

Çift Eşik En Yüksek Bölü En düşük Özdeğer Spektrum Algılamanın Tanıtımı ve Performans Analizi

Double Threshold Maximum to Minimum Eigen-value Spectrum Sensing Proposal and Performance Analysis

Amir Eslami¹, Saeid Karamzadeh²

¹Energy Science and Technology Department
Istanbul Technical University
eslami15@itu.edu.tr

²Electric and Electronics Engineering Department
Istanbul Aydın University
karamzadeh@itu.edu.tr

Özet

Kavrumsal radyo yüksek data hız ihtiyacından oluşan spektrum eksikliği için en etkili teknolojidir. Kavrumsal radyo teknolojisinde lisans sahibi olmayan kullanıcılara, lisanslı kullanıcının bant aralığının kullanmadığı zamanlarda kullanım imkanı sunar. Lisans sahibi kullanıcı, bant aralığını kullanmaya başladığı anda, lisanslı olmayan kullanıcı data göndermeyi durdurur ve lisanslı kullanıcının veri aktarımının bitmesini bekler. Kavrumsal radyoda en önemli parametre, spektrumun kullanılıp kullanılmadığına doğru karar vermesidir. Pek çok spektrum algılama metodu bulunmaktadır amd kovaryans tabanlı spektrum algılamada çevre ve lisanslı kullanıcının sinyali hakkında hiç bir bilgiye gerekseim duyulmamaktadır ve bu sebeplerden doğa bilecek hatalar, performansı etkilememektedir. Bu makalede, çift eşik bazını en çok tanınan kovaryans bazlı spektrum algılama metoduna yani en yüksek bölü en düşük özdeğer metoduna uygulayarak, çift eşik maksimum bölü minimum eigenvalue metodunu tanıtmaktır.

Abstract

Cognitive radio is the most effective technology to solve spectrum scarcity problem in contrast to high speed data transfer need. In cognitive radio systems, non-licensed users are permitted to use a licensed user spectrum bandwidth whenever is not used. As soon as the license holder begin to use its spectrum, non-licensed user stops its communication and waits untill the licensed user finish its communication. The most important parameter in cognitive radio systems is reliable detecting the idle or busy status of the spectrum. There are many types of spectrum sensing methods but covariance based spectrum sensing, there is no need for any information about the environment and licensed user signal which eliminates the error could cause by these factors. In this paper the concept of double threshold is used for the best known covariance based spectrum sensing which is maximum to minimum Eigen-value based method and double threshold maximum to minimum Eigen-value method is introduced.

1. Giriş

Sabit spektrum tahsis politikaları, diğer spektrum aralıklarının boş olmasına rağmen, kablosuz ağ servis sağlayıcıları sadece kendilerine verilen bant aralığını kullanmalarına izin vermektedir. Federal Communication Commission (FCC) tarafından yayınlanan raporda, spektrum kullanımı geniş zamansal ve coğrafi bölgelerde %15 ve %85 oranları arasında değişiklik gösteriyor [1]. Bu konu bilimadamlarının az kullanılan spektrum bantlarını bir şekilde kullanımına yöneltti. Kavrumsal radyo teknolojisi, spektrum talebinin büyümesi ve spektrum kıtlığı arasındaki çekişmeyi hal etmek için bir çözüm olarak önerildi. Kavrumsal radyo kavramında, ikincil kullanıcılar spektrum aralığını algılarlar ve eğer spektrumun lisanslı kullanıcısı (birincil kullanıcı) spektrum aralığını kullanmıyor ise, kullanmaya başlar ve birincil kullanıcı bu spektrumu kullanmaya başlar ise, ikincil kullanıcı spektrum bandını kullanmayı durdurur ve tekrar algılamaya geçer. Bu teknolojiye en önemli faktör, spektrumbantının durumunu doğru teşhis etme performansısıdır. En iyi bilinen spektrum algılama teknikleri, enerji algılama (ED) [6-8],[10], dalgacık tabanlı algılama [9], eşleştirme filtresi [2], siklostasyonlu algılama [3] ve kovaryans tabanlı spektrum algılama metodlarıdır [4-5]. Her spektrum algılama metodunun kendine göre avantajları ve dezavantajları vardır. Mesela, siklostasyonlu algılama metodu birincil kullanıcının sinyalinin çevrimsel frekansına ihtiyaç duyar ve eşleştirme filtresi, birincil kullanıcının dalga formuna ihtiyaç duyar. Kovaryans tabanlı spektrum algılama tamamı ile kör bir spektrum algılama metodudur ve birincil kullanıcının sinyali ve kanal hakkında hiç bir bilgiye ihtiyaç duymaz. Bu spektrum algılama metodunda, alınan sinyallerin kovaryans matrisinin özdeğer oranları kullanılıyor. Enerji algılama metodu bir yarı kör spektrum algılama metodu olup sinyali algılamak için sadece gürültü variansına ihtiyaç duyar. Gürültü varians ölçümünde düşük bir hata bile bu metodun performansı çok etkiler. Enerji algılama metodunda, alınan sinyalin enerjisi daha önceden hesaplanmış bir eşik ile karşılaştırılır, eğer o eşikten büyük ise kanalın kullanıldığı ve aksi takdirde kanalın boş olduğu kararı verilir.

