Aşağı Link MC-CDMA Sistemlerinde Kullanılan PIC Alıcının EM-MAP Tabanlı Olarak İlklendirilmesi
EM-MAP Based Initializaition of PIC Receiver for Downlink MC-CDMA Systems

Hakan Doğan†, *Hakan A. Çırpan*† *and Erdal Panayırcı*‡

†İstanbul Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü 34320 Avcılar, İstanbul
‡Kadir Has Üniversitesi Elektronik Mühendisliği Bölümü 34320 Cibali, İstanbul
{hdogan,hcirpan}@istanbul.edu.tr,eepanay@khas.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada[1], frekans seçici kanallar üzerinden çalışan aşağı link MC-CDMA sistemleri için alıcıda kanal bilgisinin olmaması durumunda, alıcı tasarımı problemine yaklaşımda bulunulmuştur. Alıcıdaki paralel karışım engelleyicinin (PIC) düzgün çalışması için gerekli birleşik MAP kanal kestirimi ve bilgi sezimi işleminin "Beklenti-Enbüyükleme (EM)" algoritması tabanlı olarak yapılması öngörülmüştür. Ayrıca, algoritmanın karmaşıklığının azaltılması için kanal değişimleri rastgele bir süreç olarak modellenip Karhunen-Loeve (KL) dik seri açılımı uygulanmıştır. Yapılan bilgisayar benzetimlerinde önerilen algoritmanın başarımı daha önce önerilen algoritmaların başarımlarıyla karşılaştırılmış ve KL açılımı sayesinde algoritmanın karmaşıklığının azaltılabileceği gösterilmiştir.

Abstract

The quality of multiple access interference (MAI), which can be improved by using channel estimation and data estimation of all active users, effects considerably the performance of PIC detector. Therefore, data and channel estimation performance is obtained in the initial stage has a significant relationship with the performance of PIC. So obviously it is necessary to make excellent joint data and channel estimation for initialization of PIC detector. In this work, to initiate PIC module efficiently a joint MAP channel estimation and data detection technique based on the Expectation Maximization (EM) method has been proposed.

Moreover, the MAP-EM approach considers the channel variations as random processes and applies the Karhunen-Loeve (KL) orthogonal series expansion. The performance of the proposed approach are studied in terms of bit-error rate (BER). Throughout the simulations, extensive comparisons with previous works in literature are performed, showing that the new scheme can offer superior performance.

[1]Bu çalışma, TÜBİTAK Araştırma Projesi (104E166) ve İstanbul Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi tarafından desteklenmektedir (T-856/02062006). Bu çalışmanın bir kısmı "*IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC-2007)*" isimli konferansta sunulacaktır.

1. Giriş

OFDM ve CDMA sistemlerinin kombinasyonunu öngören MC-CDMA sistemleri her iki sistemin avatajlarını kullanabilmek için 1993 yılında önerilmiştir [1]. İlk dönemde bu sistemlerin başarımı kanal parametrelerinin alıcıda tamamen bilinmesi durumunda incelenmiştir. Yapılan çalışmalarda, MC-CDMA sistemlerinde bilgi sezimi için en küçük karesel kestirimci ve PIC sistemlerinin birleştirilmesini öngören (Tümleşik MMSE-PIC) iteratif yöntemlerin iteratif olmayan yöntemlerden üstünlüğü gösterilmiştir [2].

Kanal bilgisinin alıcıda bilinmemesi durumunda ise, mevcut önerilen bilgi sezim yöntemlerinin başarımları *Iraji* tarafından incelenmiştir[3]. Pilot tonlar yardımıyla yapılan en küçük karesel kanal kestiriminin (LS) başarımı, kanalın tamamiyle bilinmesi durumundaki başarımlarla karşılaştırılmış ve PIC alıcının başarımının sistemin ilklendirilmesinde kullanılan kanal kestirim ve bilgi sezimi işlemiyle oldukça ilgili olduğu görülmüştür. *Kuhn ve Iraji*'nin yaptığı bu çalışmalardan kanal kestirim işleminin iteratif bir biçimde alıcı yapısına katılması gerektiği görülmüştür. Bu sebeble, PIC alıcının ilklendirilmesi işleminde, genel sinyal modeline ait birleşik bilgi ve kanal kestirim işleminin gerekliliği ortaya çıkmıştır. EM algoritması, yüksek karmaşıklı ve çözümü oldukça zor olan olasılık fonksyonlarının en büyüklemesi için önerilen iteratif bir yöntemdir. Karıştırılmış sinyallerin genel kestirimi için önerilen yapı OFDM sistemlerinde yapılacak kanal kestirimi için önerilmiş SAGE biçimi ile karşılaştırılmıştır[4]. Ayrıca turbo kodlanmış uzay-frekans blok kodlamalı OFDM sistemleri için MAP kanal kestirimide bu yöntemle gerçekleştirilmiştir [5].

