Mathieu, and I. Daubechies, "Image coding using the wavelet transform," *IEEE Trans. on Image Processing*, vol. 1, no. 2, pp. 205–220, Apr. 1992.

# GAUSS ORTAMDA SABİT YANLIŞ ALARM ORANI (SYAO - CFAR) RADAR SEZİMİ

Zeynep ARSLAN, Yrd.Doç. Mücahit K. ÜNER \*  
Türkiye İstatistik Kurumu  
Bakanlıklar, Ankara  
zeyarslan@gmail.com

\* Hacettepe Üniversitesi  
Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Beytepe, Ankara 06530  
[muco@ee.hacettepe.edu.tr](mailto:muco@ee.hacettepe.edu.tr)

*Bu çalışmada, N darbe üzerinden Sezim Sonrası Toplama (SST) ve İkili Entegrasyon (İE) algoritmalarını kullanan radar işlemcilerinin başarımları incelenmiştir. Ortam ile ilgili dağılım parametrelerinin bilindiği durumlarda ideal ve bilinmediği durumlarda SYAO alıcı kullanılan radar işlemcilerinin başarımları karşılaştırılmış ve tek darbe kullanarak sezim yapan sistemlere göre kazançlar hesaplanmıştır.*

## 1. GİRİŞ

Ortamın istatistiksel yapısının ideal olarak bilindiği durumlarda en iyi başarımları sabit eşik değerli alıcılar sağlar. Ortama ait dağılım türünün bilinip, parametrelerinin bilinmediği durumlarda, çevresel yansıma gücünü kestirilerek sisteme ait yanlış alarm olasılığını ortalama sabit bir değerde tutan adaptif eşik değerli Sabit Yanlış Alarm Olasılığı (SYAO) radar işlemcileri bir çözüm olarak önerilmektedir.[2] SYAO tekniğinde, ortalama çevresel yansıma gücü kestirilerek adaptif bir eşik değeri belirlenir ve böylelikle yanlış alarm olasılığı kontrol altına alınır. Eşik değeri, ortalama yanlış alarm olasılığının istenen değerde olmasını sağlayan sabit bir  $T$  çarpanı ve SYAO işlemcinin çevresel yansıma gücü kestirimi olan  $Z$ 'den oluşmaktadır.  $Z$ , referans hücrelerinde bulunan birbirinden bağımsız örnekleri kullanarak elde edilen çevresel yansıma gücünün kestirimidir. SYAO tekniğinde, çevresel yansımanın dağılım türünün bilindiği, parametrelerinden en az birinin (ölçek) bilinmediği varsayılır. Bu tip alıcılarda yanlış alarm olasılığı, ortamın ölçeklendirme parametresinden bağımsız olarak elde edilir.

Mashade, bilinen aritmetik ortalamalı ve sıralı istatistikli SYAO algoritmalarını  $N$  darbeye uyarlayarak, başarımlarını tektür olmayan ortamlar için incelemiştir.[1] Bu çalışmada,  $N$  darbe kullanılarak, Gauss ortam ve Swerling-1 hedef tipi varsayımıyla söz konusu modellerin başarımları incelenmiştir. Bölüm 2'de, çalışmada kullanılan SST-SYAO ve İE-SYAO modelleri tanımlanmış ve başarımların denklemleri verilmiştir. Bölüm 3'de, modellerin başarımlarının performansları incelenmiştir.

## 2. SEZİMLEYİCİ MODELLERİ

Radar uygulamalarında gönderilen darbe kadar, alıcı mekanizmada alınan darbenin ne şekilde işlendiği, başarımları ciddi anlamda etkilemektedir. Ortam hakkındaki bilginin yeterliliğine göre, çalışmada kullanılan teknikler, Çizelge 2.1'de verilmiştir.

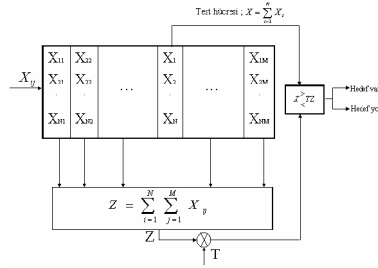
	Gürültü/çevresel yansıma istatistiği parametreleriyle biliniyor (ideal durum)	Gürültü/çevresel yansıma istatistiği biliniyor, parametreler bilinmiyor
Kullanılan sezimleme tekniği	Sezim sonrası toplama (SST)	SST-SYAO
	İkili entegrasyon (İE)	İE-SYAO

Çizelge 2.1. Ortam hakkındaki bilgiye dayalı olarak kullanılan sezimleme teknikleri

### 2.1. SST- SYAO

Şekil 2.1.1'de SST-SYAO modeli tanımlanmıştır.  $X_{ij}$ ; Gauss ortamdan gelen sinyallerin kare alan sezimleyici çıktılarını ifade etmektedir. Burada,  $i$  indeksi darbe numarasını,  $j$  indeksi ise SYAO radar işlemcisinde  $j$ 'nci referans pencere darbe örnekleme noktasını ifade etmektedir. Bu tip bir alıcıda, yanlış alarm olasılığı,  $P_f$ , Eş. 2.1.1 ifadesi hesaplanarak bulunur:

$$P_f = E_z[\Pr(X > TZ | Z, H_0)] \quad (2.1.1)$$



Şekil 2.1.1 SST-SYAO modeli blok şeması

Eş.2.1.1 ve ortama ait istatistiksel dağılımlar kullanılarak,  $P_f$  ifadesi, Eş. 2.1.2'ye indirgenir.

$$P_f = \frac{T^{N-1}}{(N-1)!(MN-1)!(1+T)^{N(M+1)-1}} \left[ (N(M+1)-2)! + \sum_{k=1}^{N-1} \left( \frac{1+T}{T} \right)^k [(N-1)(N-2) \dots (N-k)] [N(M+1)-k-2]! \right] \quad (2.1.2)$$

Benzer şekilde, sezim olasılığı,  $P_d$ , Eş. 2.1.3 ile ifade edilir. Eş. 2.1.4'de sistemin  $P_d$  başarımı verilmiştir.

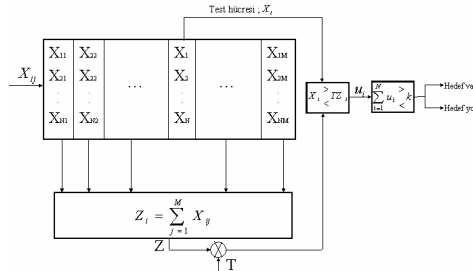
$$P_d = E_z[\Pr(X > TZ | H_1)] \quad (2.1.3)$$

$$P_d = \frac{(1+SNR)^{MN} T^{N-1}}{(N-1)!(MN-1)!(1+SNR+T)^{N(M+1)-1}} \left[ (N(M+1)-2)! + \sum_{k=1}^{N-1} \left( \frac{(1+SNR)+T}{T} \right)^k [(N-1) \dots (N-k)] [N(M+1)-k-2]! \right] \quad (2.1.4)$$

Eş. 2.1.4'de kullanılan SNR sembolü, sinyal gücünün, gürültü gücüne oranını ifade etmektedir.

## 2.2. İE- SYAO

Şekil 2.2.1'de İE-SYAO modeli tanımlanmıştır.



Şekil 2.2.1 İE-SYAO modeli blok şeması

Söz konusu yapıda, her bir sinyalin hata ile ilk eşik değeri  $T$ 'yi geçme olasılığını  $p_{fi}$  ve doğru olarak geçme olasılığını  $p_{di}$  ile ifade edecek olursak,

$$p_{fi} = E_z[\Pr(X_i > TZ_i | Z_i, H_0)] \quad (2.2.1)$$

$$p_{di} = E_z[\Pr(X_i > TZ_i | Z_i, H_1)] \quad (2.2.2)$$

şeklinde ifade edilir. Sisteme ait başarımlar denklemleri  $P_f$  ve  $P_d$ , Eş. 2.2.3'de  $(P, p)$  ikilisi yerine,  $P_f$  için  $(P_f, p_{fi})$  ve  $P_d$  için  $(P_d, p_{di})$  ikilileri kullanılarak elde edilir.

$$P = \sum_{m=k}^N \binom{N}{m} p^m (1-p)^{(N-m)} \quad (2.2.3)$$

Eş. 2.2.1 ve Eş. 2.2.2 kullanılarak, Eş. 2.2.3 denklemi, Eş. 2.2.4 ve Eş.2.2.5'e indirgenir.

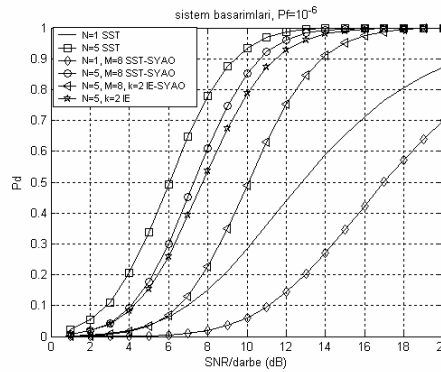
$$P_f = \sum_{j=k}^N \binom{N}{j} (1+T)^{-Mj} \left[ 1 - (1+T)^{-M} \right]^{N-j} \quad (2.2.4)$$

$$P_d = \sum_{j=k}^N \binom{N}{j} \left( \frac{1+SNR}{1+SNR+T} \right)^{Mj} \left[ 1 - \left( \frac{1+SNR}{1+SNR+T} \right)^M \right]^{N-j} \quad (2.2.5)$$

İE modelinin iki aşamada karar alması sebebiyle, sistem optimizasyonu, istenen  $P_f$  değerini sağlayan eşik değerleri  $(T,k)$  ikilisinden en iyi  $P_d$  başarımını sağlayan değerlerin kullanılmasıyla yapılır [3]. Bu çalışmada, optimum  $k$  noktasını seçerken,  $P_d = 0.5$  ve  $P_d = 0.9$  noktalarındaki başarımalar baz alınmıştır.

### 3. SONUÇLAR

Şekil 3.1'de Bölüm 2'de tanıtılmış modellerin  $P_f = 10^{-6}$ ,  $N=1; 5$  ve  $M=8$  değerleri için başarım grafikleri verilmiştir. Aynı şekil üzerinde, ayrıca ideal alıcılara ait sistem performansı yer almaktadır.



Şekil 3.1 Başarım grafikleri

Aynı algoritmayı kullanan alıcılar için, ideal ortamda sabit eşik değerli ideal alıcı sistemleri, ortamın tam olarak tanımlanabilmesi sebebiyle, SYAO sistemlerinden daha iyi başarımlar sağlamaktadır. Gauss ortam için, en iyi başarımları SST sağlarken, ikinci iyi başarımları SST-SYAO vermektedir. İE sistemlerde, ortam hakkında edinilmiş bilgi, SST sistemlere nazaran daha çok yoğunlaştırılarak kullanıldığından, bilgi kaybı vardır, dolayısıyla başarımlar olarak SST sistemlerden sonra gelmektedir. Aynı  $N$  ve  $P_d$  değerleri için ideal İE alıcısı, SST-SYAO alıcısına göre yaklaşık 1 dB kayıp göstermektedir. Bununla beraber, aynı  $P_d$ 'yi elde etmek için, tek darbe yerine 5 darbe üzerinden karar vermekle yaklaşık 7 dB kazanç elde edilir. Tüm alıcı modelleri için, tek darbe yerine 5 darbe kullanmakla aynı zamanda işlemcinin karar verme zamanı da yaklaşık 5 katına çıkmaktadır. Başarımları sıralayacak olursak, aynı  $N$  ve  $P_d$  değerleri için en iyi başarımları SST sağlamakta, arkasından sırasıyla, SST-SYAO, İE, İE-SYAO sistemleri gelmektedir.

### 4. KAYNAKLAR

- [1]. El Mashade M.B., Al-Hussani E.K. "Performance of CFAR Detectors for M-sweeps in Presence of Interfering Targets", Signal Processing, 38-2, Temmuz 1994, s.211-222
- [2]. Gandhi P.P., Kassam S.S., "Analysis of CFAR Processors in Nonhomogeneous Background", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Temmuz 1988, Vol.24 No.4, s.427-445
- [3]. Schwartz M., "A Coincidence Procedure for Signal Detection", IRE Transactions on Information Theory, Aralık, s.135-139

# IEEE 802.11a Standard Uyumlu, RF Alıcı-Verici Alt-Blok Devrelerinin Gerçeklenmesi

Onur Esame, Mehmet Kaynak, Canan Kavlak, Ayhan Bozkurt, Ibrahim Tekin ve Yasar Gurbuz  
Sabancı Üniversitesi , Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi, Tuzla-İstanbul  
Tel: 216-483 9534, Fax: 216-483 9550, e-mail: [tekin@sabanciuniv.edu](mailto:tekin@sabanciuniv.edu)

**Özet:** Bu çalışmanın amacı IEEE 802.11a standardı ile uyumlu, yüksek performanslı, düşük maliyetli, alıcı-verici sisteminin alt ünitelerini gerçekleştirmektir. Alıcı-verici sisteminin parçaları olan, özgün Düşük güçlü kuvvetlendirici (LNA), Gerilim Kontrollü Osilatör (VCO), Karıştırıcı (Mixer), ve Güç Kuvvetlendiricisi (Power amplifier - PA). Devreler, Cadence ve ADS tasarım / simülasyon /modelleme ortamları kullanılarak, Austria Micro Systems (AMS) 0.35µm SiGe BiCMOS HBT teknolojisi ile tasarlanmış / gerçekleştirilmiştir. VCO ve LNA devreleri üretilmiş ve test edilmiş, Mixer ve PA üretime gönderilmek üzere tasarlanıp/optimize edilmiştir.

## 1. Giriş

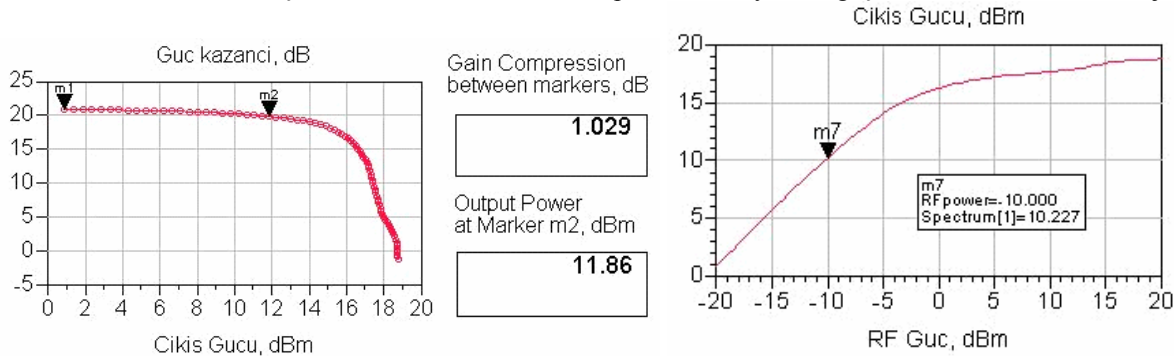
Entegrasyon fikrinin doğuşundan bu yana, transistör boyutları 25µm'den (1960) 90nm'ye (2003) kadar düşerek, entegre devrelerin çok büyük ölçüde hızlanmasını sağlamıştır. Boyutların küçülmesi, bir RF alıcı verici sisteminin ayrı elemanlarının tek bir kırkık üzerinde gerçekleştirilmesini sağlamıştır. Bu sayede yüksek hızlı kablosuz iletişime artan talebin karşılanabileceği, standartlararası çalışabilen, düşük maliyetli kablosuz yerel ağ bağlantılı (WLAN) çözümler mümkün olmuştur.

Bu çalışmanın amacı IEEE 802.11a standardı ile uyumlu, yüksek performanslı, düşük maliyetli, alıcı-verici sisteminin alt ünitelerini gerçekleştirmektir. Alıcı-verici sisteminin parçaları olan, Güç Kuvvetlendiricisi (Power amplifier – PA [1,2], Gerilim Kontrollü Osilatör (VCO) [3-5], özgün düşük güçlü kuvvetlendirici (LNA) [6-8], Karıştırıcı (Mixer). Devreler, Cadence ve ADS tasarım / simülasyon /modelleme ortamları kullanılarak, Austria Micro Systems (AMS) 0.35µm SiGe BiCMOS HBT teknolojisi ile tasarlanmış / gerçekleştirilmiştir. VCO ve LNA devreleri üretilmiş ve test edilmiş, Mixer ve PA üretime gönderilmek üzere tasarlanıp/optimize edilmiştir.

## 2. Devre Alt Elemanları Tasarım

### 2.1 Güç Yükselticisi

AMS 0.35 µm teknolojisi ile sınıf A bir güç kuvvetlendiricisi tasarlanmıştır. Advanced Design Systems (ADS) ortamında optimize edilen, güç yükseltici devresi, Cadece Spectre – RF simülasyon ortamı kullanılarak, simülasyonlar onaylanmış ve üretim serimleri yine aynı ortamda gerçekleştirilmiştir. WLAN 802.11a güç kuvvetlendiricisi tasarımı için ilk olarak SiGe-BiCMOS npn 254 HBT yüksek güç transistörünün akım voltaj



Şekil 1: Class – A sınıfı tasarlanmış güç yükselticisi için, Güç kazancı ve Çıkış Gücü Eğrileri

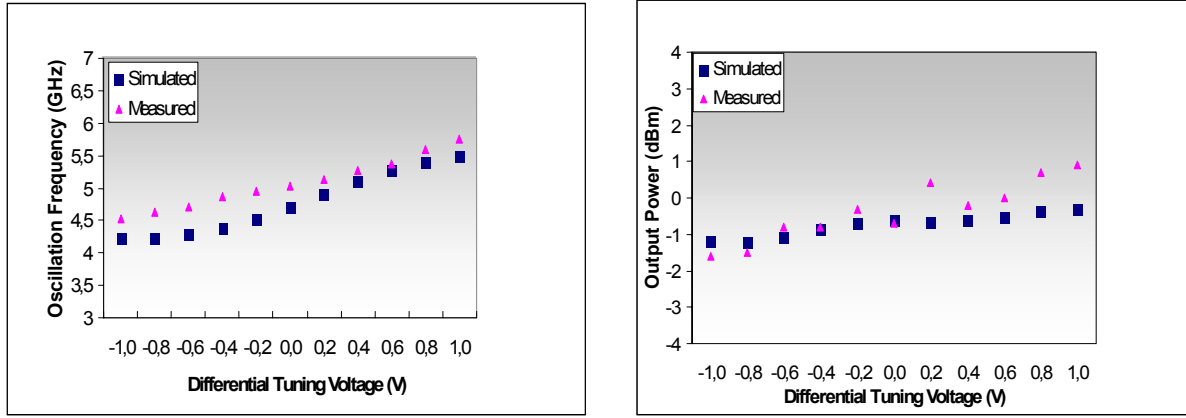
grafigi elde edilmiştir. DC simülasyonlar sonucunda elde edilen I-V eğrilerinden, Sınıf-A tasarımını sağlayan kutuplama noktası tespit edilmiştir. Sınıf-A operasyonu için optimum çalışma noktası belirlendikten sonra, optimum yük ve kaynak empedansları belirlenmiştir. Yük ve kaynak çekme analiz ve simülasyonlar sonucunda,



temel harmonik (5 GHz) optimal yük empedansı  $74.3 + j44.7$  ve temel harmonik (5 GHz) optimal kaynak empedansı  $4.1 + j9.5$  bulunmuştur. Bundan sonraki adımda optimal yük empedansı anten çıkış empedansı olan  $50\Omega$  'a uyumlanmıştır. Benzer şekilde, optimal kaynak empedansında, giriş empedansı olan  $50\Omega$ 'a uyumlanmıştır. PA devresi, Şekil 1'de verildiği gibi, 5 GHz frekansında ve 3.3 V besleme geriliminde, 17dB güç kazancı, 16.4 dBm çıkış gücü ve %37 PAE (Power Added Efficiency) ile çalışmakta olup, aynı gerilimde, 1-dB sıkıştırma noktası 12 dBm olup, bu noktada PAE ise %21 ve güç kazancıda 20dB dir.