Eşik etrafındaki numunelerin hata olasılığı çok yüksek olup, çok az bir hata oranı ile eşiği geçebilir veya tam tersi olabilir. Bu sorunu gidermek ve enerji algılama metodunun performansını artırmak için çift eşik enerji algılama (DTED) metodu literatürde sunuldu [6]. DTED metodunda, toplanan enerji numuneleri belirlenmiş iki eşik ile karşılaştırılır ve eğer bu enerji numunesi iki eşiğin arasında ise, karar algoritmasında göz önüne alınmaz. Ölçülen diğer numunelerin enerjileri eğer düşük eşikten daha düşük ise, kanalın kullanılmadığına karar verir ve eğer bu enerji yüksek eşikten daha yüksek ise, kanalın kullanıldığına karar verir ve eğer enerji iki eşiğin arasında ise, hiç bir karar vermez. Bu makalede çift eşik metodunu en çok bilinen kovarians tabanlı algılama metodu olan, en yüksek bölü en düşük özdeğer metoduna uyguluyoruz. Çift eşik kavramının nasıl performansı artırdığını gösterip, Nakagami-m kanallarında analiz ve simülasyonlarını yaptık.

Makalenin geri kalanı böyle düzenlenmiştir. II kısımda, sistem modeli ve temel bilgiler sunulmuştur. III kısımda, çift eşik en yüksek bölü en düşük özdeğer algoritması tanımlanmıştır. IV kısımda, simülasyon sonuçları ve analizi yapılarak, ardından V kısımda sonuçlar verilmiştir.

2. Sistem modeli ve temel bilgiler

Çok girişli çok çıkışlı kavramsal radyo sistemlerinde, alıcıya gelen sinyal aşağıdaki gibidir [4]:

$$x_i(n) = \sum_{j=1}^P \sum_{k=0}^{N_{ij}} h_{ij} s_j(n-k) + \eta_i(n) \quad (1)$$

P verici sayısı, $h_{ij}(k)$, verici anten j den alıcı anten i arasındaki kanal etkisi, N_{ij} kanal derece sayısı, $x_i(t)$, alıcı i antenine gelen sinyal, $s_j(t)$, j anteninden gönderilen sinyal ve $\eta_i(t)$ ilave beyaz gaus gürültüsü (AWGN) olup, her $\tau \neq 0$ için $E(\eta_i(t))=0$, $E(\eta_i(t)\eta_i(t+\tau))=0$ ve varsımsı σ_η^2 durağan bir işlemdir.

$$\mathbf{x}(n) = [x_1(n), x_2(n), x_3(n), \dots, x_M(n)]^T \quad (2)$$

$$\mathbf{h}_j(n) = [h_{1j}(n), h_{2j}(n), h_{3j}(n), \dots, h_{Mj}(n)]^T \quad (3)$$

$$\boldsymbol{\eta}(n) = [\eta_1(n), \eta_2(n), \eta_3(n), \dots, \eta_M(n)]^T \quad (4)$$