EM algoritması CDMA sistemleri için *Nelson ve Poor* tarafından sürekli zaman kanal parametrelerinin kestiriminden ziyade bilgi sezimi işleminin gerçekleştirilesi önerilmiş ve genelleştirilmiş yapısı olan SAGE biçimi ile karşılaştırılmıştır[6]. Bu çalışmada ise yapılan çalışmalardan farklı olarak MC-CDMA sistemleri için önerilmiş PIC alıcı yapısının ilklendirilmesi için frekans spektrumunda çalışan EM tabanlı MAP kanal kestirimci önerilmiştir.

2. Aşağı link MC-CDMA

Baz istasyonundan kullanıcılara bilgi akışını sağlayan iletişim yönü aşağı link olarak tanımlanmaktadır. Sistemdeki her bir kullanıcı baz istasyonundan gelen sinyal dizisi içinden kendine ait bilgi dizisini çözmek zorundadırki bu çözüm işleminde alıcı baz istasyonu ve kullanıcı arasındaki kanalı kestirmek yanında diğer kullanıcılara ait gönderilen sembolleride bilmelidir.

Mobil hücre içerisinde $k.$ kullanıcıya ait gönderilecek MPSK modüleli sembol b^k ile gösterilmek üzere, toplam aktif kullanıcı sayısının K adet olduğu varsayılmaktadır. Baz istasyonu, N_c boyunda birimdik yayıcı seri yardımıyla b^k sembolünü yaymaktadır. Her bir kullanıcıya ait birimdik yayıcı seri $\mathbf{c}^k = (c_1^k, c_2^k, ..., c_{N_c}^k)^T$ vektörü ile gösterilmek üzere, vektörün her bir elemanı c_i^k, $\{-\frac{1}{\sqrt{N_c}}, \frac{1}{\sqrt{N_c}}\}$ değerlerini almaktadır. Bütün kullanıcılara ait yayılmış semboller toplanarak ters ayrık Fourier dönüşümü (IDFT) alınır ve daha sonra gönderilecek sinyale kanalda meydana gelebilecek gecikmeden fazla olacak şekilde çevirimli ön ek eklenmektedir. Yapılacak kanal kestiriminin başlangıç değerlerinin elde edilmesi için OFDM bloğu içine eşit aralıklarla pilot tonlar eklenir. Bu çalışmada, notasyon ve sinyal modelini basitleştirmek için kullanıcılara ait yayma miktarlarının aynı olduğu ve OFDM sisteminde kullanılan alt band sayısına eşit olduğu varsayılmıştır.

Gönderilen işaret, frekans seçici kanal üzerinden alıcıya geldiğinde, işarete ait önek kaldırılarak ayrık Fourier dönüşümü (DFT) uygulanır. Yapılan bu işlemlerden sonra, kod yayma matrisi $N_c \times K$ boyutlu $\mathbf{C} = [\mathbf{c}^1, ..., \mathbf{c}^K]$ ile, K adet kullanıcıya ait iletilecek sembolleri gösteren $\mathbf{b} = [b^1, ..., b^K]^T$ vektörü $K \times 1$ boyutlu olmak üzere elde edilen sinyal modeli