## 2.2 Gerilim Kontrollü Osilatör

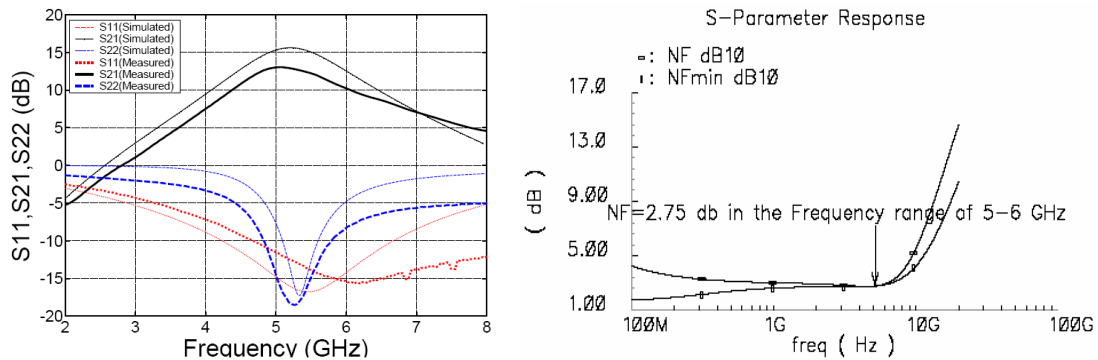
Bu çalışmada kablosuz haberleşme standartlarından biri olan IEEE 802.11a standardıyla uyumlu, 4.2-5.4 GHz arasında çalışabilen bir  $-G_m$  LC GKO devresi tasarımı sunulmuştur. Devre  $0.35 \mu m$  SiGe BiCMOS teknolojisi kullanılarak tasarlanmıştır. Serim sonrası benzetim ve ölçüm sonuçlarında, Şekil 2'de de görüldüğü gibi, DC akort gerilimi 0.4V ve 2V arasında (diferansiyel olarak 1.2 V DC gerilim üzerinden  $\pm 800mV$ ) değiştirilerek 1200 MHz akort aralığı elde edilmiştir. Tasarlanan devre 5.4 GHz'te 3.5mW bir güç seviyesini 50-Ohm empedanslı çıkış portlarına aktarabilmektedir. Bu durumda DC güç tüketimi tampalayıcı devre dahil olmak üzere 36.44 mW olarak bulunmuştur. İkinci ve üçüncü harmonik bileşenlerinin güçlerinin ortalama değerleri sırasıyla -82 dBm ve -21 dBm'dir. Faz gürültüsü, ideal kaynak ile simülasyonu yapılmış, 4.2 GHz taşıyıcıdan 1 MHz uzakta -113.5 dBc/Hz, 5.4 GHz taşıyıcıdan 1 MHz uzakta ise -110.7 dBc/Hz bulunmuştur. Devrenin serimi  $1.6 mm * 0.52 mm$  boyutunda olup pul üzerinde  $0.6 mm^2$  yer kaplamaktadır.



Şekil 2: VCO frekans ve çıkış gücünün, DC ayar voltajına göre, simülasyon ve ölçülmüş değerleri

## 2.3 Düşük Gürültülü Yükseltici

Yine AMS  $0.35\mu m$  SiGe BiCMOS HBT teknolojisi kullanılarak, IEEE 802.11a protokolü için 5–6 GHz frekans bandında çalışan LNA geliştirimi anlatılmaktadır. Kırmık-içi endüktans tasarımının zorluğu ve günümüz teknolojilerinde gerçekleştirilen endüktans yapılarının performanslarının yeterli olmamasına çözüm olarak, RF-MEMS teknolojisi kullanılarak alternatif daha yüksek performanslı devreler oluşturulabileceği gösterilmiştir. Devrenin belirtilen frekans bandındaki, Şekil 3'de de görüldüğü gibi, NF değeri 2.75 dB değerinin altında olduğu, ideal kaynaklar ile yapılan simülasyonlar ile bulunmuştur, kazanç değeri 15 dB değerinin üzerinde olduğu ölçülmüş, IEEE 802.11a uygulamasına oldukça uygundur.

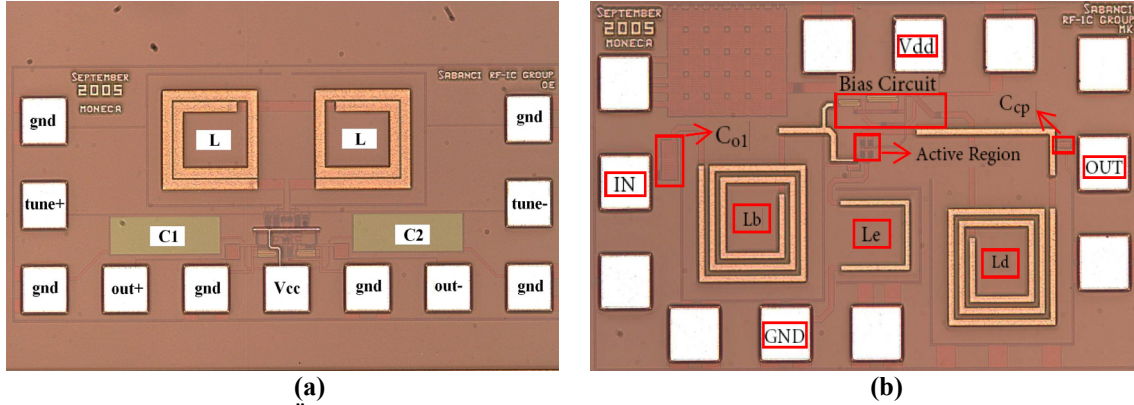


Şekil 3: Düşük gürültülü yükselticinin, kazanç, geri dönüşün kayıpları, gürültü faktörü değerleri

Ayrıca, devrenin giriş ve çıkış empedans uyumu yapılmış ve  $50\text{-}\Omega$  kaynak empedansına uygun hale getirilmiştir. Devre, şartsız olarak tüm frekans bandında lineerdir. Tasarlanan LNA yapısı,  $595 \times 925 \mu\text{m}^2$  lik alana serilmiş olup, 3,3 V besleme gerilimi altında, sadece 10,6 mW güç harcamaktadır.

Karıştırıcı devre tasarımında yüksek kazanç, düşük gürültü ve düşük güç tüketimi belirtileri dikkate alınarak gerçekleştirilmiştir. Devre, 5GHz frekans bandında, 11 dB kazanç ve 5 dB gürültü sayısına sahiptir. 1 dB bastırma noktası -14 dBm olan devrenin, giriş üçüncü derece kesişim noktası (IIP3) -8.9 dB giriş gücü seviyesindedir. Devre, 2.5 V besleme gerilimi altında, 15 mW güç harcamaktadır.

Tasarlanıp üretilen devrelere örnek olarak VCO ve LNA devrelerinin fotoğrafları Şekil 4’te verilmiştir.



Şekil 4: Üretilmiş VCO (a) ve LNA (b) kırımlarının yüzey fotoğrafları

### 3. Sonuçlar

Bu çalışmada, IEEE 802.11a standardı ile uyumlu, yüksek performanslı, düşük maliyetli, alıcı-verici sisteminin alt ünitelerini çalışılmıştır. Alıcı-verici sisteminin parçaları olan, özgün Düşük güçlü kuvvetlendirici (LNA) için 17dB kazanç ölçülmüş, gürültü faktörü 2.75 dB olarak elde edilmiştir. Gerilim Kontrollü Osilatör (VCO) ü, 2 Volt ayarlama gerilim ile, 4.4 ile 5.8 GHz arasında 3.5 mW gücünde işaret üretebilmektedir. A-Sınıfı tasarlanan güç kuvvetlendiricisi, 5 GHz frekansında ve 3.3 V besleme geriliminde, 17dB güç kazancı, 16.4 dBm çıkış gücü ve %37 PAE (Power Added Efficiency) ile çalışmakta olup, aynı gerilimde, 1-dB sıkıştırma noktası 12 dBm olup, bu noktada PAE ise %21 ve güç kazancıda 20dB dir. Karıştırıcı devre, 5GHz frekans bandında, 11 dB kazanç ve 5 dB gürültü faktörü görülmüş, 1 dB bastırma noktası -14 dBm olan devrenin, giriş üçüncü derece kesişim noktası (IIP3) -8.9 dB giriş gücü seviyesinde olduğu simülasyonda gözlemlenmiştir.

### Kaynaklar:

- [1] Stece C. Cripps, RF Power Amplifiers for Wireless Communications, Artech House, 1999
- [2] Andrei Grebennikov, RF and Microwave Power Amplifier Design, McGraw-Hill, 2005
- [3] J. Joseph et al., "Status and direction of communication technologies-SiGe BiCMOS and RF CMOS", *Proc. Of the IEEE*, vol. 93, no. 9, pp. 1539-1558, Sept 2005.
- [4] IEEE Std. 802.11 Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: High-speed physical layer in the 5 GHz band, Sept 1999.
- [5] R. L. Bunch and S. Raman, "Large-Signal Analysis of MOS Varactors in CMOS Gm LC VCOs", *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 38, no.8, pp. 1325-1332, Aug 2003.
- [6] P. Ma, M. Racanelli, J. Zheng, M. Knight. "A Novel Bipolar-MOSFET Low-Noise Amplifier (BiFET LNA), Circuit Configuration, Design Methodology, and Chip Implementation". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no 11, pp. 2175-2180, Nov. 2003.
- [7] D. J. Cassan and J. R. Long, "A 1-V transformer-feedback low-noise amplifier for 5-GHz wireless LAN in 0.18- $\mu\text{m}$  CMOS," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 38, no. 3, pp. 427-435, Mar. 2003.
- [8] C.-Y. Cha and S.-G. Lee, "A 5.2-GHz LNA in 0.35- $\mu\text{m}$  CMOS utilizing inter-stage series resonance and optimizing the substrate resistance," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 38, no. 4, pp. 669-672, Apr. 2003.

# İletişim Ağlarında Optimum Yük Dengesini Sağlamak için Link Ağırlık Değerlerinin Genetik Algoritma ile Bulunması

Alper Özbilen, Yrd.Doç.Dr. Erkan Afacan  
Türk Telekomünikasyon A.Ş. Genel Müd. U.İ.D.B No:308  
Aydınlıkevler/ ANKARA  
Tel.: 03125552922  
e-posta: [alper@ozbilen.net](mailto:alper@ozbilen.net)  
Gazi Üniv. Elektrik-Elektronik Müh. Böl.  
Maltepe /ANKARA  
Tel.: 03122311340 Fax: 03122308434  
e-posta: [e.afacan@gazi.edu.tr](mailto:e.afacan@gazi.edu.tr)

**Özet:** İletişim ağlarında kullanılan bir çok yönlendirme protokolü, aktif cihazlara bağlı linklerin yük taşıma elverişliliğini göstermekte, ağırlık değeri adı verilen ve ağ yöneticisi tarafından atanan bir parametre kullanır. Ağ üzerindeki yükün dengeli taşınabilmesi, linklere atanan ağırlık değerleriyle doğrudan ilişkilidir. Bu çalışmada, en iyi yük dağılımını sağlayan ağırlık değerleri genetik algoritma ile aranmış ve farklı ağ topolojileri için elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır.

## 1. Giriş

İletişim ağlarında en önemli problemlerden bir tanesi geleceği de öngören kapasite planlaması ve periyodik operasyonların amacına uygun yapılmasıdır. Günümüz iletişim ağlarının geçmiş yıllara göre çok daha hızlı büyüdüğü ve üzerlerindeki trafik yükünün her geçen gün arttığı düşünülürse, planlama ve trafik yönetimi işinin zorlaştığı yorumu kolayca yapılabilir. Bu çalışmada farklı ağ topolojileri için Genetik Algoritma (GA) kullanılarak linklere atanabilecek optimum ağırlık değerleri bulunmuştur.

## 2. Trafik Mühendisliği

İletişim ağlarındaki trafik yükünün dengeli dağıtımı ve ağ bileşenlerinin kararlılıklarını korumaları, Trafik Mühendisliği başlığı altında toplanan bir konudur. Trafik mühendisliği, yükün ağ kapasitesine göre dağıtımı, düzenli ölçümlerle kısa vadeli işletme operasyonlarının ve uzun vadeli kapasite ilavelerinin yapılmasıyla ilgilenir. Trafik açısından ağda iki tür bileşen mevcuttur. Birincisi, trafiğin kaynaklandığı veya sonlandırıldığı kaynak ve hedef noktalarıdır. İkincisi ise kaynak ile aldığı trafiği hedefe götüren taşıyıcı bileşenlerdir.

## 3. Yönlendirme ve Trafik Matrisi ile Link Kullanım Matrisinin Elde Edilmesi

Bir iletişim ağındaki kaynak ve düğüm noktaları arasındaki trafik hacmini ifade eden matrise Trafik Matrisi (TM) adı verilir. Trafik matrisi her bir uç çiftinin arasında akan trafik değerini gösteren tek boyutlu bir matristir. Ele alınan ağda N adet trafik üreten veya trafiği üzerinde sonlandıran düğüm olduğu düşünülürse, ağdaki toplam trafik akış sayısı  $E_3$  1'deki gibi elde edilir.

$$\text{Maksimum Trafik Akış Sayısı} = N^2 - N \quad (1)$$

Trafik matrisini elde edebilmek için tüm ağı dinleyen ve her uç birimden aldığı örneklerle trafik ölçümü yapan araçlara ihtiyaç vardır. Yüklü bir ağı trafik matrisinin elde edilmesi çoğu zaman problemlerle bir mesele olmakla birlikte, ağı kapasite planlaması, yükün dengelenmesi ve doğru yönlendirme tablolarının oluşturulabilmesi için mutlaka gereklidir.

Yönlendirme matrisi (RM), terminaller arasındaki trafik akışının hangi linkler üzerinden yapılacağını gösteren matristir. Yönlendirme matrisi yönlendirme tablolarından elde ediliyor olup, yönlendirme tablosunda oluşan herhangi bir değişiklik yönlendirme matrisinin de anında değişmesine neden olur.

Yönlendirme matrisinin boyutu ağdaki link sayısına ve tüm uçlar arasında tanımlanabilecek maksimum trafik akışı sayısına bağlıdır. Ağdaki link sayısı L, çiftler arası maksimum trafik akışı sayısı da P ile gösterilirse, yönlendirme matrisi  $L \times P$  boyutunda bir matris olacaktır. Yönlendirme matrisinin diğer bir özelliği de sadece 1 ve 0 değerlerinden oluşmasıdır. Herhangi bir terminal çiftinin akış yolunda kullanılan linklerin değeri 1, kullanılmayan linklerin değeri ise 0 olarak işaretlenir.

Link kullanım matrisi, ağdaki tüm linklerin kullanım değerlerini gösteren matristir. Ağdaki yönlendirme matrisinin veya trafik matrisinin değişimi sonucu link matrisi de değişir. Yönlendirme matrisi RM, trafik matrisi ise TM olarak gösterilirse, link kullanım matrisi Eş. 2'deki gibi elde edilir [1].

$$LM = RM \times TM \quad (2)$$

#### 4. Tahmini Trafik Matrisi ile Link Ağırlık Değerlerinin Delirlenmesi

Ağda kullanılması gereken optimum link ağırlık değerlerini ararken, dikkat edilmesi gereken husus, link kullanım değerlerinin arzu edildiği gibi dengeli olup olmadığıdır. Ancak canlı trafik taşıyan bir ağda tahmini trafik matrisi zamanın fonksiyonu olarak değişeceğinden, link ağırlık değerleri sabit kalsa bile link kullanım matrisi değişecektir. Bu nedenle, tek bir tahmini trafik matrisine göre elde edilen ağırlık değerleri mutlak iyi değerler olarak düşünülemez. Dolayısıyla ağda kullanılacak link ağırlık değerlerinin, çeşitli senaryolar için üretilen tahmini trafik matrisine göre bir çok defa hesaplanması gerekir. Böylece ağda yaşanması olası her türlü trafik değişikliğine karşı önceden belirlenmiş ağırlık değerine sahip olunacaktır.

#### 5. Link Ağırlık Değerlerinin Genetik Algoritma ile Aranması

Ağdaki tüm linkler sıfırdan başlayarak ardışık olarak numaralandırılmalıdır. Daha sonra her bir linke başlangıç için uygun bir ağırlık değeri atanmalıdır. Her linke atanan ağırlık değerinin birbirinden farklı olması, genetik algoritma sürecinin daha zengin bir çözüm uzayında çalışmasına olanak tanır. Ayrıca atanacak ağırlık değerlerinin pozitif bir tamsayı seçilmesi, minimum-maksimum değerlerinin tanımlanması GA sürecinin belirli bir alanda kararlı olarak çalışabilmesi için önemlidir. Örneğin, ele aldığımız ağ üzerinde, günümüzde kullanılan en yaygın İç Kapı Yönlendirme Protokolü (IGP: Interior Gateway Protocol) olan, İlk Önce Açık En Kısa Yol (OSPF: Open Shortest Path First) protokolünün koşturulduğunu düşünürsek, ağırlık değeri sözkonusu protokolün standart metninde tanımlandığı gibi 1 ile  $2^{16}-1$  (=65535) arasında seçilmelidir [2].

Genetik Algoritmanın koşma zamanını etkileyen en temel parametre olan nesil sayısı, programın kaç çevrim yapacağını belirler. M. Ericsson ve arkadaşlarının yaptığı çalışmada [3], 100 düğümlük (100x100'lük komşuluk matrisi olan) AT&T ağ için maksimum 500 çevrim yapmış ve GA'nın iyi bir sonuç vermesi için 100 civarı çevrim yapılması gerektiğini belirtmişlerdir. Aynı çalışmada, yakınsama ve çeşitlilik kriterleri dikkate alındığında, çaprazlama kesim değerinin 0.6 ile 0.8 arasında tutulmasının, elit olarak da popülasyonun % 50'den azının seçilmesinin performans açısından önem taşıdığı vurgulanmıştır.

GA'nın başarısını belirleyen en önemli tasarım unsurlarının başında, kromozomların seçim yöntemi ve uygunluk fonksiyonunun amaca uygun tanımlanması yer alır. Bu çalışmada, kromozom seçim yöntemini güçlendirebilmek için, rulet ve elitist seçim yöntemlerini beraberce kullanan daha güçlü bir eleme şekli benimsenmiştir. Diğer yandan, ağa ait tüm linklerin kullanım değerlerini içeren bir çalışma uzayında standart sapma değeri uygunluk kriteri olarak alınmıştır. Zira link kullanımına ilişkin standart sapmanın düşmesi ağ üzerindeki yük dağılımının iyileştiğini göstermektedir.

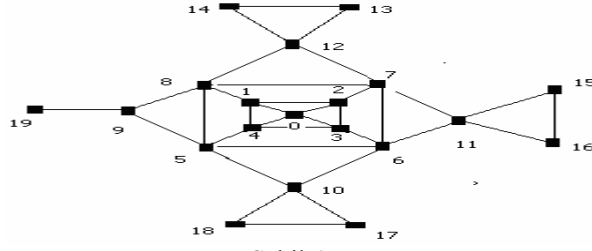
Ağ üzerindeki, toplam link sayısı N, herhangi bir linkin trafik değeri  $x_i$  ve tüm linklerin trafik yükünün aritmetik ortalaması  $\bar{x}$  olarak gösterilirse, linkler üzerindeki trafik yüküne ilişkin standart sapma değeri Eş. 3'teki gibi ifade edilir.

$$S_N = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2} \quad (3)$$

#### 6. Ağ Topolojisinin Yük Optimizasyonuna Etkisi

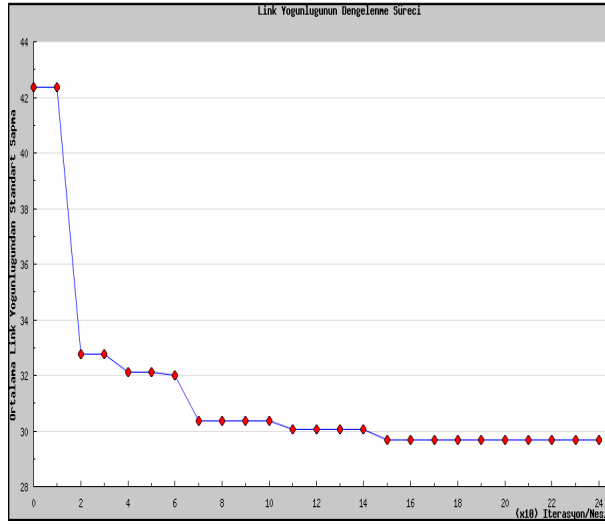
Bu çalışmada, merkezi ve hiyerarşik topolojiye sahip olan ve olmayan iki farklı ağ topolojisi seçilmiştir. Merkezi ve hiyerarşik topolojiye sahip olmayan ağ üzerinde yapılan çalışmada, GA parametreleri ve trafik matrisi değiştirilerek 12 farklı deneme yapılmıştır. Yapılan deney çalışmalarında yük dağılımının bu tarz bir topoloji için % 3 ile sınırlı kaldığı görülmüştür.

Şekil 1'deki merkezi ve hiyerarşik topolojiye sahip ağ üzerinde yapılan çalışmada ise, benzer şekilde GA parametreleri ve trafik matrisi değiştirilerek 12 farklı deneme yapılmıştır.



Şekil-1

Bu topoloji üzerinde yapılan çalışmalarda, yük dağılımında % 32'ye varan iyileştirme elde edilebildiği görülmüştür. Şekil 2'de ağır trafik yüküne ilişkin dengeleme sürecinin bir ölçüsü olan standart sapma-çevrim sayısı grafiği gösterilmiştir.



Şekil 2. Merkezi ve hiyerarşik ağına ilişkin dengeleme süreci

## 7. Sonuç

Bu çalışmada, link ağırlık değerleri kullanan bir iletişim ağı için, optimum ağırlık değerleri genetik algoritma yardımıyla bulunmuştur. Hedef ve kaynak uçları arasındaki en kısa yolu hesaplamak için Dijkstra Algoritması kullanılmıştır. Yönlendirme tablosu her değiştirildiğinde, en kısa yol hesabı yenilenmiş ve simüle edilen ağı tüm linklerinin yükleri yeniden hesaplanmıştır. Sonuç olarak, yükün en dengeli dağıtıldığı ve daha fazla iyileşmenin olmadığı yerde tekrarlama bitirilmiştir.

Başarılı bir optimizasyonun, ağ düğümleri arasında tanımlanabilecek yol sayısının çokluğuna bağlı olduğu elde edilen sonuçlarda açıkça görülmüştür. Düğümler arasında tanımlanabilecek yol sayısı arttıkça, GA'nın yük dağılımı için etkin ağırlık değerini bulma ihtimali oldukça artmaktadır.