O zaman $h_{ij}(k)$ matrisini sıfır dolgu yapmamız gerekebilir [12]. 2,3 ve 4 formüllerini kullanarak, 1 numaradaki denklemi aşağıdaki gibi ifade edebiliriz:

$$\mathbf{x}(n) = \sum_{j=1}^P \sum_{k=0}^{N_j} \mathbf{h}_j s_j(n-k) + \boldsymbol{\eta}(n), n=0,1,\dots \quad (5)$$

Yumuşatma faktörünü kullanarak, L peşpeşe çıkış, aşağıdaki gibidir:

$$\bar{\mathbf{x}}(n) = [\mathbf{x}^T(n), \mathbf{x}^T(n-1), \mathbf{x}^T(n-2), \dots, \mathbf{x}^T(n-L+1)]^T \quad (6)$$

$$\bar{\boldsymbol{\eta}}(n) = [\boldsymbol{\eta}^T(n), \boldsymbol{\eta}^T(n-1), \boldsymbol{\eta}^T(n-2), \dots, \boldsymbol{\eta}^T(n-L+1)]^T \quad (7)$$

$$\bar{\mathbf{s}}(n) = [s_1(n), s_1(n-1), s_1(n-2), \dots, s_1(n-N_1-L+1), \dots, s_P(n), s_P(n-1), s_P(n-2), \dots, s_P(n-N_P-L+1)]^T \quad (8)$$

6,7,8 numaralı formüllerle 5 numaralı denklemde kullanırsak:

$$\bar{\mathbf{x}}(n) = \Delta \bar{\mathbf{s}}(n) + \bar{\boldsymbol{\eta}}(n) \quad (9)$$

Δ bir $ML*(N+PL)$ ($N = \sum_{j=1}^P N_j$) matrisi olup aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$\Delta = [\Delta_1, \Delta_2, \dots, \Delta_P] \quad (10)$$

ve Δ_j tanımı:

$$\Delta_j = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_j(0) & \dots & \dots & \mathbf{h}_j(N_j) & \dots & 0 \\ & & & & & \\ & & & & & \\ 0 & \dots & \mathbf{h}_j(0) & \dots & \dots & \mathbf{h}_j(N_j) \end{bmatrix} \quad (11)$$

Δ_j matrisi bir $ML*(N_j+L)$ matrisidir.

Sinyal ve gürültünün istatistiksel kovarians matrisleri aşağıdaki gibidir:

$$\mathbf{R}_x = E(\bar{\mathbf{x}}(n)\bar{\mathbf{x}}^T(n)) \quad (12)$$

$$\mathbf{R}_s = E(\bar{\mathbf{s}}(n)\bar{\mathbf{s}}^T(n)) \quad (13)$$

$$\mathbf{R}_\eta = E(\bar{\boldsymbol{\eta}}(n)\bar{\boldsymbol{\eta}}^T(n)) \quad (14)$$

Rahatlıkla gösterebiliriz ki:

$$\mathbf{R}_x = \Delta \mathbf{R}_s \Delta^T + \sigma_\eta^2 \mathbf{I}_{ML} \quad (15)$$

σ_η^2 gürültü varsımsı ve $\mathbf{I}_{ML}$, ML derecesinden birim matrisidir. Bu makaledeki spektrum algılama kavramını sadeleştirmek için sadece bir verici ve bir alıcı olduğunu var sayıyoruz. Kavramsal radyodaki spektrum algılama, bir çift varsayım test problemidir. Eğer hiç bir kullanıcı spektrum bandını kullanmıyorsa, varsayım H_0 ve eğer spektrum bandı kullanılıyorsa, varsayım H_1 olarak belirliyoruz. Bu iki varsayım aşağıdaki gibi gösterilebilir:

$$H_0: x(n) = \eta(n), n=0,1,2,\dots \quad (16)$$

$$H_1: x(n) = \sum_{k=0}^N h(k)s(n-k) + \eta(n), n=0,1,2,\dots \quad (17)$$

$x(n)$ matris otokorelasyonu aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$\mathbf{R}_{xx} = \mathbf{R}_{ss} + \sigma_\eta^2 \mathbf{I} \quad (18)$$