$$\mathbf{R} = \mathcal{H}\mathbf{C}\mathbf{b} + \mathbf{W} \tag{1}$$

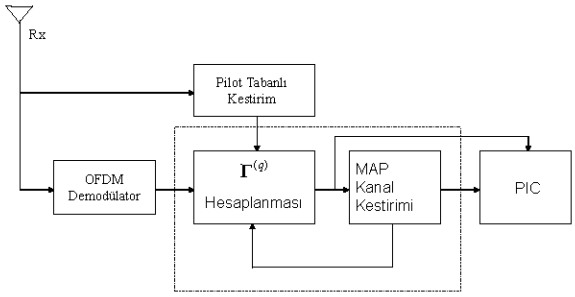
şeklinde ifade edilebilir. Burada $\mathcal{H}$ elemanları her bir altbanda ait karmaşık sönümleme katsayılarını ifade eden $N_c \times N_c$ boyutlu köşegen kanal matrisi, $\mathbf{W}$ ise kanalda eklenen toplamsal gürültüyü ifade eden $N_c \times 1$ boyutlu sıfır ortalamalı ve boyut başına $\sigma^2/2$ değişintiye sahip Gauss dağılımlı vektörü ifade etmektedir. Yayma dizilerinin dikliği ise $\mathbf{C}^T\mathbf{C} = \mathbf{I}$ olarak yazılabilir. Bu çalışmada gözlemlenen sinyal modeli (1)'e göre MAP-EM kanal kestirimi önerilecektir. MAP-EM kanal kestirimi aynı zamanda bilgi sezimi işleminin iteratif olrak iyileşmesini sağlamaktadır [5].

3. Kanal Frekans Cevabının KL Açılımı

Alıcı ve verici anten arasındaki sönümlemeli kanalın her bir OFDM sembolü için değişmediği, diğer zaman aralığında ise değiştiği kabul edilmiştir. Kanalın frekans cevabı frekans seçici olarak modellenmiş ve ilişkili altbandlara ait frekans cevabını gösteren $\mathbf{H} = [H_1, H_2, ..., H_{N_c}]^T$ vektörü KL açılımı yardımıyla modellenerek birimdik taban fonksiyonlarının doğrusal kombinasyonu sayesinde ifade edilebilmektedir. Birim dik taban fonksiyonları $\boldsymbol{\psi}_i$ ile ve bu açılıma ait ağırlık katsayılarıda G_i ile gösterilmek üzere, $\boldsymbol{\Psi} = [\boldsymbol{\psi}_1, \boldsymbol{\psi}_2, \cdots, \boldsymbol{\psi}_{N_c}]$ ve $\mathbf{G} = [G_1, \cdots, G_{N_c}]^T$ vektörleri tanımlanarak alıcı ve verici arasındaki mobil iletişim kanalı

$$\mathbf{H} = \boldsymbol{\Psi}\mathbf{G} \tag{2}$$

şeklinde yazılabilir. Farklı $\boldsymbol{\Psi}$'ların (taban fonksiyonlarının) kullanılması sonucu farklı özelliklere sahip kanallar modellenebilir. Kanala ait özilinti matrisi $\mathbf{C_H} = E\left[\mathbf{H}\mathbf{H}^\dagger\right]$ olmak



Şekil 1: MC-CDMA sistemleri için Alıcı Yapısı.

üzere

$$\mathbf{C_H} = \boldsymbol{\Psi}\boldsymbol{\Lambda}\boldsymbol{\Psi}^\dagger \tag{3}$$

şeklinde öz değer ve öz vektörlerine ayrıştırılabilir. Burada $\boldsymbol{\Lambda}$ ağırlık katsayılarının değişintilerini gösteren köşegen matristir ve $\boldsymbol{\Lambda} = E\{\mathbf{G}\mathbf{G}^\dagger\}$ şeklinde ifade edilmektedir(3).

4. EM tabanlı MAP kanal kestirimi

MC-CDMA sistemlerinde frekans domeninde gerçekleştirilebilen kanal denkleştirme işlemi kanalın frekans cevabına ihtiyaç duymaktadır. Zaman izgesinde kanal kestirim işlemi gerçekleştirilebilse de, ayrık Fourier dönüşümü (DFT) tabanlı zaman izgesinde yapılan kanal kestirimcilerin örneklenmeyen uzaylı kanallar için izge sızıntısına sebep olduğu ve hata düzlemi oluşturduğu bilinmektedir[7]. Diğer taraftan kanalın frekans cevabının denkleştirme işleminde direk kullanılması zaman domeninde yapılan kestirimin tekrardan frekans domenine geçirilmesini zorunlu kılmaktadır. KL açılımı yardımıyla (1) denklemi

$$\mathbf{R} = \mathrm{diag}(\mathbf{C}\mathbf{b})\boldsymbol{\Psi}\mathbf{G} + \mathbf{W} \tag{4}$$