## Kaynaklar

- [1]. Soule, A., Nucci, A., Cruz, R., Leonardi, E. and Taft, N. , "How to Identify and Estimate the Largest Traffic Matrix Elements in a Dynamic Environment", *ACM Press*, New York USA, 73 – 84 (2004).
- [2]. Mulyana, M. and Killat, U., "An Alternative Genetic Algorithm to Optimize OSPF Weights", *Internet Traffic Engineering and Traffic Management, 15-th ITC Specialist Seminar*, Wuerzburg Germany, 186-192 (2002).
- [3]. Ericsson M., Resende M. G. C. and Pardalos P.M., "A genetic algorithm for the weight setting problem in OSPF routing", *Journal of Combinatorial Optimization*, vol. 6, pp. 299-333, (2002).

# Kablosuz Haberleşme Teknolojisi Wimax'de Dünyadaki Durum

Jale Küçükünsal, Yahya Baykal\*  
Telekomünikasyon Kurumu  
Spektrum İzleme ve Denetleme Dairesi Başkanlığı  
Hacettepe Üniversitesi Beytepe Kampüsü, Ankara  
[jkucukunsal@tk.gov.tr](mailto:jkucukunsal@tk.gov.tr), Tel: 0312-2997428

\*Çankaya Üniversitesi  
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü  
Yüzüncüyıl, Ankara  
[y.baykal@cankaya.edu.tr](mailto:y.baykal@cankaya.edu.tr), Tel: 0312-2844500 / 331

**Özet:** *Kablolu iletişime alternatif olarak düşünülen kablosuz iletişim teknolojilerinden olan Wimax, genişbant kullanımını yaygınlaştıran ve pek çok ülke telekomünikasyon işletmecileri ile düzenleyici otoriteleri tarafından benimsenerek hızla yayılan bir kablosuz genişbant erişim teknolojisidir. Wimax'in, sabit, göçebe, taşınabilir, basit mobilite ve tam mobiliteyi destekliyor olması, tüm dünyada kabul edilmiş standardının oluşmakta olduğu ve bütün ekipmanların birbiriyle çalışabilme prensibinin benimsenmesinden dolayı, en kısa zamanda birçok ülkede uygulanacak bir teknoloji olacağı yönünde önemli gelişmeler mevcuttur. 75 Mbit/sn'lik hız'ı 50 km'lik bir alan içinde destekleyebilecek olması Wimax teknolojisinin cazibesini arttırmaktadır. Bu çalışmada Wimax teknolojisinde dünyada ulaşılan durum belirlenmeye çalışılmıştır. ITU'nun kapsamında bulunan ve Türkiye'nin de dahil edildiği toplam 34 ülkede Wimax'in geleceğinin ne yönde oluşacağı üzerinde gerçek veriler ülke kaynaklarından toplanmıştır. Bu bilgiler doğrultusunda dünyadaki mevcut durum ortaya konmuş, Wimax ile ilgili düzenlemeler ve kullanılan frekanslar konusundaki yaklaşımlar belirlenerek ülkemizdeki Wimax uygulamaları için öneriler oluşturulmuştur.*

## 1. Giriş

Günümüzde iletişimin artması küreselleşmeyi getirmekte, küreselleşme ise iletişimin daha da gelişmesini zorlamaktadır. Artık genişbant erişim teknolojileri kullanılarak her yerde, her zaman varolan, ses, veri ve görüntünün tek bir ortam üzerinden taşınabildiği iletişim ortamlarına ihtiyaç duyulmaktadır. Coğrafi ve ekonomik koşullar ile cihazların ve iletişim teknolojilerinin yakınsaması sonucu iletişimin sürekliliği günümüz insanı için doğal bir ihtiyaç olmanın yanısıra bölgeler/ülkeler arası sayısal uçurumun giderilmesi için de bir temel ihtiyaç olarak görülmektedir. Bu ihtiyacı karşılamak amacıyla geliştirilen teknolojilerden birisi olan Wimax teknolojisi ise pek çok özelliği sayesinde hızla kabul gören bir teknoloji olmuştur. Bu makalede Türkiye'nin de dahil olduğu 34 ITU ülkesinden toplanmış olan veri kullanılarak Wimax ile ilgili dünyadaki mevcut durum, düzenlemeler ve kullanılan frekanslardaki yaklaşımlar incelenmiş ve ülkemizde Wimax uygulamalarına yönelik öngörüler sunulmuştur.

## 2. Wimax Teknolojisi

Worldwide Interoperability For Microwave Access kelimesinin kısaltması ile adlandırılan bu teknoloji, IEEE'nin 802.16 MAN gurubu tarafından ilk olarak Nisan 2002'de 10-66 GHz frekans bandı için yayınlanmış olup metropol alanlarda kullanılması öngörülen bir genişbant kablosuz erişim teknolojisidir. Ancak bu frekans aralığı için görüş hattı (LOS) gerektiğinden, görüş hattında olmayan ihtiyaçlara cevap veren IEEE 802.16a versiyonu Nisan 2003'te yayınlanmış ve bu versiyondaki frekans aralığı 2-11 GHz'e düşerek lisanslı ve lisanssız olarak kullanılabilir hale gelmiştir. IEEE'de Wimax için halihazırda kullanılan standart versiyonu, Haziran 2004'de onaylanan ve IEEE 802.16-2004 olarak da bilinen IEEE 802.16d ve Wimax'e mobilite özelliğini kazandırmak amacıyla Aralık 2005'de onaylanarak yayınlanan IEEE 802.16e şeklinde bilinmektedir. ETSI ise 2-11 GHz frekans bandı için Avrupa'daki kablosuz şebeke iletişimini tanımlayan ve 802.16 ile aynı olan standardını Kasım 2003'te onaylayarak yayınlamıştır. Sabit, göçebe, taşınabilir ve mobil erişimleri destekleyen Wimax, 1.25 MHz'den 20 MHz'e kadar bant genişliklerini desteklemektedir. 802.16d versiyonu ile 20 MHz bant genişliğinde 75 Mbps hıza ulaşırken, mobilite özelliğinin eklendiği 802.16e versiyonu ile de 10 MHz bant genişliğinde 30 Mbps hıza ulaşabilmektedir.

İleri hata düzeltme yeteneği, mesafeyi ve kapasiteyi artırmak için kullanılan gelişmiş anten teknikleri desteği, geleneksel TDM ses trafiği veya Voice over IP (VoIP) ile video'da ideal taşıma ve veri trafiğinin önceliği gibi

gecikme duyarlıklı hizmetler için düşük gecikme süresi sağlamaktadır. Ayrıca kişisel güvenlik ve şifreleme özellikleri ile güvenli iletim desteklenmekte ve kimlik denetimi ile veri şifrelemesi sağlanabilmektedir.

IP tabanlı bir teknoloji olması sayesinde de hem fiber optik bağlantılar, kablolu modemler kullanan koaksiyel sistemler ve DSL bağlantılar gibi kablolu şebekelere, hem de 3G şebekelere entegre olabildiğinden çeşitli şekillerdeki hizmet ve şebekelerin yakınsamasını da desteklemektedir. Bu da her zaman her yerde uygun erişimle, kullanıcıların bilgi, eğlence ve multimedya iletişim taleplerinin karşılanması anlamına gelmektedir.

Wimax, hem zaman bölmeli çiftleme (TDD) hem de frekans bölmeli çiftleme (FDD) tekniklerini kullanabilirken, 802.16d versiyonunda dikey frekans bölmeli çoklama (OFDM), 802.16e versiyonunda ise ölçeklenebilir dikey frekans bölmeli çoklama (SOFDM) tekniği kullanılmaktadır.

Wimax teknolojisinin en önemli özelliklerinden biri olan, tüm ekipmanların birbiriyle çalışabilirliğini teminen, halihazırda İspanya/Malaga'daki laboratuvar testleri sonucunda verilen Wimax Forum sertifikasyonu işlemi ise Temmuz 2005'de başlamıştır.

### 3. Wimax'de Dünyadaki Durum

Ülkelerin Wimax teknolojisine yaklaşımlarını ve ülke düzenleyici otoritelerinin bu konuda yaptığı ya da yapmayı planladığı çalışmalarını öğrenmek amacıyla hazırlanmış bir çalışma, dünyanın ve aynı zamanda ITU'nun farklı bölgelerindeki farklı nüfus, coğrafi koşullar ve gelişmişliklere sahip 100 ülkesinin ilgili Bakanlık ve düzenleyici otoritelerine gönderilmiştir. Türkiye'nin de eklenmesiyle 34 ülkenin verileri üzerinde yapılan çalışmalar sonucunda bu ülkelerin Wimax için planladıkları ya da verdikleri lisanslar, frekans bantları, bant genişlikleri, lisans veriliş tarihleri, verilen lisans adetleri, lisansların ulusal veya bölgesel olması, lisans türü, süresi, ücretler, otoriteler tarafından getirilen sınırlamalar gibi bilgiler derlenmiştir [1]. Ancak Avrupa Birliğinin Çerçeve Direktifi ile getirilen teknolojik yansızlık ilkesini benimseyen ülkelerde genişbant kablosuz erişim teknolojileri için yapılan frekans tahsisleri ve verilen lisanslarda hangi teknolojinin (LMDS, WLL, FWA, Wi-Fi, Wimax gibi) kullanıldığına bakılmadığından, alınan verilerde Wimax için kullanıldığı net olarak bilinenler Tablo 1'de "W" ile gösterilmiştir. Bu verilere göre oluşturulan frekans tablosu da Tablo 1'de verilmektedir. Bu tabloda ayrıca ülkelerin AB ve OECD üyelik durumları da belirtilmiştir.

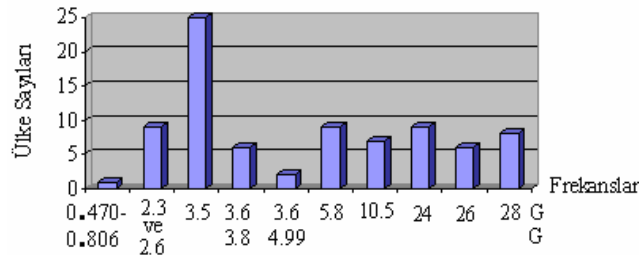
Ülkeler	Frekanslar								AB Üyeliği	OECD Üyeliği	Nüfusu (Milyon)	Yüzölçümü (km <sup>2</sup> )	Planlanan/Verilen Lisans Sayıları
	2.3 ve 2.6 GHz için (2.02-2.9 GHz arası)	3.5 GHz (3.4-3.6 GHz)	3.6-3.8 GHz	3.6-4.99 GHz	5.8 GHz (5.150-5.875 GHz)	10.5 GHz (10.15-10.895-11.425 GHz)	24-26-28 GHz (24.5-29.5 GHz)						
Almanya		W	W					√	√	82	356 854	2T	
Avusturya		W				X		√	√	8.1	83 858	33 B (17)	
Belçika		X			X	X		√	√	10.2	30 158	4 U, 1 B	
B. Arap Emirlikleri										2.4	82 880		
Çek Cum.					W			√	√	10.3	79 000	LM	
Danimarka		X				W	W*	√	√	5.3	43 094	7 U, 1 B	
Finlandiya		X			X	X	X	√	√	5.1	338 000	Birkaç B	
Fransa		X	X				X	√	√	60.4	550 000	2 U, 1 B	
Gürcistan					W					4.9	69 700	LM	
Hollanda	X	X				X		√	√	15.8	41 864	4 U	
Hong Kong	W	X			W					7.2	1 092	LM	
İngiltere	W	W		W	W		X	√	√	59.6	242 500	T, 31 B (14), LM	
İran		W								69	1 648 000	4 U (2)	
İrlanda	X	W	X	X	W	X	X	√	√	3.7	70 000	LM, 77 B(38), 3U	
İspanya								√	√	43	504 782		
İsveç		W			X	X	X	√	√	8.9	450 000	3 U (2), 33 B	
İsviçre		X	W				X		√	7.3	41 290	5 U, 31 B, T	

İtalya						X	√	√	58	31 263	210 B
Kanada	W	W						√	31.6	9 976 140	T, 3-5 U
Katar									0.77	11 437	
Kore	W							√	47.9	98 480	2-3 U
Litvanya	X	W	X		X	X	√		3.5	65 000	
Lüksemburg		W	W		W		√	√	0.4	2 586	
Maldivler		W							0.3	300	
Malta		W						√	0.4	316	3 U
Norveç		X			X			√	4.5	324 220	10 U, Birkaç B
Portekiz		W				X	√	√	10.8	92 072	8 U, T
Romanya		W							22.4	237 500	T
Seyşeller	X				X				0.079	455	
Slovenya		W						√	2	20 000	1 U
Türkiye		W					A	√	73	814 578	14 T**
Ürdün									5.2	92 300	
Y. Zelanda	X	W			X			√	3.9	268 680	5 U (3)
Yunanistan		X				X	√	√	10.5	131 957	7 U

A : Aday, P : Planlanan, V : Verilen, T : Test, LM : Lisanstan Muaf, U : Ulusal, B: Bölgesel  
 \* : 28 GHz'de, \*\* : 10 Temmuz 2006 tarihindeki son durum

**Tablo 1.** Wimax'i de İçeren Uygulamalarda Kullanılan veya Kullanılması Planlanan Frekanslar

Elde edilen bu verilere dayanılarak oluşturulan Şekil 1.'deki grafikten de görüleceği gibi 2-11 GHz bandında kullanılan Wimax teknolojisinde ülkelerin eğilimi büyük ağırlıkla 3.5 GHz (3400-3600 MHz) bandındadır. Bunu takibeden ikinci eğilim ise 2.3 ve 2.6 GHz (2500-2690 MHz) bandına olmaktadır. Yine araştırmanın yapıldığı tarihte 34 ülkede verilmiş olan lisans sayıları, ülkelerin yüzölçümü ve nüfus bilgileri aynı tabloda gösterilmektedir. Wimax şebekesi kurulması için gereken Wimax Forum sertifikalı ürünlerin piyasaya çıkışının beklenmesi, test izinlerinin sayısının artmasına, dolayısıyla da Wimax şebeke kurulumlarının çok yeni başlamasına yol açmıştır. Yine de verilen lisanslar ile teknolojinin yayılım hızı oldukça çarpıcıdır. Wimax teknolojisi için verildiği net olarak belirlenen lisanslar Tablo 1.'de *italik* olarak belirtilmiştir. Bugün gelinen noktada ise, 30'dan fazla ülkede 160 işletmecinin ticari ve test amaçlı kurduğu baz istasyonu sayısı yaklaşık 5 000'i ve abone ekipmanlarının sayısı ise onbinleri bulmuştur [2].



**Şekil 1.** Kullanılan veya Planlanan Frekansların Dağılımı

#### 4. Sonuç

Gerek standartlarının yayınlanması gerekse de Wimax Forum sertifikasyonun çok yakın tarihlerde başlamasına rağmen Wimax teknolojisi bütün dünyada büyük ilgi görmekte ve oldukça hızlı yayılmaktadır. Ülkemizdeki sayısal bölünmüşlüğü giderilmesi, bilgi toplumuna geçişin hızlandırılması için ihtiyaç duyulan iletişim ortamının tesis edilmesinde Wimax teknolojisi ülkemiz için de bir fırsat olarak düşünülmektedir. Bugün 4. neslin de temeli olması beklenen bu teknolojinin ülkemizde de kullanılması için gerekli düzenlemelerin yapılması ile dünya ülkeleriyle paralellik sağlanmış ve 4. nesile geçişte önemli bir fırsat yakalanmış olacağı düşünülmektedir.

#### Kaynaklar

- [1] Küçükönsal J., "Metropol Alanlar İçin Kablosuz Erişim (Wireless Metropolitan Area Network / Kablosuz Metropol Alan Ağları-WMAN) Uygulamaları ve Düzenleme Önerileri", Uzmanlık Tezi, Telekomünikasyon Kurumu, Şubat 2006.  
 [2] Leser R., Alvarion, ICC 2006, İstanbul.



# Sayısal Modülasyon Yöntemlerinin Spektral Etkinlikleri Bakımından İncelenmesi

Gökçe HACIOĞLU, Önder AYDEMİR, Mehmet ÖZTÜRK  
Karadeniz Teknik Üniversitesi  
Mühendislik Fakültesi  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Trabzon

[gokcehacioglu@ktu.edu.tr](mailto:gokcehacioglu@ktu.edu.tr), [onderaydemir@ktu.edu.tr](mailto:onderaydemir@ktu.edu.tr), [mehmetozturk@ktu.edu.tr](mailto:mehmetozturk@ktu.edu.tr)

**Özet:** *QPSK, GMSK ve MSK modülasyonlarının güç spektral yoğunlukları incelenmiştir. Kaplanan bant genişliğini azaltmak için kullanılabilir Yüksektilmiş Kosinus ve Gauss darbe şekillendirmesi gibi yöntemlerin etkisi incelenmiştir. İncelenen modülasyonların yanısıra, genel olarak doğrusal module edilmiş sinyallerin daha küçük bant'ta daha büyük güç taşıyabilmeleri için kullanılacak bir bakış açısı önerilmiştir. Elde edilebilecek spektrumlar gösterilmiştir.*

## 1. Giriş

Daha yüksek hızda veri aktarımına duyulan ihtiyaç, kullanıcı sayısının artması ve verilen hizmetlerin çeşitlerinin artması gibi nedenlerle; daha küçük bant'ta daha fazla veri iletme yani bantı daha etkin bir şekilde kullanma gereksinimi oluşmuştur. Bu çalışmada doğrusal modülasyon yöntemleri genel olarak spektral etkinliği bakımından incelenmiştir. Aynı bant genişliğinde hangi modülasyon yönteminin daha fazla bit aktardığı bant genişliği etkinliği olarak tanımlanmıştır. Bir yöntem bant genişliği bakımından etkin olsa da kanallar arası girişim (ISI), senkronizasyon, işaret gürültü oranından ne derece olumsuz etkilendiği gibi diğer sistem parametreleri bütünde başarıyı belirler [1]. Doğrusal olarak module edilmiş bir sayısal sinyal aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$s(t) = \text{Re} \left[ v(t) e^{j2\pi f_c t} \right] \quad (1)$$

Yukarıdaki denklemde  $v(t)$  temelbant eşdeğer karmaşık zarftır ve  $s(t)$ 'nin özilinti fonksiyonu aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\phi_{ss}(\tau) = \text{Re} \left[ \phi_{vv}(\tau) e^{j2\pi f_c \tau} \right] \quad (2)$$

Bantgeçen sinyal  $s(t)$ 'nin öz ilinti fonksiyonu  $\phi_{ss}(\tau)$ 'nin Fourier dönüşümü alınırsa aşağıdaki ifade elde edilir.

$$\Phi_{ss}(f) = \frac{1}{4} [\phi_{vv}(f - f_c) + \phi_{vv}(f + f_c)] \quad (3)$$

Denklem (3)'ten de görüldüğü gibi bantgeçen sinyalin güç spektral yoğunluğu tamamen, temelbant sinyalin güç yoğunluk fonksiyonuna bağlıdır.

$$v(t) = A \sum_k b(t - kT, x_k) \quad (4)$$

Yukarıdaki denklemde  $A$  taşıyıcı genliğini,  $b(t)$   $T$  süreli eşdeğer darbe şekillendirme fonksiyonunu ve  $x_k$  sembolü belirtmektedir. Denklem (4)'ün öz ilinti fonksiyonunun Fourier Dönüşümü alındığında aşağıdaki denklem elde edilmektedir [2].

$$\Phi_{vv}(f) = \sigma_i^2 R_s |B(f)|^2 + (\mu_i R_s)^2 \sum_{m=-\infty}^{\infty} |B(mR_s)|^2 \delta(f - mR_s) \quad (4)$$

Yukarıdaki denklemde;  $R_s = 1/T$  veri hızı,  $\sigma_i^2$  sembollerin varyansı ve  $\mu_i$  sembollerin ortalamasıdır. Sayısal modülasyonlarda sembollerin ortalamasının sıfır olması tercih edilir. Semboller eğer eşit olasılığa sahipse ve karmaşık düzlemde simetrik olarak yerleşmişlerse sembollerin ortalaması  $\mu_i$ 'nin sıfır olduğu kabul edilebilir [1].

## 2. Darbe Şekillendirme

İdeal darbe şekli iki özelliğe sahip olmalıdır. Pratik bant sınırlı sistemlerde iletimi sağlayabilmek için sınırlı bir bant genişliğine sahip olmalıdır. Darbe şekli aynı zamanda doğru zaman aralıklarıyla örneklenirse semboller arası girişim olmamalıdır. Bizim çalışmamızda semboller arası girişimden ziyade darbe şekillendirmenin bant genişliği kullanımında sağladığı iyileşme üzerinde durulmuştur. Normalde kullanılan kare dalgayı da aslında vuruş tepkisi kare dalga olan bir filtrenin çıkışı olarak düşünebiliriz. Pratikte en çok kullanılan darbe şekillendirme Yükseltilmiş Kosinüs ya da Kök Yükseltilmiş Kosinüs darbe şekillendirmesidir. Bunun yanı sıra MSK'da bitler yarım sinüs darbesi ile GMSK'da da Gaussian darbe şekli ile şekillendirilmektedir [1-2-3-4]. Yükseltilmiş Kosinüs filtresinin vuruş tepkesinin denklemi aşağıda verilmiştir.