L ardaşık alınan sinyallerin alt örneklerini göz önüne alarak:

$$\bar{\mathbf{x}}(n) = [x(n), x(n-1), x(n-2), \dots, x(n-L+1)]^T \quad (19)$$

$$\bar{\boldsymbol{\eta}}(n) = [\eta(n), \eta(n-1), \eta(n-2), \dots, \eta(n-L+1)]^T \quad (20)$$

$$\bar{\mathbf{s}}(n) = [s(n), s(n-1), s(n-2), \dots, s(n-L+1)]^T \quad (21)$$

ozaman, H_1 varsayımında:

$$\bar{\mathbf{x}}(n) = \Delta \bar{\mathbf{s}}(n) + \bar{\boldsymbol{\eta}}(n) \quad (22)$$

Δ bir $L*(N+L)$ matrisi olup aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$\Delta = \begin{bmatrix} h(0) & \dots & \dots & h(N) & \dots & 0 \\ & & & & & \\ & & & & & \\ 0 & \dots & h(0) & \dots & \dots & h(N) \end{bmatrix} \quad (23)$$

Gerçekte sonsuz sinyal numunesi yoktur ve sinyal numuneleri sınırlıdır. O yüzden biz istatistiksel kovarians matris yerine, sadece numune kovarians matrisini elde edebiliriz. Alınan sinyalin numune kovarians matrisi aşağıdaki gibidir:

$$\mathbf{R}_x(N_s) = \frac{1}{N_s} \sum_{n=L-1}^{L-2+N_s} \bar{\mathbf{x}}(n) \bar{\mathbf{x}}^T(n) \quad (24)$$

N_s toplanan numune sayısıdır.

$\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \lambda_3 \geq \dots \geq \lambda_{ML}$ ve $\alpha_1 \geq \alpha_2 \geq \alpha_3 \geq \dots \geq \alpha_{ML}$ sırayla $\mathbf{R}_x$ ve $\Delta \mathbf{R}_s \Delta^T$ matrislerinin özdeğer oranları olduğunu farz edelim. Aşağıdaki denklem kolaylıkla gösterilebilir:

$$\lambda_i = \alpha_i + \sigma_\eta^2, i=1,\dots, ML \quad (25)$$

18 numaralı denklemi göz önüne alarak, eğer hiç bir kullanıcı spektrumunu kullanmıyorsa, λ_i ve σ_η^2 eşit olup, λ_{Max} bölü λ_{min} oranı bire eşit olur, aksi takdirde, birden daha büyük olur. O zaman sinyalin olup olmadığını λ_{Max} bölü λ_{min} oranından bula biliriz. Çok açıktır ki α_1, α_{ML} ile eğer ve sadece eğer $\Delta \mathbf{R}_s \Delta^T$ ve λ_{ML} eşit olursa ki λ pozitif bir rakamdır, eşit olur. Matris Δ nın 23 numaralı formül tanımından ve $\mathbf{R}_s$ den, $\Delta \mathbf{R}_s \Delta^T$ ve λ_{ML} 'in eşit olmaması çok muhtemeldir. En kötü durum, $\mathbf{R}_s, \sigma_\eta^2 \mathbf{I}$ ile eşit olmasıdır ki o zaman bağımsız ve aynı dağıtılın sinyal numuneler olduğu anlamına gelir. Bu durumda, $\Delta \mathbf{R}_s \Delta^T$ ve $\sigma_\eta^2 \Delta \Delta^T$ eşit olur. $\sigma_\eta^2 \Delta \Delta^T, \lambda_{ML}$ ile sadece ama sadece tüm Δ matrisi eşortogonal olup, matrisin satırlarının gücü aynı olursa, eşit olur. Eğer tüm sinyal numuneleri bağımsız ve aynı dağıtılmış, tüm kanallar düz sönümlenmeli ve sadece bir alıcı var ise bu şart gerçekleşir. Bu durumda numuneler aşağıdaki gibidir:

$$N_j = 0 \text{ for } j = 1, \dots, P \text{ ve } M = 1. \quad (26)$$

Eğer yumuşatma faktörü olan L 'yi yeterince büyük seçersek, Δ matrisi uzun bir matris olur (L faktörünü N bölü $M-P$ den daha büyük seçerek) ozaman:

$$\alpha_n = 0 \text{ and } \lambda_n = \sigma_\eta^2 \text{ for } n = N+PL+1, \dots, ML \quad (27)$$