şeklinde tekrar yazılabilir. (4) denkleminde $\mathbf{G}$'ye ait MAP kestirim işlemi

$$\widehat{\mathbf{G}} = \arg\max_{\mathbf{G}} p(\mathbf{G}|\mathbf{R}) \tag{5}$$

şeklinde yazılabilir. (5) denkleminin enbüyükleme işleminin matematiksel olarak çözümlenmesi oldukça zordur. EM algoritması yardımıyla çözüm iteratif olarak gerçekleştirilebilir. Çözümlenmesi gereken bu problemde *tam* olan bilgi $\chi = \{\mathbf{R}, \mathbf{b}\}$, kestirilecek vektör $\mathbf{G}$ ve *eksik* (tam olmayan)bilgi ise $\mathbf{R}$ şeklinde tanımlanmaktadır. Bu durumda $\mathbf{G}$ ye ait kestirim işlemi

$$Q(\mathbf{G}|\mathbf{G}^{(q)}) = \sum_{\mathbf{b}} p(\mathbf{R}, \mathbf{b}, \mathbf{G}^{(q)}) \log p(\mathbf{R}, \mathbf{b}, \mathbf{G}) \tag{6}$$

Kullback-Leibler denkleminin iteratif olarak en büyükleme problemine dönüşmektedir. Burada $\mathbf{G}^{(q)}$ ifadesi, $\mathbf{G}$'nin $q.$ adımdaki kestirim işlemini göstermektedir. (5) denkleminde verilen koşullu olasılık fonksyonunun en büyükleme işlemindeki monotik artış sağlanabilir. (6) denklemindeki $\log p(\mathbf{R}, \mathbf{b}, \mathbf{G})$ ifadesi, *Bayesian* kuralı yardımıyla,

$$\log p(\mathbf{R},\mathbf{b},\mathbf{G}) = \log p(\mathbf{b}\,|\,\mathbf{G}) + \log p(\mathbf{R}\,|\,\mathbf{b},\mathbf{G}) + \log p(\mathbf{G}). \tag{7}$$

şeklinde ifade edilebilir. (7) denklemindeki soldan ilk terim, $\mathbf{b}$ ve $\mathbf{G}$ vektörlerinin bağımsız olması ve $\mathbf{b}$'lerin eşit olasılıklı olmasından dolayı en büyükleme işlemini etkilememektedir. Son

terim $\mathbf{G}$'nin alıcıdaki birleşik olasılık yoğunluk işlevi

$$p(\mathbf{G}) \sim \exp(-\mathbf{G}^{\dagger}\mathbf{\Lambda}^{-1}\mathbf{G}). \quad (8)$$

şeklinde ifade edilebilir. Denklemdeki ikinci terim ise, iletilen semboller $\mathbf{b}$, ayrık kanal tanımlanması $\mathbf{G}$'ler ve bağımsız gürültü bileşenleri göz önüne alınırsa, alıcıda gözlemlenen $\mathbf{R}$ sinyaline ait koşullu olasılık yoğunluk işlevi

$$p(\mathbf{R}|\mathbf{b},\mathbf{G}) \sim \exp\left[-(\mathbf{R}-\mathrm{diag}(\mathbf{Cb})\mathbf{\Psi}\mathbf{G})^{\dagger}\mathbf{\Sigma}^{-1}(\mathbf{R}-\mathrm{diag}(\mathbf{Cb})\mathbf{\Psi}\mathbf{G})\right] \quad (9)$$

şeklinde yazılabilir. $\mathbf{\Sigma}$ burada $N_c \times N_c$ boyutlu ve her bir elemanı $\mathbf{\Sigma}[k,k] = \sigma^2$ $k = 1, 2, \cdots, N_c$ olmak üzere kanalda eklenen gürültünün değişintilerini ifade etmektedir. (8) ve (9) denklemleri yardımıyla, (6) denkleminin $\mathbf{G}$'ye göre türev alınarak sıfıra eşitlenmesi sonucu

$$\sum_b p(\mathbf{R},\mathbf{b},\mathbf{G}^{(q)})(\mathbf{\Psi}^{\dagger}\mathrm{diag}(\mathbf{b}^{\dagger}\mathbf{C}^T)\mathbf{\Sigma}^{-1}(\mathbf{R}-\mathrm{diag}(\mathbf{Cb})\mathbf{\Psi}\mathbf{G})-\mathbf{\Lambda}^{-1}\mathbf{G})=0 \quad (10)$$