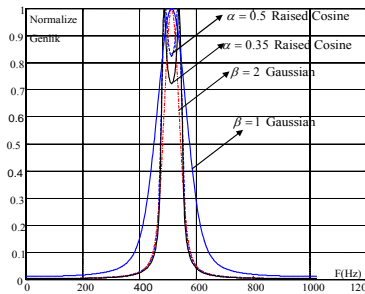
$$h_{RC}(t) = \left( \frac{\sin(\pi t / T)}{\pi t} \right) \left( \frac{\cos(\pi \alpha t / T)}{1 - (4\alpha t / (2T))^2} \right) \quad (6)$$

Denklem (6)'da,  $\alpha$  azalma faktörünü belirtmektedir. azalma faktörü sıfır olduğunda Nyquist band genişliğine ulaşılmaktadır ancak bu durumda semboller arası girişim artmaktadır. Azalma kendi en büyük değerine ulaştığında spektrum azalmasının 0 olduğu durumdakinin iki katı kadar bant genişliği gerektirir. Pratik sayısal haberleşme sistemleri genelde 0,10 ile 0,35 arasında değişen azalma değerlerine sahiptirler. Azalma faktörü 0.35 ola bir tayf ideal sinc darbesine göre %35 daha fazla bat genişliği kullanır.

Diğer bir darbe şekillendirme de Gauss darbe şekillendirme filtresi ile yapılan darbe şekillendirmedir. Bu darbe şekillendirme Yükseltilmiş Kosinüste olduğu gibi sembollerin bir diğer sembollerle girişmemesinden ve kare dalgaya göre daha etkin bir spektral etkinliğe sahip olmasından dolayı tercih edilmektedir [3]. GMSK'da Gauss darbe şekillendirmesi kullanılmaktadır. Gauss darbe şekillendirme filtresine ilişkin vuruş tepkesinin denklemi aşağıda verilmiştir.

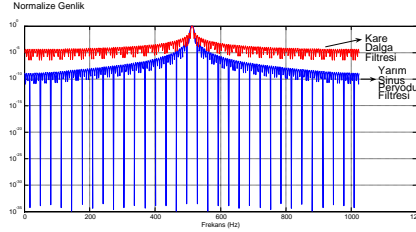
$$h_G(t) = \left( \frac{\pi}{\beta} \right) \exp \left( -\frac{\pi^2}{\beta^2} t^2 \right) \quad (7)$$

Denklem (7)'de  $\beta = \frac{\sqrt{\ln 2}}{\sqrt{2}B} = \frac{0.5887}{B}$  ve B 3dB band genişliğidir.



Şekil 1. Yükseltilmiş Kosinüs ve Gauss Filtre Güç Spektral Yoğunluğu

Şekil (1)'de Yükseltilmiş Kosinüs ve Gauss darbe şekillendirme süzgeçlerinin vuruş tepkelerinin güç tayf yoğunlukları görülmektedir. Bu darbe şekillendirme yöntemlerinden hangisinin daha iyi olduğuna karar vermek zordur çünkü şekilden de görüldüğü gibi  $\alpha$  ve  $\beta$  parametrelerine bağlı olarak bant genişliği değişmektedir. Bu parametreler zamanda ISI bakımından iyileşme sağlarken bant genişliği bakımından kötüleşmeye neden olmaktadır. MSK'da darbeler yarım sinus darbe şekline sahip bir filtre ile şekillendirilmektedir. Yine kare dalgaya göre bant genişliği etkinliğinde iyileşme olmaktadır [2].



Şekil 2. Kare Dalga Filtresi ile Yarım Periyot Sinüs Süzgecinin Güç Tayf Yoğunluğu

Şekil (2)'de gösterilen güç spektral yoğunluk fonksiyonları OQPSK ve MSK ile ilişkilendirilebilir. Şekil (1)'den de görüldüğü gibi MSK, OQPSK'ya göre yan loplarda daha hızlı bir güç düşüşü göstermektedir [5].

### 3. Alıcıya Ulaşacak Olan Sinyalin Tayf Yoğunluğu

Bir kablosuz haberleşme sistemini göz önüne alırsak. Modülasyonlu sinyal bir kanaldan geçecek ve alıcıya ulaşacaktır. Aşağıda toplam sistemin vuruş tepkisi gösterilmektedir [1].

$$h_{toplam} = \delta(t) * p(t) * h_c(t) * h_r(t) \quad (8)$$

Yukarıdaki denklemde  $p(t)$  darbe şekillendirme süzgecinin vuruş tepkisi,  $h_c(t)$  kanalın vuruş tepkisi ve  $h_r(t)$  alıcının vuruş tepkesidir. Modülasyonlu sinyalin bant genişliği etkinliğini arttırmak için  $\delta(t) * p(t)$  işlemi sonucu elde edilecek olan sinyalin güç spektral yoğunluğuna bakılmaktadır.

### 4. Sonuç

Modülasyon sonucu elde edilen sinyalin güç spektral yoğunluğu kullanılan darbe şekillendirme süzgeci ile doğrudan ilişkilidir. Darbe şekillendirme yapılırken bu çalışmada sadece spektral karakteristiklere bakılmasına rağmen elde edilecek olan sinyalin ISI özelliklerine de bakılmaktadır. Darbe şekillendirmenin yanı sıra alışı sinyalinin alıcıda doğru bir şekilde algılanabilmesi de çok önemli bir noktadır. Alıcı süzgecin vuruş tepkisi göz önüne alınarak ta darbe şekillendirme yapılmaktadır; buna örnek olarak Yükseltilmiş Kosinüs yerine Kök Yükseltilmiş Kosinüs darbe şekillendirme filtresi kullanılması gösterilebilir. Sinyalin geçtiği kanal rastlantısal bir yapıya sahip olsa da tayf özellikleri kanalın cinsine göre önceden kestirilebilmektedir. Bu sebeple kanalın vuruş tepkisi de darbe şekillendirmeye dahil edilebilir.

### Kaynaklar

- [1]. Rappaort, T., Wireless communications : Principles and Practice, Second Editon, Prentice-Hall, Upper Saddle River New Jersey, 2002
- [2]. Proakis, J.G., Digital Communications, Fourth Edition, McGraw-Hill, Boston, 2001
- [3]. Greenstein L. J., "Spectra of PSK signals with overlapping Base and Pulses", IEEE Tran. Commn., Mayıs 1977
- [4]. Ramana D. V., Prasad A.P. S. ve Pal S., "Theoretical and Experimental Results on QPSK Spectrum Used for Data Transmission", Tencon 2003
- [5]. Gronemeyer S. A ve McBride A. L., "MSK and Offset QPSK Modulation", IEEE Communication Theory of the IEEE Communications Society, Amerika Birleşik Devletleri, 1976
- [6]. Waldman D. G. ve Makarov S. B., "Synthesis of Spectral-Effective Modulation Techniques For Digital Communications Systems", Circuits and Systems for Communications 1st IEEE International Conference, (2002) 432-435

# MUSIC ALGORİTMASI VE ÖZNETELİK KAYNAŞTIRMA TEKNİKLERİ KULLANILARAK AÇI DEĞİŞİMLERİNE VE GÜRÜLTÜYE DUYARLILIĞI AZALTILMIŞ YENİ BİR ELEKTROMANYETİK HEDEF SINIFLANDIRICI

Mustafa Seçmen, Gönül Turhan-Sayan  
Orta Doğu Teknik Üniversitesi  
Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Balgat, Ankara

[msecmen@metu.edu.tr](mailto:msecmen@metu.edu.tr), [gtsayan@metu.edu.tr](mailto:gtsayan@metu.edu.tr),

**Özet:** Bu bildiri, elektromanyetik saçınım alan verilerinin doğal rezonanslarla ilişkili geç-zaman bölgesi kullanılarak öznetelik çıkartmaya dayalı, yeni bir hedef sınıflandırma yöntemi tanıtılmaktadır. Öznetelik çıkartma aşamasında çoklu sinyal sınıflandırma (MUSIC) algoritmasının basit ama etkili bir öznetelik kaynaştırma yöntemi ile birlikte kullanılması, önerilen hedef sınıflandırma yönteminin hem test verilerindeki öngörülemez açığı azaltmış, hem de verilerin SNR (sinyalin gürültüye oranı) seviyelerine olan duyarlılığını önemli ölçüde azaltmıştır. Bu yöntemin diğer önemli üstünlükleri, hedef sınıflandırıcı tasarımında sadece birkaç değişik referans açısında veri kullanımını gerektirmesi ve aktif sınıflandırma aşamasındaki hesaplama yükünün çok az olması nedeniyle gerçek zamanlı hedef tanıma uygulamalarını mümkün kılmasıdır.

## 1. Giriş

Elektromanyetik hedef sınıflandırıcı tasarımında en kritik basamak hedeflerin öznetelik bilgilerinden oluşan referans veri tabanının hazırlanmasıdır. Bu öznetelik bilgileri, işlevsel frekans bandında her türlü görüş açısı ve polarizasyonda verilen bir hedefi yeteri kadar iyi tanımlayabilmeli, bu hedefi diğerlerinden ayırabilecek hedefe özgü nitelikleri içermelidir. Bir hedefin sistem kutupları, görüş açısı ve polarizasyondan bağımsız olmaları nedeniyle hedef sınıflandırma amacıyla kullanılabilir ideal bir öznetelik kümesi oluştururlar. Bu kutuplar, tekil açılım metodunda (SEM) belirtildiği üzere hedefin geç-zaman saçınım sinyallerini oluşturan sönümlü sinüs dalgası formundaki rezonans bileşenleri ile bire bir ilişkilidir [1].

MUSIC algoritması, Gauss gürültülü ortamlardaki sinyallerden sönümlü veya sönümlenmeyen sinüs tipi sinyal bileşenlerinin parametrelerini elde etmek amacıyla kullanılan bilindik bir işaret işleme aracıdır [2]-[3]. Ancak, elektromanyetik hedef tanıma uygulamalarındaki hedefe ait geç-zaman saçınım sinyalleri gibi çok sayıda sönümlenmiş sinüs bileşeni içeren sinyallerde gürültü seviyesi arttıkça, standart MUSIC algoritmasını kullanarak saçınım verilerinden hedef sistem kutuplarının ve de özellikle kutupların gerçel kısımlarının yeterli doğrulukla tesbiti zorlaşmaktadır. Diğer kutup çıkarım tekniklerinde de görülen bu zorluktan dolayı, bu bildiriye sınıflandırıcı yöntemi hedefe ait kutup bilgilerini doğrudan çıkarmak yerine kutup bilgilerini dolaylı olarak kullanan ikincil bir hedef öznetelik bilgilerinin çıkarımını esas almaktadır. Önerilen yeni yöntemde, tasarımın yapılacağı frekans bandında ve kullanılacak her bir referans açısında, MUSIC tayf matrisi (MTM) adı verilen bir öznetelik matrisi hesaplanır. Kompleks frekans düzlemi üzerinde tanımlanan bu matrisler, referans açılarındaki hedefin diğerlerine göre daha baskın kutup değerlerini tahmin edebilmek için, saçınım sinyalinin içindeki sönümlü rezonans bileşenlerinin kuvvetlerini göreceli olarak belirlerler. Ayrıca, hedef kutupları genelde farklı görüş açılarındaki farklı şiddetlerde uyarıldıkları için [1] bir açıda yeterli kuvvette gözlenemeyen bir kutup etkisinin başka bir referans açısında yakalanabilme olasılığı birden fazla açıda MTM hesaplayarak artırılmaktadır. Sınıflandırıcı tasarımında her bir aday hedef için hesaplanmış referans MTM'lerin hepsinin toplanması ile elde edilen kaynaştırılmış MUSIC tayf matrisi (KMTM) o aday hedefi sınıflandırıcı veri tabanında ayırtılabilmek için kullanılan ana özneteliktir. Gerçek zamanlı tanıma safhasında, rastgele bir görüş açısında test hedefi algılandığında, test verilerinden hesaplanmış MTM her aday hedefe ait KMTM ile kıyaslanır. Bu aşamada hesaplanmış en yüksek ilinti (korelasyon) katsayısı, test hedefinin hangi hedef olduğunu belirler.

## 2. MUSIC Tayf Matrisi ve Sınıflandırıcı Tasarımı

Bu bildiriye asıl hedef özneteliği olarak kullanılan MUSIC tayf matrisi,  $P(u,v)$ , kısaca şöyle tanımlanır.

$$y(n) = \sum_{i=1}^L d_i e^{s_i n} + w(n) \quad , \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (1)$$

belli bir görüş açısı ve polarizasyondaki hedefe ait saçınım sinyalinin geç-zaman bölgesine ait  $s_i = \alpha_i + j\omega_i$  sistem kutuplarını içeren Gauss gürültülü bir sinyal olsun.  $L < m < N$  koşulunu sağlayan ve genellikle  $N/2$  seçilen her  $m$  tamsayısı için,  $\underline{y}(n)$  vektörü ve ilinti matrisi  $IR$  şöyle ifade edilir.

$$\underline{y}(n) = [y(n) \quad y(n-1) \quad \dots \quad y(n-m+1)]^T; IR = E\{y(n) y^H(n)\} = AE\{cc^H\}A^H + \sigma^2 I = ACA^H + \sigma^2 I \quad (2)$$

$$A = [a(s_1) \quad a(s_2) \quad \dots \quad a(s_L)]; a(s) = [1 \quad e^{-s} \quad \dots \quad e^{-s(m-1)}]^T; c = [d_1 e^{s_1 n} \quad d_2 e^{s_2 n} \quad \dots \quad d_L e^{s_L n}]^T \quad (3)$$

olarak tanımlanır.  $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_m$  ilinti matrisinin özdeğerleri ve bunlara karşılık gelen özvektör kümesi de  $\{e_1 \ e_2 \dots e_L \ e_{L+1} \dots e_m\}$  olsun.  $ACA^H$  matrisi  $m \times m$  boyutlarında bir matris ve kertes (rankı)  $L$  olduğundan [2] geri kalan  $m-L$  tane özdeğer sıfırdır. Böylece  $IR$  matrisinin  $i = L+1, \dots, m$  indeksleri için olan özdeğerleri  $\lambda_i = \sigma^2$  olur. Bu özdeğerlere karşılık gelen özvektör matrisi  $G$  olarak adlandırıldığında,  $a^H(s)GG^H a(s) = 0$  ( $m > L$ ) denkleminin çözümü MUSIC algoritmasında hedefin sistem kutup değerlerini ( $s_i$ ) verir. Bu denklemden yola çıkılarak MUSIC tayf matrisi şöyle ifade edilir.

$$P(u, v) = \frac{1}{a^H(\alpha_u + j\omega_v) GG^H a(\alpha_u + j\omega_v)} \quad (4)$$

Denklem (4)'ten de görüldüğü üzere  $P(u, v)$  matrisi,  $s = s_i$  değerlerinde tepe değerlerine ulaşır ve böylece ait olduğu hedef için bir kutup öznelik haritası olma özelliği taşır.

Sınıflandırıcı tasarımının ilk aşaması, hedeflere ait saçınım zaman sinyallerinden en uygun geç-zaman aralığının seçilmesidir. Bu amaçla önceden seçilmiş çeşitli referans görüş açılarına ait saçınım zaman sinyalleri birtakım alt aralıklara bölünür ve her aralık için normalize MTM'ler çıkartılır. Hedef kutup genliklerinin açıya bağımlı olmasından ve gürültüden dolayı, hedef kutupları çeşitli açılarda farklı şiddetlerle uyarılır. Bu nedenle MTM'ler açıya göre değişir. Her bir hedef için, farklı referans açılarında elde edilmiş MTM'lerinin toplanıp, normalize edilmesiyle kaynaştırılmış MUSIC tayf matrisleri (KMTM) oluşturulur. Böylece her hedef için kutup bilgisi artırılmış ve büyük oranda açı bağımlılığı azaltılmış bir öznelik matrisi oluşturulur. Tasarımda kullanılacak uygun zaman aralığı bulunurken her açıda elde edilmiş bu KMTM ve MTM'ler kullanılır. Bir hedefe ait belli bir açıda elde edilmiş geç-zaman bölgesine ait MTM ile aynı hedefe ait aynı zaman aralığından elde edilen KMTM birbirine benzemeli başka deyişle aralarındaki ilinti yüksek olmalıdır. Aynı yaklaşımla aynı MTM ile başka bir hedefe ait aynı zaman aralığına ait KMTM arasındaki ilinti düşük olmalıdır. Bu yaklaşımla en uygun zaman aralığı bulunurken uyuşan hedef gruplarına ait tayf matrisleri arasındaki ilinti katsayılarının toplamının maksimum, uyuşmayan hedef gruplarına ait tayf matrisleri arasındaki ilinti katsayılarının toplamının minimum olması amacı güdülür. Geç-zaman aralığının bulunması aşamasında geç-zamanın başlangıç anı,  $m$  değeri, zaman çözünürlüğü  $\Delta t$  (buna bağlı olarak aralığın süresi) önemli tasarım parametreleridir. Gerçek zamanda, bilinmeyen bir test hedefin tanınması aşamasında ise hedefe ait zaman tepkisinin tasarım aşamasında kullanılan aynı geç-zaman aralığına ait MTM'i elde edilir ve sınıflandırma bu matris ile aday hedeflere ait KMTM'ler arasındaki en yüksek ilinti katsayısına göre yapılır.

### 3. Uygulamalar ve Sonuçlar

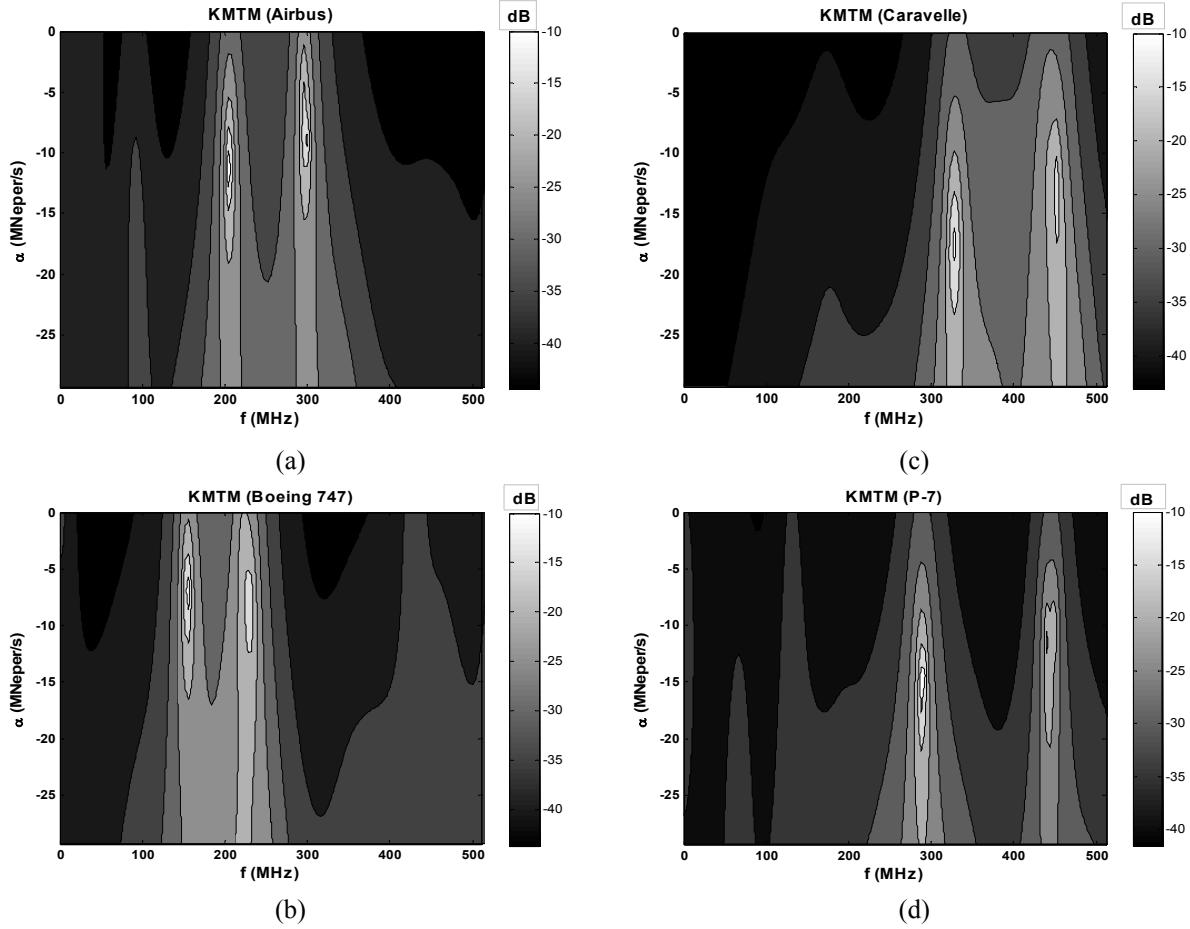
Önerilen yeni sınıflandırma yönteminin performansı, 1/100 ile ölçeklenmiş ve mükemmel iletken düz ince teller ile modellenmiş boyutları Tablo 1'de verilmiş dört tane uçak içeren bir hedef kümesi için test edilmiştir. Bu hedef kümesinin kullanılmasındaki amaç, aynı kümenin Adaptif Gauss Dağılımı, Temel Bileşenleri Analizi ve Sinir Ağları gibi algoritmalar ve her hedef için 46 referans açısı kullanan başka bir sınıflandırıcıda [4] kullanılmış olması ve bu bildiride önerilen yöntemle çok daha az referans açısı, bellek hacmi ve hesaplama zamanı ile çok daha başarılı sonuçlar elde edilebileceğini göstermektir.