Bu durumda,

$$\lambda_1 = \alpha + \sigma_\eta^2 > \lambda_{ML}, \lambda_{ML} = \sigma_\eta^2 \quad (28)$$

En düşük özdeğer aslında gürültü gücüne bir tahmin olabilir. Bu özellik sistem tanımlama [13] ve tahmini varış yönü (DOA) algılamada kullanılır. λ_1 to λ_{ML} oranını kullanarak sinyalin olup olmadığını anlayabiliriz. Sınırlı numune sayısı yüzünden $\mathbf{R}_x(N_s)$, istatistiksel kovarians matrisi olan $\mathbf{R}_x$ den çok farklı olabilir.

$\mathbf{R}_x(N_s)$ özdeğer dağılımı çok karışık olup, eşik seçmek çok zordur. En son çıkan rasgele matris teorilerini kullanarak, algılama olasılığını bula biliriz. Bu rasgele matris teorilerini kullanarak aşağıdaki dekleme ulaşılır:

$$P_{fa} = P(\lambda_{max} > \alpha_1 \lambda_{min}) = P\left(\frac{\sigma_{\eta}^2}{N_s} \lambda_{max}(\mathbf{A}(N_s)) > \alpha \lambda_{min}\right) = P\left(\frac{\sigma_{\eta}^2}{N_s} \lambda_{max}(\mathbf{A}(N_s)) > \alpha(\sqrt{N_s} - \sqrt{ML})^2\right) = P\left(\frac{\lambda_{max}(\mathbf{A}(N_s)) - \mu}{\sqrt{\frac{\alpha(\sqrt{N_s} - \sqrt{ML})^2 - \mu}{v}} > \frac{\alpha(\sqrt{N_s} - \sqrt{ML})^2 - \mu}{\sqrt{\frac{\alpha(\sqrt{N_s} - \sqrt{ML})^2 - \mu}{v}}}\right) = 1 - T_1\left(\frac{\alpha(\sqrt{N_s} - \sqrt{ML})^2 - \mu}{\sqrt{\frac{\alpha(\sqrt{N_s} - \sqrt{ML})^2 - \mu}{v}}}\right) \quad (29)$$

O zaman,

$$\frac{\alpha(\sqrt{N_s} - \sqrt{ML})^2 - \mu}{\sqrt{\frac{\alpha(\sqrt{N_s} - \sqrt{ML})^2 - \mu}{v}}} = T_1^{-1}(1 - P_{fa}) \quad (30)$$

Literatürde gösterilmiştir ki [4]:

$$\mu = (\sqrt{N_s} - 1 + \sqrt{ML})^2 \quad (31)$$

$$v = (\sqrt{N_s} - 1 + \sqrt{ML}) \left(\frac{1}{\sqrt{N_s} - 1} + \frac{1}{\sqrt{ML}} \right)^{1/3} \quad (32)$$

30 numaralı denklemi göz önüne alıp, $N_s - 1 \cong N_s$ olduğunu farz edersek:

$$\alpha = \frac{(\sqrt{N_s} + \sqrt{ML})^2}{(\sqrt{N_s} - \sqrt{ML})^2} \cdot \left(1 + \frac{(\sqrt{N_s} + \sqrt{ML})^2}{(N_s ML)^{1/6}}\right)^{2/3} T_1^{-1}(1 - P_{fa}) \quad (33)$$

Eğer en yüksek bölü en düşük özdeğer, α dan daha büyük ise, spektrum sensing metodu kanalın kullanıldığı kararını verir ve eğer bu oran α dan daha düşük ise, kanalın kullanılı boş durumda olduğu kararını verir ve ikincil kullanıcı kanalı kullana bilir.