denklemi elde edilir. (10) denkleminde, denklem eşitliği bozulmayacak şekilde, $p(\mathbf{R}, \mathbf{b}, \mathbf{G}^{(q)})$ ifadesi yerine $p(\mathbf{b} \mid \mathbf{R}, \mathbf{G}^{(q)})$ ifadesi konulabilir. $\mathbf{b}$'ler üzerinden ortalaması alınan (10) denkleminin $q+1$ iterasyon için $\mathbf{G}$'ye ait çözümünü ifade eden $\hat{\mathbf{G}}^{(q+1)}$, $\mathbf{\Gamma}^{(q)} = [\Gamma^{(q)}(1), \Gamma^{(q)}(2), ..., \Gamma^{(q)}(K)]$ vektörü q. adımda bilgi sembollerine ait sonsal olasılıkları göstermek üzere

$$\hat{\mathbf{G}}^{(q+1)} = (\mathbf{T}^{\dagger^{(q)}}\mathbf{T}^{(q)} + \mathbf{\Sigma}\mathbf{\Lambda}^{-1})^{-1}\mathbf{T}^{\dagger^{(q)}}\mathbf{R} \quad (11)$$

$$\mathbf{T}^{(q)} = \mathrm{diag}(\mathbf{C}\mathbf{\Gamma}^{(q)})\mathbf{\Psi}, \quad (12)$$

şeklinde ifade edilebilir. $\mathbf{\Gamma}^{(q)}$ vektörünün elemanları olan $\Gamma^{(q)}(k)$

$$\Gamma^{(q)}(k) = \sum_{b \in \mathcal{S}_k} bP(b^k = b|\mathbf{R}, \mathbf{G}^{(q)}). \quad (13)$$

şeklinde ifade edilebilir. Gönderilen sembol dizisi için $\hat{\mathbf{b}} = 0$ $\mathbf{C}_b = \mathbf{I}$ [5] varsayımları yapılarak $\mathbf{\Gamma}^{(q)}$ ifadesi QPSK modüleli sinyaller için

$$\hat{\mathbf{Z}}^{(q)} = \mathbf{C}^T(\hat{\mathcal{H}}^{\dagger^{(q)}}\hat{\mathcal{H}}^{(q)} + \sigma^2\mathbf{I})^{-1}\hat{\mathcal{H}}^{\dagger^{(q)}}\mathbf{R}.$$

olmak üzere

$$\mathbf{\Gamma}^{(q)} = \frac{1}{\sqrt{2}}\tanh\left[\frac{\sqrt{2}}{\sigma^2}Re(\hat{\mathbf{Z}}^{(q)})\right] + \frac{j}{\sqrt{2}}\tanh\left[\frac{\sqrt{2}}{\sigma^2}Im(\hat{\mathbf{Z}}^{(q)})\right] \quad (14)$$

hesaplanabilir. Son olarak q. adımda herbir kullanıcılara ait giden sembol dizisini ifade eden $\mathbf{b}$'vektörü, "csign" ifadesi $\mathrm{csign}(a+jb) = \mathrm{sign}(a) + j\mathrm{sign}(b)$ şeklinde tanımlanmak üzere

$$\hat{\mathbf{b}}^{(q)} = \frac{1}{\sqrt{2}}csign(\mathbf{\Gamma}^{(q)}) \quad (15)$$

şeklinde hesaplanabilir.

İşlemsel Karmaşıklık: Kanal kestirimi $\mathbf{H}$ için önerilen geleneksel LMMSE kestirimi [8]

$$\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{C_H}\underbrace{\left[\mathbf{C_H} + \mathbf{\Sigma}(\mathrm{diag}(\mathbf{Cb})^{\dagger}\mathrm{diag}(\mathbf{Cb}))^{-1}\right]^{-1}}_{''O(N_c^3)''islemsel\quad karmasıklık}[\mathrm{diag}(\mathbf{Cb})]^{-1}\mathbf{R},$$