**Tablo 1.** Test edilen uçakların boyutları.

	Uçak 1 (Airbus)	Uçak 2 (Boeing 747)	Uçak 3 (Caravelle)	Uçak 4 (P-7)
Gövde uzunluğu (m)	0.5408	0.7066	0.3200	0.3435
Kanat uzunluğu (m)	0.4484	0.5964	0.3440	0.3250
Kuyruk uzunluğu (m)	0.1626	0.2217	0.1092	0.1573

Uçak modelleri  $xy$  düzleminde ve burun kısmı  $+y$  doğrultusunda olacak şekilde geri saçınım verileri  $\theta=60$  derecede tutularak  $\phi=5, 10, 15, 22.5, 30, 37.5, 45, 52.5, 60, 67.5, 75$  ve  $82.5$  derece görüş açılarında ve 4 MHz basamaklarla sıfırdan 1024 MHz'e kadar olan frekans bandı üzerinde sayısal olarak kaynak [5] de oluşturulmuştur. Bu çalışmada ise, zaman uzayındaki hedef saçınım verileri %1 Gauss penceresi ve IFFT kullanılarak 15, 10, 5, 0 ve -5 dB SNR seviyelerinde sentezlendi. Sınıflandırıcının öznelik veri tabanı beş referans açısında ( $\phi=5, 15, 30, 45$  ve  $75$  derece) oluşturulmuş, referans açıları dahil bütün açılarda 10 Monte-Carlo simülasyonu ile hedef sınıflandırma

testleri yapılmıştır. Bu amaçla referans sinyaller N=128 örnek sayısı içeren alt aralıklara bölündü. Çeşitli SNR seviyeleri için, en uygun geç-zaman aralığı,  $m=64$  ve  $L=32$  alınarak MTM'lerin oluşturulması ve bu MTM'leri kullanarak alt aralıklardan en yüksek ilinti katsayı toplamına sahip olanının bulunmasıyla elde edildi. Bu aşamadan sonra belirlenen geç-zaman aralığına ait KMTM'ler oluşturuldu. Şekil 1 de SNR=10 dB durumu için hedeflerin KMTM çevrit çizimleri görülmektedir. Özellikle uçak 3 ve 4 ün model boyutları yakın olmasına rağmen şekillerden de görüldüğü üzere hedeflerin kutup konumları kolayca ayırtedilebilecek şekilde birbirlerinden farklıdır.



Şekil 1. SNR= 10 dB durumu için uçak hedeflerine ait KMTM'ler.

Bu aşamalardan sonra ise test edilen hedefe ait MTM'ler ile Şekil 1 deki KMTM'ler arasındaki en yüksek ilinti katsayısına dayanan bir sınıflandırma yapıldı. Test edilen hedef kümesinin bu bildiriye önerilen yöntem ve kaynak [4] de verilen yöntem için elde edilmiş doğru sınıflandırma oranları Tablo 2 de verilmiştir. Görüldüğü gibi, önerdiğimiz yöntemle aşırı gürültülü durumlarda bile [4] de verilen hedef sınıflandırıcı tasarımına göre yaklaşık % 10-15 daha yüksek doğruluk oranlarına ulaşmıştır.

Tablo 2. Çeşitli SNR değerleri için doğru sınıflandırma oranları.

Sinyal-Gürültü Oranı	15 dB	10 dB	5 dB	0 dB	-5 dB
Doğru Tanıma Oranı (Önerilen yöntem) (%)	100	99	94	89	85
Doğru Tanıma Oranı ([4]'teki yöntem) (%)	91	85	78	74	-

## Kaynaklar

- [1]. Baum C. E., Rothwell E. J. ve Chen K. M., "The singularity expansion method and its application to target identification," Proceedings IEEE vol. 79, No. 10, s.1481-1492, 1991.
- [2]. Stoica P., Moses R., Introduction to Spectral Analysis. Prentice Hall, s.155-168, 1997.
- [3]. Tian Z., "Iterative MUSIC: coherent signal estimation, performance analysis," IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, ICASSP '02, vol. 3, s.3041-3044, Mayıs 2002.
- [4]. Kim K.-T., Choi I.-S. ve Kim H.-T., "Efficient radar target classification using adaptive joint time-frequency processing," IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. 48, No. 12, s.1789-1801, Aralık 2000.
- [5]. Ersoy M. O. ve Turhan-Sayan G., "Electromagnetic Target Classification of Small-Scale Aircraft Modeled by Conducting Wire Structures Using a Natural Resonance Based Feature Extraction Technique," 2005 IEEE APS/URSI Symposium, Washington D.C., ABD, 3-8 Temmuz, 2005.

# OFDM SİSTEMLERİNDE ARAKİPLENİM BOZULMALARININ ÖNCE DEN BOZMA METODU İLE AZALTILMASI

CebraİL ÇİFLİKLİ<sup>1</sup>

A. Çağrı YAPICI<sup>2</sup>

A. Tuncay ÖZŞAHİN<sup>3</sup>

<sup>1,3</sup> Erciyes Üniversitesi  
Kayseri Meslek Yüksekokulu  
Melikgazi, KAYSERİ

<sup>1</sup>e-posta: cebrailc@erciyes.edu.tr <sup>3</sup>e-posta: atozsahin@erciyes.edu.tr

<sup>2</sup> Erciyes Üniversitesi,  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Melikgazi, KAYSERİ  
<sup>2</sup> e-posta: cyapici@erciyes.edu.tr

**Özet:** Bu çalışmada Radyo Frekansı (RF) güç kuvvetlendiricilerinin doğrusallaştırılması tekniklerinden bir tanesi olan Önceden-Bozma (PD) metodu Ortogonal Frekans Bölmeli Çoğullama (OFDM) sistemlerinde ara-kiplenim bozulmalarının azaltılması için kullanılmıştır. Önceden-bozucu sistem polinom tabanlı bir işleme fonksiyonu içermektedir. Benzetim programları vasıtasıyla, ara-kiplenim bozulmalarının azaltılması için polinom katsayıları optimizasyon yöntemleriyle belirlenmiştir. Optimizasyon tekniği OFDM benzeri çok taşıyıcılı sistemlerde güç kuvvetlendiricilerinin doğrusallaştırılması için önerilmiştir.

## 1. Giriş

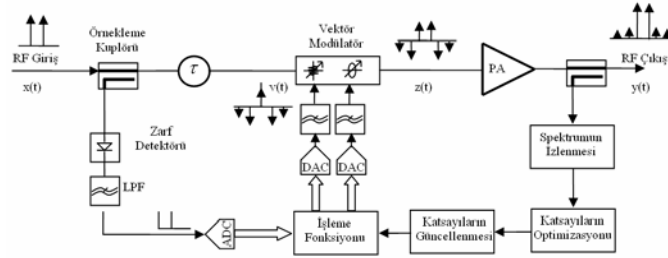
Kanal kapasitesi ve bant-genişliği, modern haberleşme sistemlerinde önemli problemlerdendir. Bu problemleri aşmak için OFDM ve CDMA benzeri bant genişliği kullanımı verimli, fakat taşıyıcı zarfı sabit olmayan modülasyon teknikleri tercih edilmektedir. Bununla beraber OFDM sistemlerinin zarf dalgalanmaları, RF güç kuvvetlendiricilerinin doğrusal olmayan çalışmalarından dolayı ara-kiplenim bozulmaları (IMD) meydana getirmektedir [1]. Bu bozulmalar diğer kanallara arzu edilmeyen güç kaçaklarına sebep olan spektral kabarma olarak kendisini göstermektedir. Bu spektral kabarmayı belirlemek için “Komşu Kanal Güç Oranı” (ACPR) genel bir başarımlı ölçüsüdür.

Ara-kiplenim bozulmalarını istenilen seviyelerde tutmak ve arzu edilen ACPR seviyesini elde etmek için geleneksel bir RF güç kuvvetlendiricisi belirli bir güç geri çekmesi ile kullanılmalıdır. Bununla birlikte bu durum düşük güç verimliliği ile sonuçlanmaktadır. Daha uygun bir çözüm ise, güç verimli, bundan dolayı oldukça doğrusal olmayan bir kuvvetlendiriciyi doğrusallaştırma metodu ile birlikte kullanmaktır. En sık kullanılan teknikler, ileri-beslemeli [2]-[3], geri-beslemeli [4] ve önceden-bozma [5]-[7] teknikleridir. İleri-beslemeli tekniği en iyi bozulma iyileşmesi sağlaması ile birlikte, fazladan yardımcı bir kuvvetlendiriciye ihtiyaç duyması ve büyük boyutlara sahip olmasından dolayı baz istasyonu uygulamalarıyla sınırlı kalmaktadır. Geleneksel geri-beslemeli tekniği, benzer bozulma iyileştirmesi için kazanç kaybı ve kararlılık problemlerini beraberinde getirmektedir. Önceden-bozma doğrusallaştırma tekniği ise küçük boyut, düşük karmaşıklık ve kararlı çalışma gibi avantajlara sahip bir tekniktir.

## 2. Önceden-Bozma Doğrusallaştırma Tekniği

Polinom tabanlı işleme fonksiyonuna sahip önceden-bozma doğrusallaştırma devresi Şekil 2’de görülmektedir. Optimizasyon şematiki çift ton test işareti ile çalıştırılmış, optimizasyon sonucunda elde edilen işleme fonksiyonu polinom katsayıları kullanılarak OFDM işareti üzerinde kullanılmıştır. Giriş işaretini oluşturan, eşit güçteki çift-ton işaret  $x(t)$  aşağıdaki gibi ifade edilebilir;

$$x(t) = \text{Re}\{Ae^{j\omega_1 t} + Ae^{j\omega_2 t}\} = \text{Re}\{\tilde{x}(t) \cdot e^{j\omega_c t}\} \quad (1)$$



**Şekil-2.** Önceden-bozucu doğrusallaştırıcı devresi

burada  $A$  işaretlerin genliğini ifade ederken  $\omega_1$ ,  $\omega_2$  ve  $\omega_c$  ise taşıyıcı frekanslarını ifade etmektedir. Zarf detektörü tarafından elde edilen, çift ton giriş işaretinin kompleks zarfının genliği,

$$|\tilde{x}(t)| = \sqrt{\frac{1}{2} \{1 + \cos[(\omega_2 - \omega_1)t]\}} \quad (2)$$

şeklinde ifade edilebilir. Kuvvetlendirici çıkışı  $y(t)$ , ara-kiplenim terimlerinden sadece tek dereceli olanlar ele alındığında ve kuvvetlendirici hafızaya sahip değilken aşağıdaki gibi ifade edilebilir;

$$y(t) = \sum_{k=1}^n a_{2k-1} \cdot |x^{2(k-1)}(t)| \cdot x(t), \quad n=5 \text{ iken} = a_1 x(t) + a_3 x^3(t) + a_5 x^5(t) \quad (3)$$

burada  $a_{2k-1}$  güç kuvvetlendiricisinin doğrusal olmayan karakteristiğini ifade eden kompleks katsayıdır.

$v_I(t)$  ve  $v_Q(t)$  sırasıyla vektör modülatorün I ve Q kanallarının kontrol işaretleridir ve işleme fonksiyonu tarafından elde edilir.

$$v_{I,Q} \{|\tilde{x}(t)|\} = b_{I,Q1} - b_{I,Q2} |\tilde{x}(t)|^3 - b_{I,Q5} |\tilde{x}(t)|^5 \quad (4)$$

Sabit terim ara-kiplenim ürünlerinin gücünü değil, güç kuvvetlendiricisine giren asıl işaret gücünü kontrol etmektedir. Önceden bozulmuş işaret  $z(t)$  giriş işareti  $x(t)$  ve önceden bozucu işaret  $v(t)$ 'nin çarpımı sonucu meydana gelmektedir;

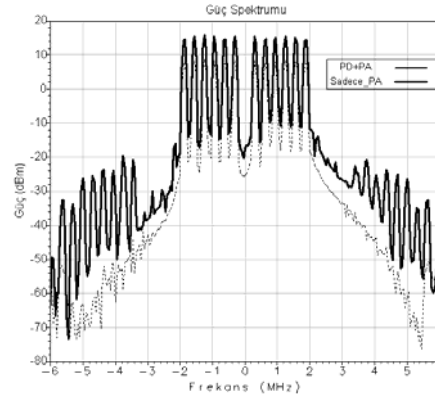
$$\begin{aligned} z(t) &= x(t) \cdot v(t) \\ &= \beta_0 \cdot \{\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)\} \\ &\quad - \beta_0 \cdot \{\cos[(2\omega_1 - \omega_2)t] + \cos[(2\omega_2 - \omega_1)t]\} - \beta_2 \cdot \{\cos[(3\omega_1 - 2\omega_2)t] + \cos[(3\omega_2 - 2\omega_1)t]\} \end{aligned} \quad (5)$$

$\beta_k$  katsayılarının optimizasyonu vasıtasıyla oluşturulan önceden bozucu terimler ile güç kuvvetlendiricisinden kaynaklanan ara-kiplenim bozulmalarını azaltmak mümkündür.

### 3. Simülasyon ve Sonuçları

Önceden-bozma doğrusallaştırma tekniği, polinom tabanlı bir işleme fonksiyonu ile OFDM sistemlerinde güç kuvvetlendiricilerinden kaynaklanan ara-kiplenim bozulmalarını azaltmak için kullanılmıştır. İşleme fonksiyonunun katsayıları benzetim programı ve optimizasyon yöntemleri kullanılarak, çift-ton test işareti vasıtasıyla elde edilmiştir. Daha sonra bu katsayılar çok taşıyıcılı bir sistem olan OFDM sistemi için kullanılmış başarımlı ölçütü olarak komşu kanal güç oranı ele alınmıştır. Benzetimler ve optimizasyonlar için Agilent ADS2005A programı kullanılmıştır.





**Şekil 3.** Güç kuvvetlendiricisi çıkışı güç spektrumu.

Güç kuvvetlendiricisinin çıkışına ait güç spektrumu, önceden-bozucu varken ve yokken olmak üzere şekil 3'te gösterilmiştir. OFDM sistemi 2.452 GHz merkezli, komşu kanalları kapsayacak 10 MHz bant genişliğine sahiptir. RF güç kuvvetlendiricisi 2.4-2.5 GHz bant aralığında 20 dB kazançla sahip olup, üçüncü derece kesişim noktası (IP3) 36 dBm dir. Kuvvetlendiricinin güç doyum noktası 24 dB dir. Benzetim sonuçlarına göre önceden bozma doğrusallaştırma tekniği kullanılarak, 2MHz frekans ofsetinde 10 dB, -2MHz frekans ofsetinde 13.1 dB, 4 MHz frekans ofsetinde 19 dB ve -4MHz frekans ofsetinde 27.4 dB ACPR iyileştirmesi sağlanmıştır. Sonuç olarak doğrusallaştırıcı kullanılan OFDM sistemlerinde daha yüksek ACPR değerlerine ulaşmanın mümkün olduğu, arakiplenim bozulmalarının azaldığı ve sistem güç verimliliğini arttığı gösterilmiştir.

#### 4. Sonuç

Bu çalışmada OFDM sistemlerinde güç kuvvetlendiricilerinin doğrusalsızlıklarından kaynaklanan arakiplenim bozulmalarının azaltılması için önceden-bozma doğrusallaştırma metodu önerilmiştir. Önerilen metodun test edilmesi için Agilent-ADS2005A benzetim programı kullanılmıştır. Benzetim sonuçları OFDM işaretinde arakiplenim bozulmalarından kaynaklanan spektral kabarmanın önceden-bozma metodu ile istenilen seviyelere azaltılabildiğini ölçülen ACPR değerleri vasıtasıyla göstermiştir.

Sonuç olarak önceden-bozma doğrusallaştırma metodu OFDM sistemlerinde güç kuvvetlendiricilerinin sebep olduğu arakiplenim bozulmalarını azaltmak amacıyla kullanılabilir bir metottur.

#### Kaynaklar

- [1] Pedro J. C. ve Carvalho N. B., Intermodulation Distortion in Microwave and Wireless Circuits, Artech House, 2003.
- [2] Young Y. W., Youngoo Y., Jaehyok Y., Joongjin N., Jeong H. C. ve Bumman K., Feedforward amplifier for WCDMA base stations with a new adaptive control method, Microwave Symposium Digest, Cilt. 2, ss. 769 – 772, 2-7 Haziran 2002.
- [3] Legarda J., Presa J., Hernández E., Solar H., Mendizabal J. ve Peñaranda J. A., An Adaptive Feedforward Amplifier Under “Maximum Output” Control Method for UMTS Downlink Transmitters, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Cilt. 53, No. 8, Ağustos 2005.
- [4] Kim Y., Yang Y., Kang S. H. ve Kim B., Linearization of 1.85 GHz amplifier using feedback predistortion loop, IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., ss. 1675–1678, 1998.
- [5] Hau G., Nishimura T. B. ve Iwata N., A Highly Efficient Linearized Wide-Band CDMA Handset Power Amplifier Based on Predistortion Under Various Bias Conditions, IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, Cilt. 49, No. 6, Haziran 2001
- [6] Woo W., Miller M. D. ve Kenney J. S., A Hybrid Digital/RF Envelope Predistortion Linearization System for Power Amplifiers, IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, Cilt. 53, No. 1, Ocak 2005
- [7] Lee S. Y., Lee Y. S., Hong S. H., Choi H. S. ve Y. H., An Adaptive Predistortion RF Power Amplifier With a Spectrum Monitor for Multicarrier WCDMA Applications, IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, Cilt. 53, No. 2, Şubat 2005.

# OFDM Sistemlerinde Kanal Dengeleme için Yapay Sinir Ağlarının Kullanılması

Cebrail ÇİFTLİKLİ<sup>1</sup>, A. Tuncay ÖZŞAHİN<sup>2</sup>, A. Çağrı Yapıcı<sup>3</sup>

<sup>1</sup>Elektronik Haberleşme Bölümü, Erciyes Üniversitesi

<sup>2</sup>Elektrik Bölümü, Erciyes Üniversitesi

<sup>3</sup>Elektrik Elektronik Müh., Erciyes Üniversitesi

cebrailc@erciyes.edu.tr, atozsahin@erciyes.edu.tr, cyapici@erciyes.edu.tr

**Özetçe:** Bu makalede Diksel Frekans Bölmeli Çoğullama (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing - OFDM) sisteminde Yapay Sinir Ağına (YSA) dayalı kanal kestirimi tekniği gerçekleştirilmiştir. Kanal modeli olarak çok yollu Rayleigh sönümlü kanallar kullanılmıştır. Ayrıca pilot işaret tabanlı kanal kestirimi de gerçekleştirilmiştir. Her iki kestirim metodunda elde edilen simülasyon sonuçları karşılaştırılmıştır. YSA tabanlı kanal kestirimi sonucunda elde edilen bit-hata oranının, pilot işaret destekli kestirim sonucunda elde edilen bit hata oranından daha düşük olduğu gösterilmiştir.

## 1. Giriş

Frekans seçici bir kanalı, paralel birçok düz sönümlenmeli alt kanala dönüştüren Diksel Frekans Bölmeli Çoğullama (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing - OFDM) sistemi yüksek hızlı kablosuz sistemlerdeki çok yollu gecikme yayılımına karşı oldukça etkili bir sistemdir [1]. OFDM sistemi kablosuz yerel alan ağları (WLAN) standardı (IEEE 802.11), ETSI Yüksek Performanslı Yerel Alan Ağı Tip 2 (HIPERLAN/2) ve Japon Mobil Çoklu Ortam Erişim Haberleşme (MMAC) sistemlerinde kullanılmaktadır [2].

Kanalın bozucu etkileri OFDM sistem performansını etkileyen önemli faktörlerden biridir. Bundan dolayı OFDM işaretleri alıcıya ulaştığında, demodülasyon yapılmadan önce dinamik kanal kestirimi yapılması gereklidir [3]. Bu çalışmada kanal kestirimi için Yapay Sinir Ağları ve Pilot Destekli teknikler kullanılmıştır. Her iki sistemde elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır.

OFDM sistemlerinde, deneme dizili ve kör kestirim teknikleri olmak üzere kanal kestirimi için geliştirilen iki metod kullanılmaktadır [4]. Bu makalede deneme dizili kanal kestirimi gerçekleştirilmiştir. Bu teknikte, vericide OFDM işaretine sabit zaman aralıklarında deneme/pilot işaretleri yerleştirilir. Alıcıda ise pilot işaretler kullanılarak kanal karakteristikleri kestirilir. Her bir alt taşıyıcı kanalındaki bozulmalar birbirinden bağımsız olduğundan, bu çalışmada pilot işaretler bilinen bir zaman aralığında frekans domeninde yerleştirilir. Kestirilen kanal karakteristikleri kullanılarak iletilen işaret yeniden elde edilir [4].

YSA tabanlı kanal kestirim tekniğinde ise kanal çıkışı ve girişindeki iki işaret ilk olarak ağa uygulanarak ağın eğitimi gerçekleştirilmektedir. Ağ, kanal yapısına göre eğitildikten sonra kanal çıkışındaki işaret ağa uygulanmaktadır. Yapay sinir ağı kanal yapısını öğrendiği için ağ çıkışındaki işaret kestirilmiş işaret olmaktadır. Bu işaret daha sonra demodüle edilerek iletilen işaret elde edilir.