3. Çift Eşik En yüksek Bölü En Düşük Özdeğer Oranı Spektrum Algılama Metodu

Bu makalede çift eşik en yüksek bölü en düşük özdeğer (DTMME) oranı kavramını tanımlayıp, kullanarak, klasik MME algoritmasının algılama performansını artırıyoruz. En yüksek bölü en düşük özdeğer oranının çok az bir hata ile belirlenen eşik geçerek, algılamada hata olasılığını yükseltir. Bunun önüne geçmek için, kısıtlı alan sabitini (RAC) θ ile gösterip aşağıdaki gibi tanımlıyoruz:

$$\alpha_1 = (1 - \theta) \alpha \quad \text{Düşük eşik olarak} \quad (34)$$

$$\alpha_2 = (1 + \theta) \alpha \quad \text{Yüksek eşik olarak} \quad (35)$$

Bu eşiklere eşit veya arasındaki oranlar karar prosedüründe hiç bir etki yaratmaz. DTMME algoritmasını aşağıdaki gibi tanımlıyoruz.

Algoritma 1: DTMME algılama metodu

```
Giriş :  $\theta, \alpha, N_s, L$ 
Çıkış :  $X_i$ 
1: for her algılama periyodunda do
2:  $R_x(N_s) = \frac{1}{N_s} \sum_{n=L-1}^{L-2+N_s} \bar{x}(n) \bar{x}^T(n)$ 
3:  $\lambda_{max} = R_x(N_s)$  En yüksek özdeğer miktarı
4:  $\lambda_{min} = R_x(N_s)$  En düşük özdeğer miktarı
5:  $\lambda = \frac{\lambda_{max}}{\lambda_{min}}$ 
6:  $\alpha_1 = (1 - \theta) \alpha$ 
7:  $\alpha_2 = (1 + \theta) \alpha$ 
8: if  $\lambda < \alpha_1$  then
9:  $R_i \leftarrow H_0$ 
10: return  $R_i$ 
11: else if  $\lambda > \alpha_2$ 
12:  $R_i \leftarrow H_1$ 
13: return  $R_i$ 
```

```
14: else
15: return nothing
16: end for
```

Bu metod da, P_{fa} olasılığında ilaveten yeni bir olasılık tanımlanıyor. Bu olasılık, P_0 ile gösterilip, H_0 varsayımı altında, özdeğer oranının iki sınır içinde kalmasıdır. Bu olasılık aşağıda gösterildiği gibidir:

$$P_{fa} = p(\alpha_2 < E(N_s) | H_0) = T_1\left(\frac{\alpha_2(\sqrt{N_s} - \sqrt{ML})^2 - \mu}{\sqrt{\frac{\alpha_2(\sqrt{N_s} - \sqrt{ML})^2 - \mu}{v}}}\right) \quad (36)$$

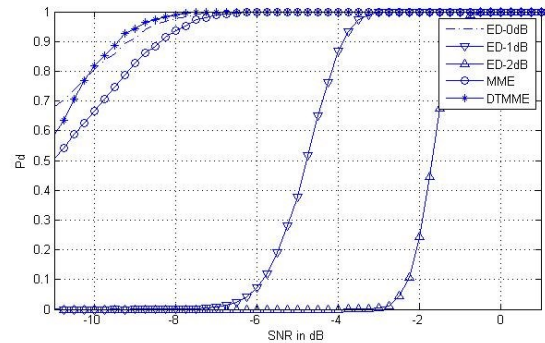
$$P_0 = p(\alpha_1 < E(N_s) < \alpha_2 | H_0) = T_1\left(\frac{\alpha_1(\sqrt{N_s} - \sqrt{ML})^2 - \mu}{\sqrt{\frac{\alpha_1(\sqrt{N_s} - \sqrt{ML})^2 - \mu}{v}}}\right) - T_1\left(\frac{\alpha_2(\sqrt{N_s} - \sqrt{ML})^2 - \mu}{\sqrt{\frac{\alpha_2(\sqrt{N_s} - \sqrt{ML})^2 - \mu}{v}}}\right) \quad (37)$$

Bu metod MME spectrum algılama metodunun performansını, hatalı sinyal numunelerini eliyerek, çok yüksek derecede artırıyor. Bir sonraki kısımda, DTMME metodunun farklı kanallardaki performansı, diğer spektrum algılama metodları ile karşılaştırılıp, analiz edilmiştir.