olarak hesaplanabilir. (18) denklemindeki $\left[\mathbf{C_H} + \mathbf{\Sigma}(\mathrm{diag}(\mathbf{Cb})^{\dagger}\mathrm{diag}(\mathbf{Cb}))^{-1}\right]^{-1}$ ifadesi, gönderilen bilgi sembollerine bağlı olduğundan önceden hesaplanamaz ve alıcıdaki hesaplama işlemi matris tersi alınması gerekliliğinden dolayı, işlemsel karmaşıklığı oldukça fazladır. [2] Ayrıca $\mathbf{C_H}$ ve $\mathbf{\Sigma}$ değerlerinde yapılabilecek küçük hatalar, matris ters alma işleminden dolayı kanal kestiriminde büyük değişimlere neden olabilmektedir. Dahası bu etki, tersi alınan matrisin boyutuyla orantılı olarak artmaktadır [9]. Bu açıdan KL açılımlı yaklaşım, büyük ölçekli matris alma işleminden kurtulmak için önerilmiştir. (2) ve (11) denklemleri ile $\mathbf{H}$ ait iteratif kestirim işlemi

$$\hat{\mathbf{H}}^{(q+1)} = \mathbf{\Psi}(\mathbf{T}^{\dagger^{(q)}}\mathbf{T}^{(q)} + \mathbf{\Sigma}\mathbf{\Lambda}^{-1})^{-1}\mathbf{T}^{\dagger^{(q)}}\mathbf{R}. \quad (16)$$

şeklinde ifade edilebilir. Ancak elde edilen bu form, OFDM sistemlerindeki gibi direk ters alma işleminden kurtulabilmeyi sağlayamamaktadır ve mevcut LMMSE kestiriminde elde edilecek işlemsel karmaşıklıktan da az değildir[?]. Bu açıdan elde edilen denklem tekrardan

$$\hat{\mathbf{H}}^{(q+1)} = \mathbf{\Psi}\mathbf{\Lambda}(\mathbf{\Lambda}\mathbf{T}^{\dagger^{(q)}}\mathbf{T}^{(q)}\mathbf{\Lambda} + \mathbf{\Sigma}\mathbf{\Lambda})^{-1}\mathbf{\Lambda}\mathbf{T}^{\dagger^{(q)}}\mathbf{R} \quad (17)$$

şeklinde yazılıp $\mathbf{\Lambda}$ matrisinin en büyük r adet elemanına ($\mathbf{\Lambda}_r = diag\{\lambda_1, \lambda_2, \cdots, \lambda_r\}$) karşılık gelen $\mathbf{\Psi}$ ve $\mathbf{T}$ matrislerinin sütun elemanları alınarak oluşturulmuş $N_c \times r$ boyutlu $\mathbf{\Psi}_r$ and $\mathbf{T}_r$ matrisleri yardımıyla düşük ranklı yaklaşım

$$\hat{\mathbf{H}}^{(q+1)} = \mathbf{\Psi}_r\mathbf{\Lambda}_r\underbrace{(\mathbf{\Lambda}_r\mathbf{T}_r^{\dagger^{(q)}}\mathbf{T}_r^{(q)}\mathbf{\Lambda}_r + \mathbf{\Sigma}_r\mathbf{\Lambda}_r)^{-1}}_{''O(r^3)''islemselkarmasiklik}\mathbf{\Lambda}_r\mathbf{T}_r^{\dagger^{(q)}}\mathbf{R} \quad (18)$$

şeklinde hesaplanabilir. Burada $\mathbf{\Sigma}_r$ elemanları σ^2 eşit olan $r \times r$ boyutlu köşegen matristir. Bu durumda (18) denklemi

$$\hat{\mathbf{H}}^{(q+1)} = \mathbf{\Psi}_r(\mathbf{T}_r^{\dagger^{(q)}}\mathbf{T}_r^{(q)} + \mathbf{\Sigma}_r\mathbf{\Lambda}_r^{-1})^{-1}\mathbf{T}_r^{\dagger^{(q)}}\mathbf{R}, \quad (19)$$

şeklinde yazılabilir. Açılımdaki etkin öz değerlerin kullanımıyla elde edilen (18) denklemine göre, kanal kestiriminde tersi alınması gerekli olan matrisin boyutu oldukça küçülmektedir. Ayrıca gönderilen her bir OFDM sembolünde pilot tonlarlarla birlikte bozulan OFDM örnekleri sayesinde algoritma kanaldaki değişimlere çabuk cevap verebilme özelliğine sahiptir.