## 2. OFDM Sistemi

OFDM sistemine ait temel blok diyagram Şekil 1' de görülmektedir. OFDM sisteminde, mevcut bant genişliği  $N$  adet diksel alt kanal setine bölünür. Karmaşık veri sembol dizisi,  $N$  adet sembol çatısına  $\{a_{i,n} \mid n = 0, \dots, N-1\}$  bölünür. Burada  $a_{i,n}$   $i$ . sembol aralığı süresince iletilen  $n$ . sembolü göstermektedir. Bu işaretin modülasyonu  $N_f$  noktalı ters Fourier dönüşümüyle (IFFT) gerçekleştirilir.

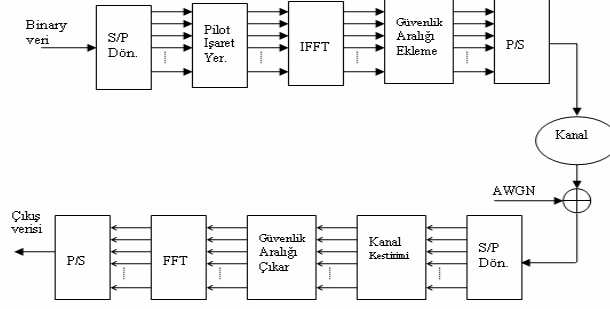
$$x(n) = \sum_{l=0}^{N-1} a_{l,n} e^{j(2\pi l n / N)} \quad n=0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (1)$$

Sayısal giriş verisi ters Fourier dönüşümü kullanılarak modüle edildikten sonra semboller arası girişimden korunmak için uzunluğu gecikme yayılımından daha büyük olan bir güvenlik aralığı (GA) eklenir. Bu güvenlik aralığı OFDM işaretinin son kısmından bir bölümün baş kısmına eklenmesiyle gerçekleştirilir. Güvenlik aralığı eklendiğinde işaret aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

$$x_f(n) = \begin{cases} x(N+n), & n = -N_g, -N_g+1, \dots, -1 \\ x(n), & n = 0, 1, \dots, N-1 \end{cases} \quad (2)$$

Bu ifadedeki  $N_g$  eklenen güvenlik aralığının uzunluğudur. İletilen işaret  $x_f(n)$  zamanla değişen frekans seçici sönümlenmeli bir kanal üzerinden geçerek alıcıya ulaşır. Kanal çıkışındaki işaret aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

$$y_f(n) = x_f(n) \otimes h(n) + w(n) \quad (3)$$



Şekil 1: OFDM sistemine ait temel blok diyagram

Burada  $w(n)$  Beyaz Toplanır Gaussian Gürültüsü (AWGN) ve  $h(n)$  kanalın impuls cevabıdır.

Alıcıda, alınan işaret ilk olarak kanal kestirimciye uygulanır. Burada kanalın bozucu etkileri giderilir. Pilot tabanlı kestirim tekniğinde kestirim için vericide eklenen pilot işaretler kullanılır. İletilen işaret aşağıdaki şekilde kestirilir.

$$X_e = \frac{Y(k)}{H_k(k)} \quad (4)$$

Bu ifadedeki  $H_k(k)$  kestirilmiş kanal cevabıdır. Alıcı kısımda vericide gerçekleştirilen işlemlerin sırayla tersi yapılarak demodülasyon işlemi gerçekleştirilir. Bundan dolayı alıcıda ilk olarak kanal kestirimci çıkışındaki işaretten vericide eklenen güvenlik aralığı çıkarılır. Bu, vericide eklenen uzunluktaki örneğin alınan işaretin baş kısmından çıkarılmasıyla gerçekleştirilir. Elde edilen işaret Ayırık Fourier Dönüşümü (FFT) kullanılarak demodüle edilir.

$$Y(k) = FFT\{y(n)\} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y(n)e^{-j(2\pi kn/N)} \quad (5)$$

FFT işleminden sonra elde edilen işaret verici girişindeki orijinal bildiri işaretidir.

### 3. Pilot İşaretler Kullanılarak Kanal Kestiriminin Gerçekleştirilmesi

Kanal kestirimi için blok tip pilot işaretler kullanılmıştır. Blok tip kanal kestiriminde bütün alt taşıyıcılar pilot işaretler olarak kullanılır ve OFDM kanal kestirim sembolleri periyodik olarak gönderilir. Kanal kestirimi En Küçük Kareler (LS) veya Minimum Ortalama Kareler (MMSE) kullanılarak gerçekleştirilir [5],[6].

Güvenlik aralığı kullanılarak semboller arası girişimin ortadan kaldırıldığı kabul edilirse, aşağıdaki matris bağıntısı yazılabilir.

$$Y = XTh + W \quad (6)$$

Bu bağıntıdaki ifadeler aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$W_N^{kl} = \frac{1}{N} e^{-j2\pi(k/N)l} \quad (7)$$

Kanal vektörü  $h$ 'in Gaussian olduğu ve  $W$  gürültüsü ile ilintisiz olduğu kabul edilirse,  $h$ 'in MMSE kestirimi aşağıdaki ifade ile bulunur.

$$H_{MMSE} = TC_{hY}C_{YY}^{-1}Y \quad (8)$$

Bu ifadede  $C_{hY}h$  ile  $Y$  arasındaki çapraz kovaryans matrisi ve  $C_{YY}$  oto-kovaryans matrisidir.

$$C_{hY} = E\{hY\} = R_{hh}T^H X^H, \quad C_{YY} = E\{YY\} = XTR_{hh}T^H X^H + \sigma^2 I_N \quad (9)$$

LS kestirimi ise aşağıdaki ifadeyle bulunur.

$$H_{LS} = X^{-1}Y \quad (10)$$

### 4. Yapay Sinir Ağları Kullanılarak Kanal Kestiriminin Gerçekleştirilmesi

Yapay Sinir Ağları (YSA), insan beyninin işleyişini taklit ederek yeni sistem oluşturulmaya çalışılan sistemlerdir [7]. İstisnasız tüm YSA yapılarının esin kaynağı biyolojik sinir ağlarının işleyiş yöntemidir. YSA'nın öğrenme özelliği bu yaklaşımın cazibesini artırmıştır.

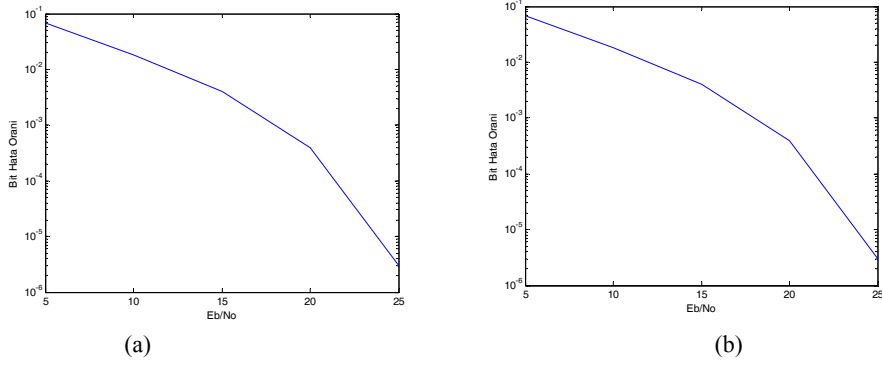
Bu makalede, YSA'nın öğrenebilme özelliği kullanılmıştır. Kanal giriş ve çıkışı YSA'ya uygulanarak YSA'nın kanalı öğrenmesi sağlanmıştır. YSA kanal yapısını öğrendikten sonra kanal çıkışları YSA'a uygulanarak kanal kestirimi gerçekleştirilmiştir. YSA çıkışı kestirilmiş işaret olmaktadır.

YSA kullanılarak gerçekleştirilen kanal kestiriminde ikisi gizli katman olmak üzere üç katmanlı ileri beslemeli bir yapay sinir ağı kullanılmıştır. Gizli katmanlardan biri 5, diğeri 12 nörona sahiptir. Bu değerler yapılan simülasyonlar sonucunda elde edilmiştir. Daha fazla nöron kullanıldığında bit-hata oranının çok fazla değişmediği gözlenmiştir. Transfer fonksiyonu olarak 'logsig' kullanılmıştır. Bu transfer fonksiyonun yapılan simülasyonlarda en iyi sonucu veren fonksiyon olduğu gözlemlenmiştir.

## 5. Sonuçlar

OFDM sistem performansını etkileyen en önemli problemlerden birisi çok yollu kanalların bozucu etkileridir. Bu makalede kanal kestirimi için yeni bir teknik olarak Yapay Sinir Ağları kullanılmıştır. YSA ile elde edilen sonuçlar pilot işaret tabanlı kanal kestirimi sonucunda elde edilen değerler ile karşılaştırılmıştır.

Şekil 2 ve Şekil 3'te sırasıyla YSA ve pilot işaret tabanlı teknikleri kullanılarak gerçekleştirilen kanal kestirimine ait bit-hata oranları görülmektedir. YSA kullanılarak elde edilen sonuçların pilot işaret ile elde edilen sonuçlara çok yakın olduğu görülmektedir. Tablo 1'de ise bu teknikler kullanılarak elde edilen bit-hata oranı değerleri verilmiştir.



Şekil 2: (a)YSA kullanılarak gerçekleştirilen kanal kestirimi için bit-hata oranı  
(b) Pilot işaretler kullanılarak gerçekleştirilen kanal kestirimi için bit-hata oranı

Tablo 1: Her iki kanal kestirim tekniği sonucunda elde edilen bit-hata oranları

$E_b/N_0$	Bit Hata Oranı (YSA için)	Bit Hata Oranı (PDKS için)
5	0,0554	0,0679
10	0,0158	0,0210
15	0,0019	0,0041
20	$\cong 9,41 \times 10^{-5}$	$\cong 4 \times 10^{-4}$
25	$\cong 7 \times 10^{-7}$	$\cong 3 \times 10^{-6}$

## Kaynakça

- [1] Xie, Y. and Georghiades, C. N., "An EM-Based Channel Estimation Algorithms for OFDM with Transmitter Diversity", Thesis on OFDM
- [2] Van Nee, R. And Prasad, R., "OFDM for Wireless Multimedia Communications", Artech House Publisher, 2000.
- [3] Coleri, S., Ergen, M., Puri, A., and Bahai, A., "Channel Estimation Based Tecniques Based on Pilot Arrangement in OFDM Systems", IEEE Trans. Broadcasting, Vol. 48, 223-229, 2002.
- [4] Doukopoulos, X. and Moustakides, G.V. , "Adaptive Algorithms for Blind Channel Estimation in OFDM Systems," IEEE International Conference on Communications ICC'2004, Paris, 2004.
- [5] Van De Beek, J. J., Edfors, O., Sandell, M., Wilson, S. K. and Brjesson, P. O., "On Channel Estimation in OFDM Systems", IEEE 45th Vehicular Technology Con., 815-819, Chicago, 1995.
- [6] Van De Beek, J. J., Edfors, O., Sandell, M., Wilson, S. K. and Brjesson, P. O., "OFDM Channel Estimation by Singular Value Decomposition", IEEE Trans. On Comm., 46(7): 931-939, 1998.
- [7] Sağıroğlu,Ş., Beşdok, E., Erler, M., "Mühendislikte Yapay Zeka Uygulamaları 1", Ufuk Yayınevi, Kayseri, 2003.

# TAŞMA İLETİŞİM KURALININ OMNeT++ ile BENZETİMİ

Muharrem SIRMA, Mehmet YAKUT, Ali TANGEL, Adnan KAVAK<sup>1</sup>, İsmail ERTÜRK<sup>2</sup>

Kocaeli Üniversitesi

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü

İzmit, Kocaeli

[msirma@ekm.tsk.mil.tr](mailto:msirma@ekm.tsk.mil.tr), [myakut@kou.edu.tr](mailto:myakut@kou.edu.tr), [atangel@kou.edu.tr](mailto:atangel@kou.edu.tr)

<sup>1</sup>Kocaeli Üniversitesi

Bilgisayar Mühendisliği Bölümü

İzmit, Kocaeli

[akavak@kou.edu.tr](mailto:akavak@kou.edu.tr)

<sup>2</sup>Kocaeli Üniversitesi

Teknik Eğitim Fakültesi

İzmit, Kocaeli

[erturk@kou.edu.tr](mailto:erturk@kou.edu.tr)

**Özet:** Bu çalışma ile kablosuz haberleşme ve plansız ağ'ların benzetimi yapılmıştır. Bu amaçla OMNeT++ benzetim programı ve hareketlilik modülü ile yapılan çalışmalar anlatılmıştır. Kablosuz haberleşme iletişim kurallarının analizine taşıma protokolü ile başlanmış bu amaçla oluşturulan örnek bir ağ üzerinde inceleme yapılmıştır. Simülasyon neticelerine dayanılarak taşıma protokolünün kablosuz haberleşmede kullanılması ile karşılaşılan durumlar analiz edilmiş, problemler için çözüm önerilerinde bulunulmuştur. Çalışmalar IEEE 802.11 iletişim kuralının benzetim ve analizi ile devam etmekte olup, kablosuz haberleşme için, bulanık mantık ilkelerine dayalı, denetimli ve enerji kontrollü bir iletişim kuralı geliştirmek hedeflenmektedir.

## 1. Giriş

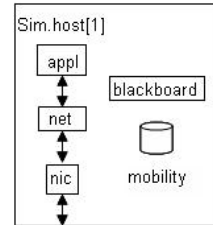
Haberleşme ilkeleri bilginin hedefe daha az maliyet ile iletilmesini sağlayabilir. Kablosuz ve plansız ağ haberleşmesi için, bu ilkeler bir zarurettir. Kablosuz haberleşmede kısıtlar daha fazla, kablosuz aygıtlarda ise kaynaklar daha azdır. İletişimi doğrudan etkileyecek bu unsurlara yönelik olarak, plansız bir ağ üzerinde, kablosuz haberleşme ilkelerinin neden olabileceği sonuçları analiz etmek mümkündür. Elde edilecek sonuçlar bu alanda yapılması gereken çalışmaları işaret edecek olup, yönlendirme algoritmalarının bu hususta en temel çalışma alanı olduğu düşünülmektedir.

## 2. OMNeT++

OMNeT++ nesneye-yönelik ve modüler yapıda ayrık olay ağ benzeticisidir [1]. Bir çok çalışmanın modellenmesi için kullanılabilir: haberleşme ağlarının

trafik modellemesi, iletişim kurallarının modellenmesi, ağ kuyruklamanın modellenmesi, çok işlemcili ve diğer dağıtık donanım sistemlerinin modellenmesi, karmaşık yazılım sistemlerinin performans durumlarını değerlendirilmesi ve ayrık olay yaklaşımının elverişli olduğu diğer sistemlerinin modellenmesi gibi. Bir OMNeT++ benzetim modeli hiyerarşik olarak iç içe yuvalanmış modüllerden oluşur. Modüllerin iç içe yuvalanmaları sınırlı değildir, kullanıcıya model yapı içinde gerçek sistemin lojik yapısını yansıtmaya imkanı verir. Modüller mesaj geçişi yolu ile haberleşirler. Mesajlar karmaşık veri yapılarını içerirler. Modüller, ya doğrudan kendilerinin hedefine ya da kapılar ve bağlantılar arasından önceden tanımlanmış bir yol boyunca, mesajlarını gönderirler. Modüllerin kendi parametreleri vardır ve bunlar modül davranışını özelleştirmek ve modelin topolojisini programlamak için kullanılırlar.

## 2.1. OMNeT++ Hareketlilik İskeleti

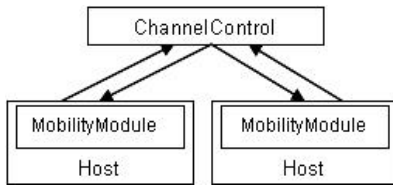


Şekil 1. Gezgini düğümün yapısı.

OMNeT++ hareketlilik iskeleti kablosuz ve gezgin olan sistemlerin simülasyonlarını gerçekleştirmek için kullanılabilir. Düğüm hareketliliği, dinamik bağlantı yönetimi ve kablosuz kanal için model desteği

içermektedir [2]. İlâveten, kullanıcının kendi modüllerini gerçekleştirebilmesi için “basic module”ler sağlar. Bu kavram sayesinde bir programcı, hareketlilik iskeletine yönelik kendi iletişim kurallarını, gerekli arabirim ve malzemelerin birlikte çalışabilirliği ile uğraşmaksızın, kolaylıkla geliştirebilir. Hareketlilik iskeleti bir çok alanda kullanılabilir: sabit kablosuz ağlar, gezgin kablosuz ağlar, plansız ve merkezleştirilmiş ağlar, algılayıcı ağları, çok kanallı kablosuz ağlar ve hareketlilik desteğine ve/veya kablosuz bir arabirime gereksinim duyan diğer simülasyonlar. Hareketlilik iskeleti kullanılarak gezgin bir düğüm (örneğin bir bilgisayar) modeli için mimari yapı, hareket kabiliyeti ve dinamik bağlantı yönetimi oluşturulabilir. Gezgin bir düğümün iç yapısı şekil 1’de gösterilmiş olup, bu yapıda ISO/OSI katmanları standardından ayrı olarak ilâveten “Mobility” modülü ve “Blackboard” olarak isimlendirilen bir modül bulunmaktadır. “Mobility” modülü gezgin düğümün coğrafi pozisyonunu bulur ve onun hareketlerini işler. “Blackboard” modülü katmanlar arası çapraz haberleşme için kullanılır.

Simülasyon iskeleti oluşturulurken hareketlilik mimarisine yönelik iki önemli soruya cevap bulunmalıdır. İlk soru hareketlilik bilgisi nerede işlem görecektir ve düğüm hareketleri nasıl işlenecektir. Düğümü etki mesafesi içindeki bağlantıların nerede ve nasıl dinamik olarak işleneceği ise ikinci alınması gereken karardır.



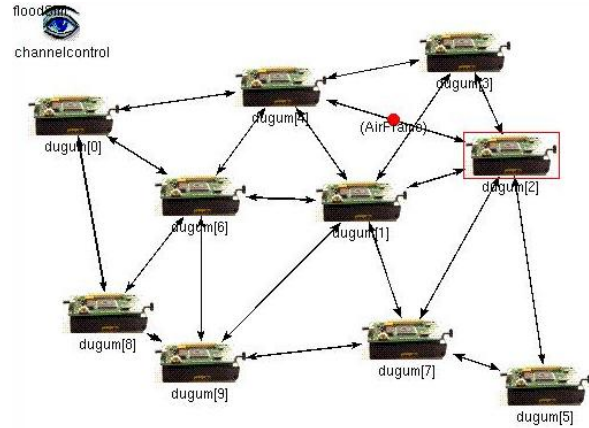
Şekil 2. Hareketlilik Mimarisi.

Hareketlilik mimarimizin çekirdek bileşeni her bir “Host” modüldeki genel “ChannelControl” modül ile birlikte bağımsız “Mobility” modülüdür (Şekil 2). “Mobility” modül ana görevlerinden birisi düğümün (Host’un) hareketlerini işletmektir. “ChannelControl” modülü düğümler arasındaki tüm muhtemel bağlantıları kontrol ve idame eder [2], birbirlerine engel olabilecek düğümler arasında bağlantı oluşturarak kontrollü haberleşme sağlar. Kablosuz ağ simülasyonlarında, sadece, iki düğümün birbirlerine bağlanıp bağlanmadığı değil, aynı zamanda iki düğümün birbirlerine müdahale edip etmedikleri de önemlidir. “ChannelControl” modülü kanalın taşıyıcı frekansına, mümkün olan azami gönderme gücüne ve diğer ağ parametrelerine dayanarak maksimum girişim mesafesini belirler. Bir düğüm için azami girişim mesafesi, komşu düğüm haberleşmesini karıştırma

olasılığı olan mesafe ile ilgili bir sınırdır.

### 3. OMNeT++ hareketlilik modülü ile taşma protokolü benzetiminin sonuçları

Benzetimi yapılacak ağ oluşturulurken düğüm (Host) olarak kablosuz algılayıcı modeli kullanılmıştır. Kablosuz algılayıcı ağ düzeneği şekil 3’de gösterilmiş olup, benzetim sonuçları ise tablo 1’de verilmiştir.



Şekil 3. Benzetimi yapılan kablosuz ağ devresi.

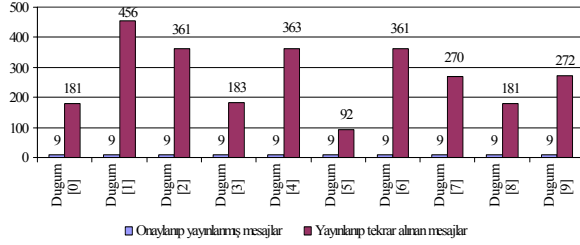
Elde edilen sonuçlarda etki alanı içerisinde daha fazla komşusu olan düğümlerin yoğun bir haberleşme trafiğine maruz kaldığı görülmüştür. Bunlar taşma iletişim kuralının ilkeleri gereğince yayınlanmış bir bilginin, her bir komşusundan ayrı ayrı olmak sureti ile, bir çok kopyasını almış ve bu bilgiyi aynı ilkeler gereğince yeniden yayınlarken birbirleri arasında gereksiz bir döngü kurulmasına neden olmuşlardır.

Tablo 1. Simülasyon sonuçları.