4. Simulasyon Sonuçları ve Analizi

Bu bölümde, MATLAB yazılımında, QPSK modülasyonlu rastgele sinyaller ve bağımsız ve aynı dağıtılan Gauss dağılımlı gürültü örnekleri, bir Montecarlo simulasyon modeli kullanılarak geliştirildi. Kanal, örnekleme esasında değişmediğini farz ediyoruz. Yanlış algılama olasılığı IEEE802.22 standardına göre $P_{fa} \leq 0.1$ ve doğru algılama olasılığı $P_d > 0.9$ olması gerekiyor. Tüm simulasyonlarda, P_{fa} , 0.1 olarak seçilip, 10^4 test sinyali kullanılmıştır. SNR -11 ve 1 dB arasında olup, RAC, 0.1 olarak, L, 16 olarak ve enerji bazlı algılamada gürültü varsansı, 1 ve 2dB olarak seçilmiştir.

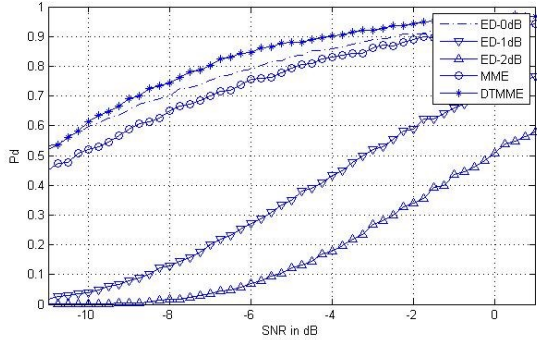
Şekil 1 de, DTMME nin performansı, MME ve 0, 1, 2 dB gürültü algılama hatalı enerji bazlı spektrum algılama performansı ile Gauss kanalında karşılaştırıldı. 0dB gürültü algılama hatalı EB metodu diğer spektrum algılama metodlarına göre en iyi performansa sahiptir ama gürültü algılama hatası yükseldikçe, performans ani bir düşüş yaşıyor. DTMME metodu MME metoduna göre çok daha iyi, 0dB gürültü algılama hatalı EB metoduna çok yakın bir performans gösterir.



Şekil 1: Gauss kanalında DTMME, MME ve 0, 1, 2 dB gürültü algılama hatalı enerji bazlı spektrum algılama performans karşılaştırılması.

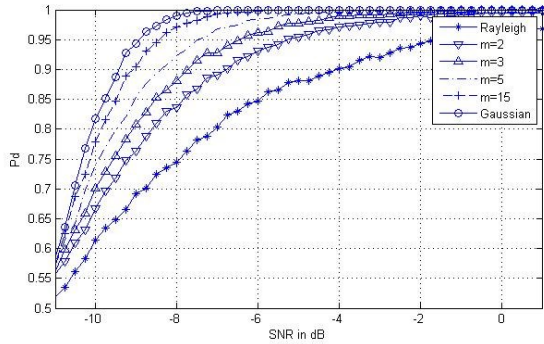
Şekil 2 de, DTMME'nin performansı, MME ve 0, 1, 2 dB gürültü algılama hatalı enerji bazlı spektrum algılama performansı ile Rayleigh kanalında karşılaştırıldı. Bu kanal modelinde, DTMME metodu, 0dB gürültü algılama hatalı EB metodundan daha iyi bir performans gösterir. Bunu nedeni,

Rayleigh kanalının çok karışık olması ve hatalı sinyal numunelerinin çoğalmasındandır.