5. Paralel Karışım Engelleyici (PIC)

Gönderilen sembollerin kestirimini ifade eden $\hat{\mathbf{b}}$ vektörü PIC alıcı bloğuna girer. Bu blokta k. kullanıcı hariç diğer kullanıcılara ait sinyallerin toplamı

$$\mathbf{R}_{int}^k = \hat{\mathcal{H}}\mathbf{C}\hat{\mathbf{b}} \quad \text{for} \quad \hat{b}^k = 0. \quad (20)$$

şeklinde yazılabilir. k. kullanıcıya göre karışım sinyallerini ifade eden $\mathbf{R}_{int}^k$ vektörü, gözlemlenen $\mathbf{R}$ sinyalinden çıkartılarak tek kullanıcı sezicisine girerse k. kullanıcıya ait PIC alıcısı, b_{pic}^k değerlerini

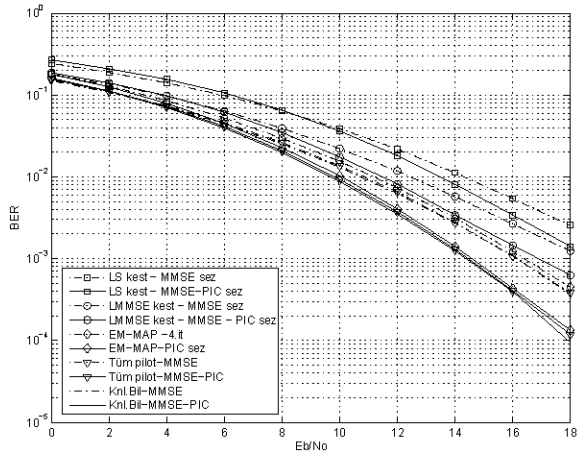
$$b_{pic}^k = (\mathbf{c}^k)^T[\hat{\mathcal{H}}^{\dagger}(\mathbf{R} - \mathbf{R}_{int}^k)] \quad \text{for} \quad k = 1, ..., K \quad (21)$$

şeklinde hesaplayabilir. Son iterasyonda QPSK modülasyonu için sezilen semboller

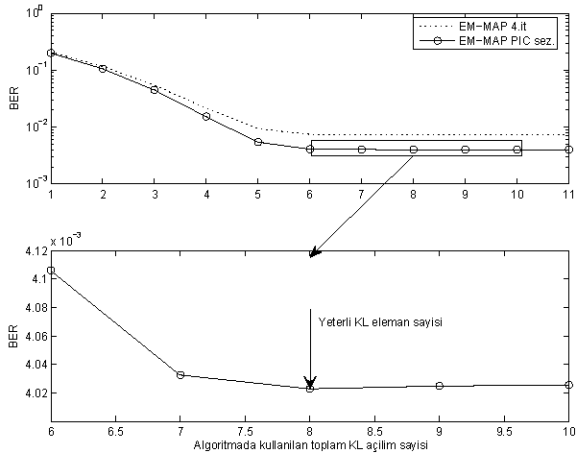
$$\hat{b}_{pic}^k = \frac{1}{\sqrt{2}}\mathrm{csign}(b_{pic}^k) \quad \text{for} \quad k = 1, ..., K \quad (22)$$

şeklinde bulunabilir.

[2] $N_c \times N_c$ boyutlu bir matrisin ters alma işlemi Gaussian eliminasyon yöntemi ile $O(N_c^3)$ bir karmaşıklığa sahiptir.



Şekil 2: Farklı kanal kestirim algoritmalarının kullanılması sonucu çeşitli alıcı yapılarının BER başarımları



Şekil 3: Kullanılan KL katsayısına Algoritmanın BER başarımı

6. Bilgisayar Benzetimleri

Frekans seçici kanallar için bilgisayar benzetimi yapılan MC-CDMA sistemleri için herbir kullanıcının eşit miktarda güç aldığı varsayılmıştır. Kodları arasında diklik özelliği bulunan *Gold* dizisi, boyutu kanalda kullanılan altband sayısına eşit olacak şekilde her bir kullanıcı için tanımlanmıştır. Şekil 2-3 için sistemin tamamen kullanıldığı yani toplam kullanıcı sayısının kullanılan yayma kodunun uzunluğuna eşit olduğu varsayılarak sistemin benzetimi yapılmıştır ($K = N_c$). Ayrıca algoritmanın ilklendirilmesi için, sekiz OFDM örnek aralığında bir adet pilot ton kullanılmıştır (PIR)= 1:8.