	D.0	D.1	D.2	D.3	D.4	D.5	D.6	D.7	D.8	D.9
Alınmış kullanış mesaj sayısı	9	9	9	9	9	9	9	9	9	9
Alınmış ve yayınlanmış kullanışsız mesajlar	9	9	9	9	9	9	9	9	9	9
Kullanışsız mesajların yayınlanma sayısı	70	72	72	72	72	68	72	72	70	72
Mesajların tekrar yayınlanma sayısı	181	456	361	183	363	92	361	270	181	272

Düğümlere göre bir mesajın tekrar yayınlanması grafiği şekil 4’de gösterilmiştir. 1 numaralı düğümün davranışlarını incelediğimizde, almış olduğu toplam 9 adet mesajı sadece 9 kez yayınlamış olması gerekirken, taşma iletişim kuralının neticesi olarak, bu olayın, tekrar yayınlamalardan dolayı, toplamda 456 kez gerçekleştiğini görmekteyiz. Bu düğüm 50,6 kat

oranda fazla aktivasyon içerisinde olmuş ve bu oranda enerji harcamıştır. Diğer düğümlerin oranlarını da hesaba kattığımızda haberleşme ortamının daha yüksek katlarda meşgul edildiğini görmüş oluruz.



Şekil 4. Düğümler tarafından alınıp yayınlanmış ve tekrar alınmış mesajlar grafiği.

#### 4. Taşma iletişim kuralı için sonuç ve öneriler

Klasik taşma yönteminde, bir düğüm her ne olursa olsun veriyi daima komşularına gönderir [3]. Bu iç patlama problemine yol açar ve bazı düğümlere aynı verinin birden fazla kopyası gönderilmiş olur. Ayrıca, düğümlerin kapsam alanlarının coğrafi olarak örtüşüyor olmasından dolayı örtüşen alandaki veri kesişen düğümler tarafından toplanabilir ve verinin birden fazla kopyası yine bir düğüme gönderilir. İç doğru patlama yalnızca ağ topolojisinin bir fonksiyonu iken, örtüşme hem topolojinin hem de örtüşen verinin algılayıcı düğümler ile eşleşmesinin bir fonksiyonu olmaktadır. Sistem gereksiz alma ve göndermeler ile enerji ve bant genişliği israfına neden olur. Taşma protokolü, gerek taşma gerekse örtüşme nedeni ile, bir mesajı aynı düğüme birden fazla kez göndermektedir. Bu fazladan iletişim yapılması, kanalın gereksiz işgal edilmesi, düğümlerin gereksiz uyarılmaları ve fazladan enerji harcamaları manasına gelmektedir. Haberleşme algoritmasında veri mutlaka iletilmeli ilkesi olmalıdır, ama aynı algoritma iletim kararını vermeden önce kendi içinde yapacağı bir kaç denetleme ile daha efektif bir haberleşme yapabilir. Herşeyden önce paket başlık dosyasında bir kimlik bilgisi olmalıdır, bu hane "ID+MsgNO" bileşiminden oluşabilir, yani gönderim yapacak düğüm kimlik bilgisi hanesine ilk olarak kendi kimliğini ve ilaveten göndereceği mesajın sıra numarasını yazabilir. Bu sayede mesajı alan düğüm bu mesajın kimden geldiğini "ID" si ile bilebilir ve mesaj numarası ile de gönderenden aldığı son mesajı karşılaştırmak sureti ile bu mesajın kendisine daha evvel gönderilip gönderilmediğini öğrenebilir.

Klasik taşma iletişim kuralında, düğümler aktivitelerini mevcut enerji miktarına göre düzenlemezler. Taşma protokolü enerji kontrolü

yapmadığından biten/bitmek üzere olan enerjiye yönelik çözüm içermez. Enerjinin belirli seviyelerde kontrol edilip davranışların buna göre şekillendirilmesi ve düğüm üzerinde kalan enerjiye göre yaşam süresinin uzatılması mümkün olabilir. Bu durum bir düğüm'e akıllı (enerji denetimli) bir haberleşme stratejisi kazandıracaktır. İletim algoritmaları gönderme işlemine karşı daha denetimli olmalı, gelen paket incelenmeli, denetlenmeli, muhteviyatına ve hareket tarzına bakılmalı, ortam ve komşu düğümler gözlemlendikten sonra gönderme yapılmalıdır. Düğümlerin üzerinde çalıştırılacak ve bu durumu sağlayacak olan kodlar uygun iletişim kuralı ile çalışırlarsa haberleşmede verim ciddi oranlarda artmış olacaktır. Enerji tüketiminin kontrolü ve düzenlenmesi için, çalışma modlarına ilaveten çalışma seviyelerini de belirlemek ve bunu kodlamak gereklidir: birinci seviyede batarya %100-%40 arası seviyede olup, veri üretme, yayma ve yönlendirme yapabiliyor; ikinci seviye de ise batarya seviyesi %40-%10 arası olup, veri üretme ve yayma yapabiliyorken, yönlendirme yapamıyor olması; üçüncü seviye bataryanın kritik limite (%10-%1) inmesi demek olup, veri üretme ve yönlendirme yapılamazken, açık aralıklarla kimlik bilgisini de içeren "batarya düşük uyarısı" mesajını yayması şeklinde seviye uygulamaları belirlenebilir. Bu sayede enerjinin kontrollü harcanması ile birlikte azalması durumunda tüketimin yavaşlatılması ve tükenmeye yakın enerji ihtiyacını haber vermesi gibi özellikler kazanılmış olacaktır. Bu özellikler sistemin performansını, verimini ve güvenilirliğini arttıracak etkenlerdir.

#### 5. Kaynaklar

- [1] OMNeT++ Community Site, "OMNeT++ Discrete Event Simulation System", <http://www.omnetpp.org>.
- [2] Witold Drytkiewicz, Steffen Sroka, Vlado Handziski, Andreas Köpke, Holger Karl, "A Mobility Framework for OMNeT++", Telecommunication Networks Group, Technische Universität Berlin, January 22, 2003.
- [3] W. Rabiner Heinzelman, J. Kulik, and H. Balakrishnan, "Adaptive Protocols for Information Dissemination in Wireless Sensor Networks," *Proceedings of the Fifth Annual ACM/IEEE International Conference on Mobile Computing and Networking (MobiCom '99)*, Seattle, Washington, August 15-20, 1999, pp. 174-185
- [4] Muharrem SIRMA, "Kablosuz Algılayıcıların ve Ağlarının OMNeT++ ile Benzetimi", Yüksek Lisans Tezi, Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 2006.

# UWB KANALLARDA YEREL ÇEVRESEL ETKİLERİN ÖLÇÜLMESİ

Mehmet YILDIZ<sup>1</sup>

Murat D. VURAL<sup>2</sup>

Ali KARA<sup>3</sup>

<sup>1,3</sup> Atılım Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü 06830 Gölbaşı Ankara

<sup>2</sup> Synplicity Ar-Ge Ltd. Şti. Ankara Teknoloji Geliştirme Bölgesi. Cyberpark A308 06800 Bilkent Ankara

<sup>1</sup>e-posta: myildiz@atilim.edu.tr, <sup>2</sup>e-posta: murat@synplicity.com, <sup>3</sup>e-posta: akara@atilim.edu.tr

## Özet

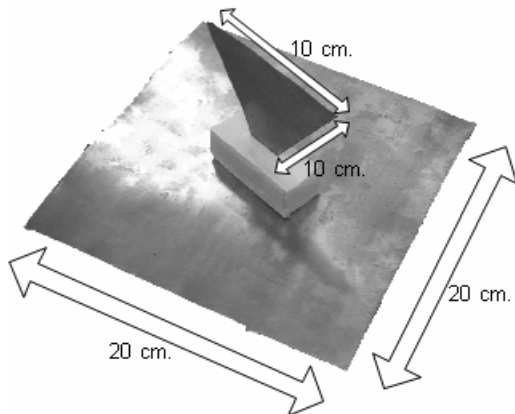
*Bu çalışmada, son kullanıcının hizmetine sunulan UWB (Ultra Wide Band – Pek Geniş Bant) iletişim hizmetinin iletilmesinde kullanılan anten ve çevresel etkilerin tutumu incelenmiştir. UWB iletişimin yoğunlukla kullanıldığı ev ve ofis gibi ortamlara uygun senaryolar türetilerek gerçekçi bir yaklaşım yakalanmaya çalışılmıştır.*

## 1. Giriş

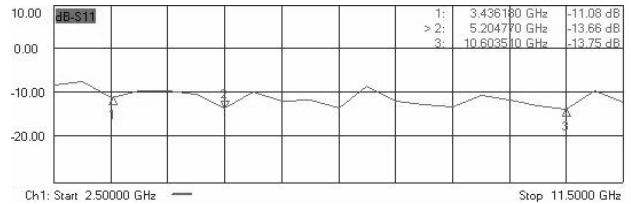
Günümüzde iletişim teknolojilerinin hızla gelişmesi ile son kullanıcıların geniş bantlı iletişime olan ihtiyaçları daha da artmıştır. Bu nedenle kablosuz veri iletişiminde kullanılan mekânların konumu ve iç yapısını önem kazanmıştır. Kablosuz veri iletim hizmetlerin kullanılması aşamasında özellikle anten üreticileri ve donanım tasarımcıları ortam parametrelerine göre sinyallerin nasıl davrandığını bilmek ister. Bu sebepten ötürü üretim aşamasında bilinen parametrelerle tasarlanan cihazlar ve antenler pazarda önemli yer teşkil etmektedir. Bu çalışmamızda olabildiğince gerçekçi yaklaşımlarla ortam parametreleri ayarlanarak, günümüzde karşılaşılabilecek sinyal engelleme unsurlarını devreye sokulmuştur[1].

## 2. Anten Tasarımı

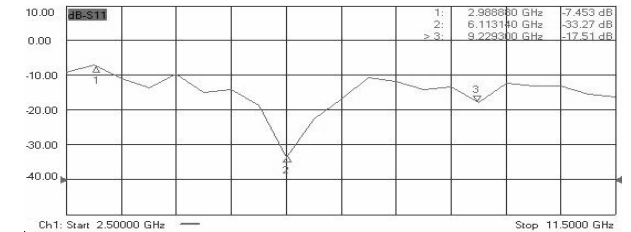
UWB iletişimde birçok anten tasarım metotları bulunmaktadır, bunlardan ölçüm düzeneğimiz için en uygun olan anten çeşitli kaynaklardan yararlanılarak tasarlanmıştır[2], [3]. Antenin tasarımı aşamasında ana taslak belirlendikten sonra anten boyutları değiştirilerek en uygun anten bulunmaya çalışılmıştır. Bu işlem 3D benzetim yapabilen ticari bir yazılım kullanılarak yapılmıştır. Yapılan denemeler sonucunda şekil 1’de görülen anten 0,2mm. kalınlıktaki pirinç tabakadan şekildeki ölçülerde kesilerek imal edilmiştir. Altındaki kare tabaka toprak olarak, üst kısmında bulunan üçgenel yapı verici ve alıcı olarak tasarlanmıştır. Verici ve alıcı bloğa SMA konektör bağlanarak sinyalin iletilmesi sağlanmıştır. Uygun ölçülerde tasarlanan alıcı ve verici antenin şekil 2-a ve b’de görülen  $s_{11}$  (Geri dönüşüm katsayısı) değerleri Vektör Network Analiz cihazı vasıtasıyla ölçülmüştür[4].



Şekil 1. Üçgenel yapılu UWB anten



Şekil 2-a. Alıcı anten  $s_{11}$  parametresi

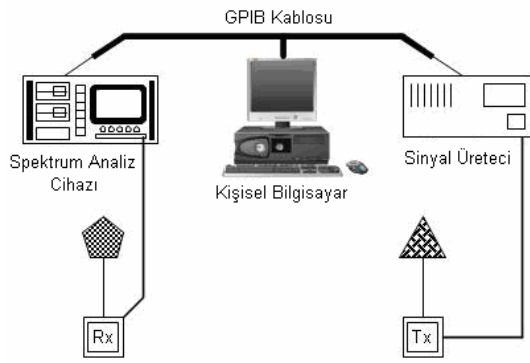


Şekil 2-b. Verici anten  $s_{11}$  parametresi

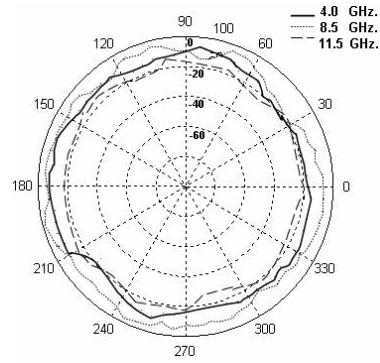


### 3. Ölçüm düzeneği ve ortam yapısı

UWB iletişiminde kanal karakteristiğinin testi yapılırken, ölçüm cihazlarının tamamı insan faktörlü hataları en aza indirmek için bilgisayar vasıtasıyla kontrol edilmiştir. Şekil 3’de görüldüğü gibi ölçüm düzeneği, Spektrum Analiz Cihazı, Sinyal Üretici, GPIB kablosu ve kişisel bilgisayardan oluşur. Cihazlar GPIB kabloları vasıtasıyla birbirine bağlanmıştır. Ana kumanda işlemini yerine getiren özel olarak hazırlanmış algoritmaya göre çalışan bir yazılımın bulunduğu bilgisayar, sinyal üreticisine istenilen frekans değerlerini üretmesini ve spektrum analiz cihazının da antenden aldığı değerleri kayıt etmesini bildirmektedir. Kullanılan antenin ışıma diyagramı ile alakalı bilginin elde edilmesi ölçüm sonuçlarının yorumlanmasında önem arz ettiğinden ölçümler geniş açık bir alanda (tenis kortunda) gerçekleştirilerek takribi ışıma yapısı şekil 4’deki gibidir. Tüm bu çalışmalar yapılırken kurulan düzeneğin doğru çalışması da önemli olduğundan test işlemi için yeni bir düzenek kurulmuştur. Bu düzenekte CUSHCRAFT firmasının ürettiği 5725 – 5875 MHz. frekansları arasında çalışan S5703B yönsüz anten kullanılarak alınan sonuçlar firma verileri ile karşılaştırılmış ve ölçüm düzeneğinin güvenliği test edilmiştir.

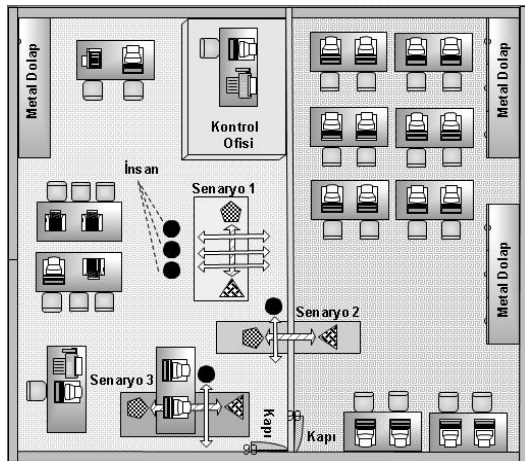


Şekil 3. Ölçüm düzeneği

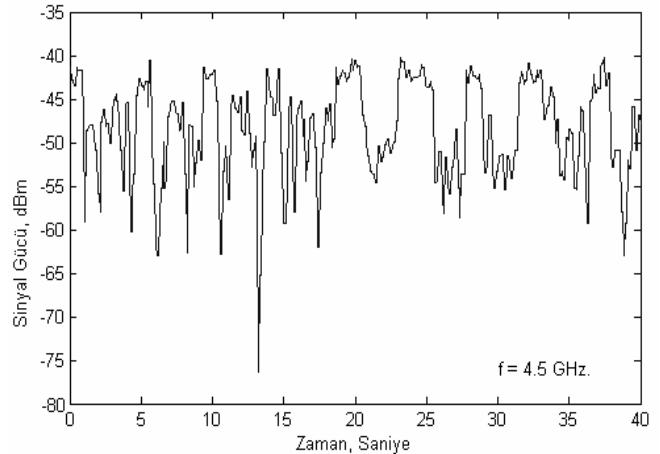


Şekil 4. Kullanılan antenin ışıma diyagramı

Kanal karakteristiklerinin ölçülmesi ve değerlendirilmesinde 3 senaryo göz önüne alınmaktadır. Bu senaryolar UWB tipindeki antenlerin kullanılmakta olduğu mekânlarda karşılaşılabilen durumlar temel alınarak tespit edilmiştir. Yapılan senaryolar imkânlar dâhilinde gerçeğine uygun olarak Atılım Üniversitesi yerleşkesinde ve laboratuvarlarında gerçekleştirilmiştir. Şekil 5’de ölçümlerin yapıldığı laboratuvar ortamı resmedilmiştir.



Şekil 5. Senaryoların gerçekleştirildiği laboratuvarlar



Şekil 6. Geçiş anındaki sinyal seviyesi değişimleri

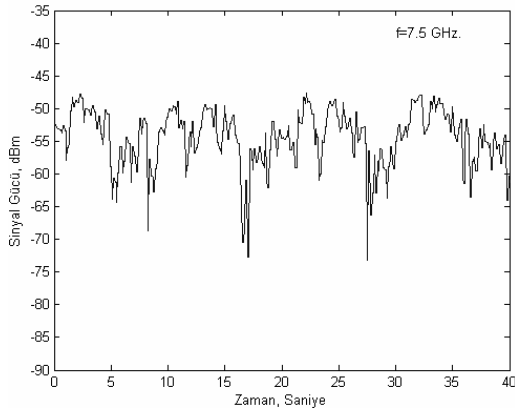
Senaryo 1’de anten boyları 1,19 m. ve iki anten arası uzaklık 2,0 m.’dir. Bu senaryoda antenlerin arasından insan veya insanlar geçerek etkileri ölçülmektedir. Senaryo 2 ve 3 de ise insan ve çevresel donanımların etkileri ölçülmek istenmiştir. Senaryo 2 de duvar senaryo 3’de kişisel bilgisayarın etkileri ölçülmüştür.

Ölçüm yapılan ortam alçı duvar, beton zemin ve sunta tavan kaplamalı 63 metre kare alanı kapsamaktadır. İki demir kapı bulunmaktadır ve ölçüm sırasında bu kapılar kapalı durumdadır. Kontrol ofisinin sunta duvarları yerden tavana kadar çıkmaktadır ve tavan yüksekliği 3,5 metredir.

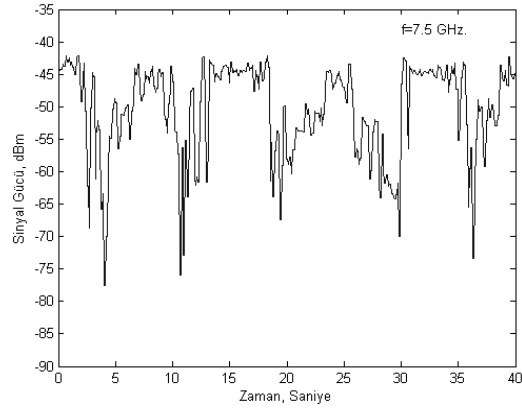
#### 4. Sonuçlar

Dış ortam ölçümlerinde insan geçişlerinde bariz bir düşüş olmaktadır, buna rağmen iç ortam ölçümleri yapıldığında, gerek objelere çarpıp gelen gerekse insan vücudundan sıyrılıp geçen dalgaların diğer dış ortama nazaran daha az düşüş sağladığı görülmüştür. Şekil 7 ve 8’de görüldüğü gibi 7,5 GHz.’de duvar ve kişisel bilgisayar etkilerinin insan hareketi ile olan değişimleri görülmektedir. Bu değişimlerdeki en bariz gözlem aradaki engelleyici duvar olduğu zaman zayıflamanın minimum noktalarının aynı, oransal zayıflamalarının farklı olduğu görülmüştür[5].

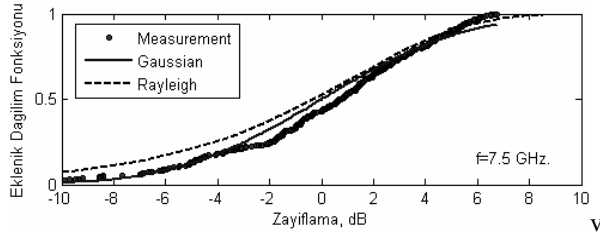
Şekil 9 ve 10’da insan hareketinden kaynaklanan zayıflamanın CDF’i (Cumulative Distribution Function-Eklenik Dağılım Fonksiyonu) verilmiştir. Yatay eksendeki zayıflamanın negatif değerleri sinyal değerlerinin ortalama değerden fazla olduğu, pozitif değerler ise ortalama değerden az olduğu noktaları göstermektedir. Bu bilgiler ışığında yapılan yorumlamalar anlamlı bir sonuca ulaşmada faydalı olmaktadır[5].