Şekil 2: Rayleigh kanalında DTMM, MME ve 0, 1, 2 dB gürültü algılama hatalı enerji bazlı spektrum algılama performans karşılaştırılması

Şekil 3 de, DTMM'nin performansını farklı Nakagami-m kanallarında karşılaştırıldı. Eğer m, 1 ile eşit olursa, Nakagami-m kanalı, bir Rayleigh kanalına döner ve eğer m sonsuza doğru giderse, bir Gauss kanalı özelliğini gösterir. Bu şekilde, Rayleigh, Gauss, Nakagami-2, Nakagami-3, Nakagami-5 and Nakagami-15 kanal modelleri kullanıldı. Algılama metodunun performansı, m yükseldikçe, beklendiği gibi iyileşir.



Şekil 3: Farklı Nakagami-m kanallarında DTMM metod performansı

5. Sonuçlar

Bu makalede çift eşik en yüksek bölü en düşük özdeğer spektrum algılama metodunun tanıtımı gerçekleştirilmiştir. Bu metodun ana fikri eşik etrafında bir alan tanımlayıp bu alanda yer alan hatalı sinyal numunelerini en yüksek bölü en düşük özdeğer spektrum algılama metodu algoritmasından çıkarmak üzerinedir. DTMM spektrum algılama metodu, hem sıfır gürültü hatalı enerji bazlı spektrum algılama metodundan ve hem MME spektrum algılama metodundan tüm Nakagami-m kanal modellerinde daha iyi bir performans göstermiştir. Bu araştırmanın sonuçları MME spektrum algılama performansını daha da iyileştirip, IEEE 802.22 WRAN temel algılama gereklerini yerine getirmek için uygun çözümler bulunmasına yardımcı olur.

6. Kaynaklar

- [1] Federal Communications Commission, "Spectrum policy task force report, FCC 02-155", Nov. 2002.
- [2] A. Sahai and D. Cabric, "Spectrum sensing: fundamental limits and practical challenges," *IEEE International Symp. New Frontiers Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN)*, Baltimore, MD, Nov. 2005.xx
- [3] N. Han, S. H. Shon, J. O. Joo, and J. M. Kim, "Spectral correlation based signal detection method for spectrum sensing in IEEE 802.22 WRAN systems," *Intern. Conf. Advanced Commun. Technology*, Korea, Feb. 2006.
- [4] Y. Zeng, Y.C. Liang, "Eigenvalue-Based Spectrum Sensing for Cognitive Radio", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 57, no. 6, pp. 1784– 1793, June 2009.
- [5] A. Kortun, T. Ratnarajah, M. Sellathurai, C. Zhong, and C. B. Papadis, "On the performance of eigenvalue-based cooperative spectrum sensing for cognitive radio," *IEEE J. Sel. Topics Signal . Process.*, vol. 5, no. 1, pp. 49–55, Feb. 2011.
- [6] J. Zhu, Z. Xu, F. Wang, B. Huang, and B. Zhang, "Double threshold energy detection of cooperative spectrum sensing in cognitive radio," *CrownCom*, May 2008, pp. 1– 5.
- [7] H. Urkowitz, "Energy detection of unknown deterministic signals," *Proc. IEEE*, vol. 55, pp. 523–531, April 1967.
- [8] V. . I. Kostylev, "Energy detection of a signal with random amplitude," *IEEE Int. Conf. on Commun. (ICC'02)*, New York City, New York City, New York, pp. 1606–1610, May 2002.
- [9] Y. Zeng, Y. C. Liang, A.T. Hoang ,R. Zhang "A review on spectrum sensing for cognitive radio: challenges and solutions", *EURASIP J. Adv. Signal Process.*, 2010, 2010, pp. 1–15, article id 381465
- [10] A. Eslami, S. Karamzadeh, "Performance analysis of double threshold energy detection-based spectrum sensing in low SNRs over Nakagami-m fading channels with noise uncertainty", *IEEE conference on Signal Processing and Communication Application (SIU)*, 2016, pp: 309-312.
- [11] E. Moulines, P. Duhamel, J. F. Cardoso, and S. Mayrargue, "Subspace methods for the blind identification of multichannel FIR filters," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 43, no. 2, pp. 516-525, 1995
- [12] Y. H. Zeng and T. S. Ng, "A semi-blind channel estimation method for multi-user multi-antenna OFDM systems," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 52, no. 5, pp. 1419-1429, 2004.