Şekil 2'de, EM-MAP tabanlı alıcı yapısının BER başarımı, daha önce önerilen LS ve LMMSE kanal kestirimlerinin kullanıldığı MMSE ve tümleşik MMSE-PIC alıcı yapılarının BER başarımlarıyla karşılaştırılmıştır. Yapılan bilgisayar benzetimlerinde, EM-MAP kanal kestirimine dayalı alıcı yapısının LS ve LMMSE kanal kestirimci tabanlı diğer alıcı yapılarından üstünlüğü gözlemlenmiştir. Ayrıca EM-MAP alıcının kanalın alıcıda tamamen bilinmesi (Knl.Bil) ve gönderilen OFDM sembolünün tamamen pilot tonlardan oluşması durumunda (Tüm Pilot) yapılan kanal kestirim başarımına (tüm pilot) yakınsadığı görülmüştür.

KL açılımında kullanılan katsayı kesme özelliği istatistiksel bağımlı olan kanal parametrelerini ifade etmek için gerekli olan bilgi miktarını en küçükleyebilir. KL açılımında verilen düşük ranklı kanal kestirim yaklaşımı, Şekil 3'te 12 dB için incelenmiştir. Kullanılan KL katsayısına göre EM-MAP alıcı yapısının BER başarımında benzetimi yapılmış kanal yapısı için, 8 adet KL katsayısının yeterli olduğu şeklin detaylı verilen bölümünde görülmüştür. Yapılan yaklaşımla, 128×128'lık matris ters alma işlemi yerine 8×8 'lik matris ters alma işleminin yeterli olabileceği görülmüştür.

7. Sonuç

Bu çalışmada, PIC alıcı yapısının başlangıç değerlerini bulmak için EM-MAP tabanlı alıcı yapısı önerilmiştir. Önerilen alıcı yapısı, daha önce önerilen LS, LMMSE tabanlı kanal kestirimci yapılarıyla karşılaştırılarak EM-MAP algoritmasının üstünlüğü gösterilmiştir. Algoritmanın, kanalın alıcıda tamamen bilindiği durumdaki başarımına yaklaştığı gözlemlenmiştir. Ayrıca, algoritmanın karmaşıklığının azaltılması için kanal değişimleri rastgele bir süreç olarak modellenip Karhunen-Loeve (KL) dik seri açılımı uygulanmıştır. Yapılan KL açılımı sayesinde alınması gerekli olan matris ters alma işleminin boyutunun küçültülebildiği gösterilmiştir.

8. Kaynakça

[1] S. Hara and R. Prasad, "Overview of Multicarrier CDMA," *IEEE Communication Magazine*, pp. 126-133, December 1997.

[2] V. Kuhn, "Combined MMSE-PIC in coded OFDM-CDMA systems," *IEEE GLOBECOM "01* , pp. 231-235, Nov. 2001.

[3] S. Iraji, T. Sipil¨a and J. Lilleberg, "Channel Estimation and Signal Detection for MC-CDMA in Multipath Fading Channels," *in Proc. IEEE Int. Symp. on Personal, Indoor and Mobile Radio Commun. (PIMRC 93)*, September 7-10

[4] X. Yongzhe and C.N. Georghiades, "Two EM-type channel estimation algorithms for OFDM with transmitter diversity," *IEEE Transactions on communications*, vol. 51, No. 1, pp. 106-115 January 2003.

[5] H. Dogan, H. A. Çirpan and Erdal Panayirci, "Iterative Channel Estimation and Decoding of Turbo Coded SFBC-OFDM Systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, accepted for publication in Oct. 2006.

[6] Nelson LB, Poor HV "Iterative multiuser receivers for CDMA channels: An EM-based approach,"*IEEE Trans. Commun.*44 (12): 1700-1710 Dec 1996

[7] Y. Baoguo, C. Zhigang, and K. Letaief, "Analysis of low-complexity windowed DFT-based MMSE channel estimator for OFDM systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, no. 11, pp. 1977-1987, Nov. 2001.

[8] O. Edfors, M. Sandell, J.-J. van de Beek, S.K. Wilson, P.O. Borjesson, "OFDM channel estimation by singular value decomposition," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, no. 7, pp. 931-936, July 1998.

[9] Jie Zhu; Wookwon Lee, "A low-complexity channel estimator for OFDM systems in multipath fading channels," *In proceedings of IEEE-PIMRC 2004.*, vol. 3, pp.1978 - 1982, 5-8 Sept. 2004