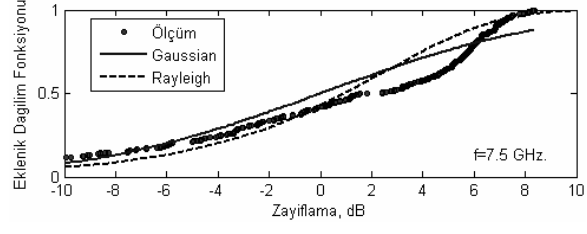
Şekil 7. Duvar etkisi grafiği



Şekil 8. Kişisel bilgisayar etkisi grafiği



Şekil 9. Duvar Etkisi CDF



Şekil 10. Kişisel Bilgisayar Etkisi CDF

#### 5. Kaynaklar

- [1]. Roy S., "Ultra wideband Radio Design: The promise of high-speed, short-range wireless connectivity", IEEE, vol.92, no.2, 2004.
- [2]. Lee E., Hall P.S., Gardner P., "Compact wideband planar monopole antenna" Wiley Periodicals Electronics Letters, vol. 35, yayın: 25, 9 Aralık 1999, s: 2157-2159
- [3]. Chia-Lun Tang, Saou-Wen Su, Kin-Lu Wong, "Ultra-wideband square planar monopole antenna for IEEE 802.16a operation in the 2-11-GHz band", vol 42, yayın: 6, 20 Eylül 2004, s: 463-466
- [4]. Vural M.D., "Ultra Wide Band Channel Measurements", Atılım Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü bitirme tezi, Haziran 2005
- [5]. Vural M.D., YILDIZ M. ve Kara A. "Measurement of Local Environmental Effects in UWB Channels", European Conference on Antennas and Propagation, 6-10 Kasım 2006

# Uyarlanabilir Anten Dizisi Kullanan Yeni Dinamik OVSF Kod Tahsis Algoritması

Mustafa Karakoç<sup>1</sup>, Adnan Kavak<sup>2</sup>  
Kocaeli Üniversitesi

<sup>1</sup> Elektronik ve Bilgisayar Eğt. Bölümü  
Umutepe Yerleşkesi, Kocaeli  
mkarakoc@kou.edu.tr,

<sup>2</sup> Bilgisayar Mühendisliği Bölümü  
Veziroğlu Yerleşkesi, Kocaeli  
akavak@kou.edu.tr

**Özet:** Birbirine dik değişken yayılım faktörü (OVSF) kodları, geniş bant kod bölmeli çoklu erişim (WCDMA) sistemlerinde, farklı veri iletim hızı talebini desteklemek amacıyla farklı bant genişliklerinin sağlanması için kullanılır. Bu makalede, baz istasyonu uyarlanabilir anten dizisi (AAA) ile donatılıp gezgin kullanıcının uzaysal çeşitlilik bilgisinden faydalanarak, WCDMA hücreyel ağında daha fazla kullanıcıya destek verecek yeni bir dinamik OVSF kod tahsisi yöntemi önerilmiştir. Böylelikle OVSF kod tahsis problemleri kod sınırlı yapıdan SIR sınırlı yapıya dönüşerek yeni bir boyut kazanmıştır. Önerilen algoritmanın (SA-DCA) farklı trafik yoğunluklarında yapılan simülasyonları sonucu, geleneksel kod tahsis (CCA) ve dinamik kod tahsis (DCA) yöntemlerine göre bloklanma oranı ve spektral verimlilik cinsinden daha iyi sonuçlar verdiği gözlemlenmiştir.

## 1. Giriş

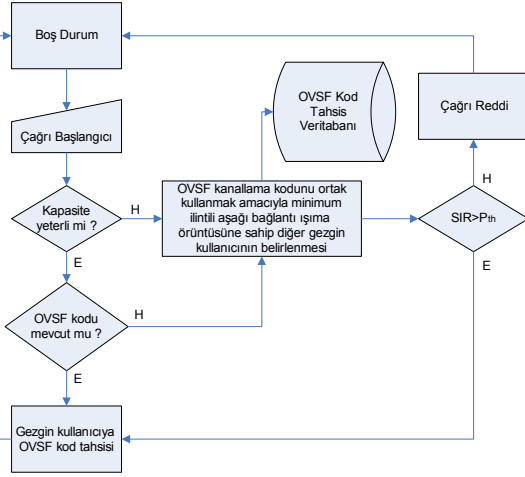
Mevcut ikinci nesil (2G) sistemler tarafından desteklenen servisler, ses ve sabit-düşük hızlı veri iletimi ile sınırlıdır. Dosya transferi yada garanti edilmiş servis kalitesinde çoklu ortam uygulamaları üçüncü nesil (3G) sistemler tarafından sağlanmaktadır. 3G sistemler, aynı zamanda farklı veri iletim hızı ihtiyacı bulunan kullanıcıların oluşturduğu trafik ile baş edebilmek amacıyla kullanıcılara ihtiyaç duyduğu veri iletim hızı olanağını da sağlamaktadır. Bu amaçla, 3G ortaklık projeleri (3GPP) ve IMT-2000 standartları ile uyumlu geniş bant kod bölmeli çoklu erişim (WCDMA) sistemi önerilmiştir. WCDMA sistemlerinde, farklı veri iletim hızları ile iletimi sağlamak için ağaç yapısında birbirine dik değişken yayılım faktörü (OVSF) kodları üretilmiştir [1]. OVFSF kod ağacındaki kanallama kodları,  $C_{SF,k}$  ile gösterilen özel bir tanımlamaya sahiptir, burada  $SF$  yayılım faktörü,  $k$  ise  $1 \leq k \leq SF$  arasındaki kod numarasıdır. Bir OVFSF WCDMA sisteminde her baz istasyonu (BS), aşağı bağlantı (DL) veri iletimi için bu yapıdaki bir kod ağacını yönetmektedir. Kod ağacında aynı katmanda olan tüm kodlar birbiri ile diktir. Bu birbirine dik kodların sayısı sınırlı olduğundan BS, sistem performansını arttırmak için bu kod ağacının verimli bir şekilde kullanılmasından sorumludur. Geleneksel kod tahsisinde (CCA) [2] OVFSF kod ağacında boş yer varsa kullanıcıya tahsis edilir, yoksa çağrı sonlandırılır. CCA, OVFSF kod ağacının verimli kullanılmaması sonucu çok fazla bloklanma oranı vermesidir. Dinamik kod tahsis (DCA) [3], [4], [5] algoritmaları OVFSF kod ağacını verimli kullanarak bloklanma oranını oldukça düşürmüşlerdir. DCA algoritmalarının temel özelliği *kod sınırlı* yapıda olmalarıdır, yani sisteme OVFSF kod ağacındaki boş kodlardan daha fazlası tahsis edilemez. BS'de uyarlanabilir anten dizisinin (AAA) kullanılmasıyla, gezgin kullanıcının uzaysal çeşitlilik bilgisi ve farklı uzaysal konumlarda bulunan gezgin kullanıcıların DL ışına örüntülerinin farklı olması sebebiyle, aynı OVFSF kodu – kullanıcının sinyal parazit oranı (SIR) standartlarca belirlenen eşik seviyesinden büyük olduğu sürece [6] – birden fazla kullanıcıya tahsis edilebilir. Böylece yapı *SIR sınırlı* hale dönüştürülebilir. Bu çalışma akıllı anten tabanlı dinamik kod tahsis (SADCA) algoritması önerilmekte ve bu algoritmanın CCA ve DCA algoritmalarına göre avantajını belirtmektedir.

## 2. Smart Anten Tabanlı Dinamik Kod Tahsis Algoritması (SADCA)

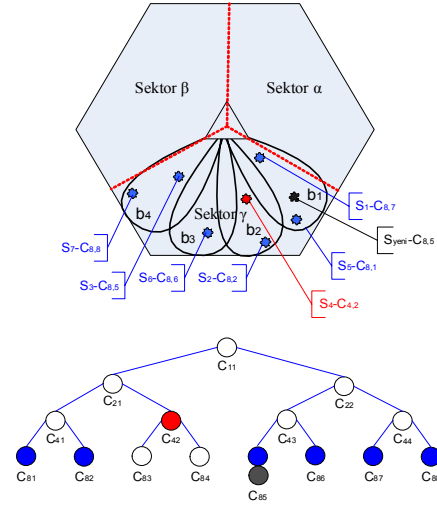
Şekil 1 BS'de kaynak yönetimini üstlenen SADCA algoritmasının akış diyagramını göstermektedir. Boş durumda herhangi bir kod ihtiyacı yoktur. İhtiyaç duyulan hızdaki kod talebi, çağrı başlangıcı ile kaynak yöneticisine çağrı işlemci sinyalinin gelmesi ile başlar. İlk olarak kod ağacındaki kullanılmayan kodların toplam hızları belirlenir. Eğer kapasite varsa, kullanılmayan kodlar arasında ihtiyaç duyulan veri iletim hızını karşılayabilecek uygun OVFSF kodu araştırılır. Eğer kapasitenin yetersiz olmasından dolayı yada uygun OVFSF kod bulunamamasından dolayı, çağrı gerçekleştirilemiyorsa algoritmanın DL vektör kod arama kısmı çalışır. Bu kısımda yeni kullanıcının kanal vektörü ( $\mathbf{a}_{yeni}$ ) ile minimum ilintiye sahip DL ışına örüntüsünü ( $\mathbf{b}_k$ ) kullanan aktif kullanıcıların OVFSF kodu araştırılır.

$$k = \arg \left\{ \min \left\{ \left| \mathbf{b}_k^H \mathbf{a}_{yeni} \right| \right\} \right\} \quad (1)$$

burada,  $k=1, \dots, B$  ve  $B$  mevcut aktif kullanıcıların DL ışına örüntülerinin sayısıdır. Bu kısımda yapılan araştırmalarda aynı DL ışına örüntüsü tarafından kullanılan birden fazla kullanıcı varsa, en az kullanıcı tarafından kullanılan kod yeni kullanıcıya tahsis edilmelidir. Açık ki kod tahsisi için ilk koşul standartlarca belirlenmiş anlık SIR seviyesini  $P_{th}$  [6] aşmış olmasıdır.



Şekil 1. SADCA algoritması akış diyagramı.



Şekil 2. SADCA algoritması temsili şeması (SF=8).

### 3. Sinyal Modeli ve SIR Analizi

Algoritmanın çalışmasını göstermek için Şekil 2’deki temsili şemayı ele alalım. OVSF kod tahsis veri tabanında DL ışıma örüntüsü vektörü ( $\mathbf{b}$ ), kanal vektörü ( $\mathbf{a}$ ) ve aktif kullanıcıların OVSF kodları ( $C$ ) mevcuttur. Farz edelim ki ortamda 7 aktif kullanıcı olsun ve bunlardan 6 tanesi  $R$ , 1 tanesi de  $2R$  veri iletim hızına sahip olsun. DL ışıma örüntüsü  $\mathbf{b}_1$  ve kanal vektörü  $\mathbf{a}_{\text{yeni}}$  olan yeni kullanıcı  $R$  hızı ile veri iletim isteğinde bulunsun. Bu kullanıcı için OVSF kod ağacında uygun kanallama kodu bulunamadığı için DL vektör kod arama kısmı çalışır. Farz edelim ki  $\mathbf{a}_{\text{yeni}}$  ile  $\mathbf{b}_4$  arasındaki ilinti minimumdur, bu durumda  $C_{8,5}$  ve  $C_{8,8}$  kodlarından birisi yeni kullanıcıya atanabilir. Algoritma bu kodların kaç defa kullanıldığını test eder. Şekilden de görülmektedir ki bu kodlar birer defa kullanılmıştır. Bu durumda algoritma en soldaki kodu yani  $C_{8,5}$  kodunu yeni kullanıcıya atar.

Bir hücredeki BS, her biri tekleli yönsüz antenlere sahip, değişken veri iletim hızında belli sayıda kullanıcıya hizmet vermektedir. BS’de kanal modem çıkışındaki her kullanıcıya ait CDMA dalga şekli ( $S_i(t)$ ,  $i=1, \dots, N$ ,  $N$  kullanıcı sayısı) ilgili DL ağırlık vektörü ( $\mathbf{b}_k$ ) ile ağırlıklandırılır ve iletim için bir araya getirilerek AAA’dan gönderilir. Her alıcı gezgin kullanıcı sadece kendi sinyalini değil aynı zamanda aynı sektördeki diğer kullanıcıların sinyallerini de alır (hücre içi parazit). Alıcıların sadece BS’den direkt gelen sinyalleri aldığını ve çoklu yol yayılımının olmadığını varsaydığımızda, Şekil 2’ye göre istenilir kullanıcının alıcı girişindeki temel bant sinyal

$$X_T(t) = S_1(t)C_{87}\mathbf{b}_1^H\mathbf{a}_{\text{yeni}}(\theta) + S_2(t)C_{82}\mathbf{b}_2^H\mathbf{a}_{\text{yeni}}(\theta) + S_3(t)C_{85}\mathbf{b}_4^H\mathbf{a}_{\text{yeni}}(\theta) + S_4(t)C_{42}\mathbf{b}_2^H\mathbf{a}_{\text{yeni}}(\theta) + S_5(t)C_{81}\mathbf{b}_1^H\mathbf{a}_{\text{yeni}}(\theta) + S_6(t)C_{86}\mathbf{b}_3^H\mathbf{a}_{\text{yeni}}(\theta) + S_7(t)C_{88}\mathbf{b}_4^H\mathbf{a}_{\text{yeni}}(\theta) + S_{\text{yeni}}(t)C_{85}\mathbf{b}_1^H\mathbf{a}_{\text{yeni}}(\theta) \quad (2)$$

Çoklu yol etkisi, zaman gecikmesi ve açısal yayılım gecikmesi olmadığından alıcı sinyal ( $X_T(t)$ ) istenilir kullanıcının ters yayılım kodu ile çarpılır. Verilen bir zaman anında istenilir kullanıcının  $l$ . bit için ilinti sinyali

$$X_R(l) = \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{t_2} X_T(t)C_{85}^* dt \quad (3)$$

burada,  $T_s$  sembol periyodudur,  $t_1=(l-1)T_s$  ve  $t_2=lT_s$ . Farz edelim ki sembol periyodu boyunca sinyal sabittir, yani  $S_i(t) = S_i$ ,  $t_1 \leq t \leq t_2$ . Diklik özelliğinden dolayı benzer olmayan OVSF kodların çarpımları sıfırdır.

$$X_R(l) = \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{t_2} \left( \underbrace{S_3 C_{85} \mathbf{b}_4^H \mathbf{a}_{\text{yeni}}(\theta) C_{85}^*}_{\text{parazit}} + \underbrace{S_{\text{yeni}} C_{85} \mathbf{b}_1^H \mathbf{a}_{\text{yeni}}(\theta) C_{85}^*}_{\text{istenilir}} \right) dt \quad (4)$$

İstenilir sinyal ve parazit güçleri, varyanslarının alınması ile elde edilir.

$$P_{\text{istenilir}} = \text{var}\{\text{istenilir sinyal}\} = E\{S_{\text{yeni}} L^2 \mathbf{b}_1^H \mathbf{a}_{\text{yeni}} \mathbf{a}_{\text{yeni}}^H \mathbf{b}_1 S_{\text{yeni}}^*\} = \sigma_{\text{yeni}}^2 L^2 \mathbf{b}_1^H \mathbf{a}_{\text{yeni}} \mathbf{a}_{\text{yeni}}^H \mathbf{b}_1 \quad (5)$$

$$P_{\text{parazit}} = \text{var}\{\text{parazit sinyal}\} = E\{S_3 L^2 \mathbf{b}_4^H \mathbf{a}_{\text{yeni}} \mathbf{a}_{\text{yeni}}^H \mathbf{b}_4 S_3^*\} = \sigma_3^2 L^2 \mathbf{b}_4^H \mathbf{a}_{\text{yeni}} \mathbf{a}_{\text{yeni}}^H \mathbf{b}_4 \quad (6)$$

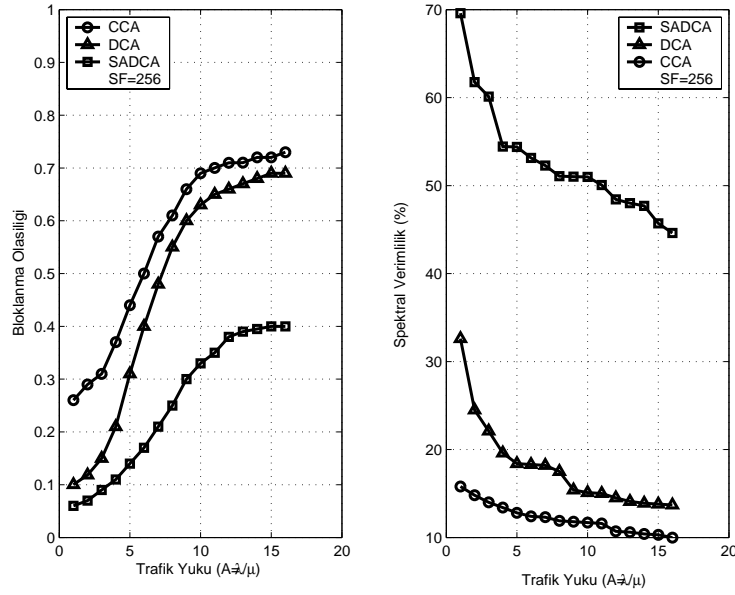
Farz edelim ki her hücre anlık mükemmel güç kontrol mekanizmalarına sahip olsun, yani tüm gezgin kullanıcılara aynı gücü iletin. Böylece sinyal varyansları eşit olur. Son olarak istenilir kullanıcı için sinyal parazit oranı (SIR)

$$SIR = \frac{\mathbf{b}_1^H \mathbf{a}_{yeni} \mathbf{a}_{yeni}^H \mathbf{b}_1}{\mathbf{b}_4^H \mathbf{a}_{yeni} \mathbf{a}_{yeni}^H \mathbf{b}_4} \quad (7)$$

ile elde edilir. Böylece  $\mathbf{b}_4^H \mathbf{a}_{yeni}$  değeri minimum olduğundan ve SIR değeri standartlarca belirlenen değerin üstünde olduğundan  $C_{8,5}$  kodu birden fazla kullanıcı tarafından kullanılabilir.

#### 4. Performans Değerlendirmesi

Simülasyonlar önerilen SADCA algoritmasının performansını değerlendirmek ve CCA ve DCA algoritmaları ile karşılaştırmak için yapılmaktadır. Simülasyonlarda; çağrı gelme işlemi ortalama gelme oranı ( $\lambda$ ) 4-64 çağrı/birim olan Poisson dağılımı ile, çağrının hatta kalma süresi  $1/\mu=0.25$  birim zaman ortalamalı üstel dağılım ile verilmektedir. SF değeri 256, SIR eşik değeri 3.6dB'dir [6]. Bir simülasyon adımı minimum 1000 çağrı talebi ile tamamlanıp, 10 defa simülasyon adımı tekrarlanır. Elde edilen sonuçların ise ortalaması alınır.



Şekil 3. Bloklanma olasılığı ve spektral verimlilik, SF=256.

Şekil 3, SF=256 için arama bloklanma olasılığı ve spektral verimlilik bilgilerini içeren iki alt şekli barındırmaktadır. Arama bloklanma olasılığı, toplam gelen arama taleplerinden kaç tanesinin bloklandığını vermektedir. Spektral verimlilik ise yine toplam ihtiyaç duyulan veri iletim oranının ne kadarının karşılanabildiğini bilgisini içerir. Açıkça ki CCA ve DCA algoritmaları ile karşılaştırıldığı zaman SADCA algoritması daha az bloklanma olasılığı ve daha fazla spektral verimlilik sonucunu vermektedir. Yüksek trafik yüklerinde bu etki daha net görülmektedir. Örneğin trafik yükü 12 ve sonrası için SADCA yaklaşık %75 daha az bloklanma olasılığına sahipken mevcut spektrumu da yaklaşık 3 kat daha iyi kullanır.

#### 5. Sonuçlar

BS'de AAA kullanıldığı zaman için SADCA olarak adlandırılan WCDMA OVFSF dinamik kod tahsisi yöntemi önerilmiştir. Böylelikle OVFSF kod tahsisi için bakış açısı kod sınırlı yapıdan SIR sınırlı hale dönüşmüştür. Sistem kapasitesi yetersiz yada ihtiyaç duyulan veri iletim hızına uygun boş OVFSF kodu bulunamadığı zaman SADCA algoritması, kullanıcının vektör kanalı ile minimum ilintiye sahip DL ışına örüntüsünü kullanan OVFSF kodunu belirler. Bu kod standartlarca belirlenen SIR değerini sağlıyorsa yeni kullanıcı için de tahsis edilebilir. Simülasyon sonuçları SADCA'nın potansiyel getirilerini haklı çıkarır yöndedir.

#### Kaynaklar

- [1]. F. Adachi, M. Sawahashi, K. Okawa, "Tree structured generation of orthogonal spreading codes with different lengths for forward link of DS-CDMA mobile," *Electron. Lett.*, vol. 33, sn. 27-28, Jan. 1997.
- [2]. K. Okawa, F. Adachi, "Orthogonal Forward Link Using Orthogonal Multi Spreading Factor Codes for Coherent DS-CDMA Mobile Radio," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E81-B, no. 4, sn. 778-779, April 1998.
- [3]. T. Minn, K. Y. Siu, "Dynamic Assignment of Orthogonal Variable-Spreading-Factor Codes in W-CDMA," *IEEE Journal on Selected Areas in Commun.*, vol. 18, no. 8, sn. 1429-1440, Aug. 2000.
- [4]. A. N. Rouskas, D. N. Skoutas, "OVFSF Codes Assignment and Reassignment at the Forward Link of W-CDMA 3G Systems," In *Proc. IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 5, sn. 2404-2408, Sept. 2002.
- [5]. Y. C. Tseng, C. M. Chao, "Code Placement and Replacement Strategies for Wideband CDMA OVFSF Code Tree Management," *IEEE Trans. on Mobile Computing*, vol. 1, no. 4, sn. 293-302, Oct.-Dec. 2002.
- [6]. CDG Evaluation Study Report, Rev. 4.01, Lucent, Motorola, Nokia, Nortel, Qualcomm, and Samsung, Jan. 2000.