Turbo/Katlamalı Kodlanmış SFBC/STBC-OFDM Sistemlerinde Yinelemeli Kanal Kestirimi

EM Based MAP Channel Estimation for Turbo/Convolutional Coded SFBC/STBC-OFDM Systems

Hakan Doğan[†], Hakan A. Çırpan[†] and Erdal Panayırıcı[‡]

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

[†]İstanbul Üniversitesi, 34320 Avcılar, İstanbul

[‡]Bilkent Üniversitesi, 06800 Bilkent, Ankara

{hdogan,hcirpan}@istanbul.edu.tr, eepanay@ee.bilkent.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada frekans seçici kanallarda Turbo/Katlamalı kodlanmış Uzak-frekans/Uzak-zaman blok kodlu dikgen frekans bölüşümlü çoğullama (SFBC/STBC-OFDM) sistemleri için alıcıda kanal bilgisinin olmadığı durumda, alıcı tasarımı probleminde yaklaşımda bulunulmuştur. Kanal kestirimci olarak "Beklenti-Enbüyüklenme (EM)" algoritması kullanılmış ve algoritmanın karmaşıklığının azaltılması için kanal değişimlerinin rastgele bir süreç olarak modellenip Karhunen-Loeve (KL) dik seri açılımı uygulanmıştır. Önerilen sistemlerin bilgisayar benzetimleri yapılarak, başarımları kanal kestirim hatasını gösteren ortalama karesel hata (MSE) ve bit hata oranı (BER) olarak kullanılan pilot aralıklarına göre incelenmiştir.

Abstract

We consider the design of turbo receiver structures for space-frequency block coded (SFBC/STBC) OFDM systems in unknown frequency selective fading channels. The Turbo receiver structures for SFBC/STBC-OFDM systems under consideration consists of an iterative MAP Expectation/Maximization (EM) channel estimation algorithm, soft MMSE SFBC/STBC decoder and a soft MAP outer-channel-code decoder. MAP-EM employs iterative channel estimation and it improves receiver performance by re-estimating the channel after each decoder iteration. 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 approaches are studied in terms of mean square error and bit-error rate. Through experimental results, the effect of a pilot spacing on the channel estimator performance and sensitivity of turbo receiver structures on channel estimation error are studied.

1. Giriş

Bir çok konuda uygulama alanı bulan beklenti en büyüklenme algoritması (EM), uzak zaman blok kodlu iletişim sistemlerinde kanal kestirimi/veri sezimi için önerilmiş [1, 2] daha sonra

OFDM sistemleri ile bütünleştirilmiş dış kodlayıcıların kullanıldığı veya kullanılmadığı sistemler için geliştirilmiştir [3, 4, 5, 6]. Lu ve diğ. [3] tarafından iletilen sembollerin kanal kestiriminde direk olarak kullanıldığı ve kanalın birkaç OFDM sembolü boyunca değişmediği kabul edilerek en büyük sonsal (MAP) EM tabanlı kestirimci turbo kodlanmış STBC-OFDM sistemlerine uyarlanmıştır. Ayrıca karıştırılmış sinyallerin kestirimi için kullanılan genel EM algoritması, konvolusyonel kodlayıcın kullanıldığı verici çeşitlenmeli OFDM sistemlerine uygulanmış ve SAGE sürümü ile karşılaştırılmıştır [5]. Ma ve diğ. [6] ise daha önce önerilen yapıyı [5] değiştirilerek STBC-OFDM ve SFBC-OFDM sistemleri için önermişlerdir.

Önerilen [3, 4, 5, 6] çalışmalarından farklı olarak MAP-EM yapısı kanalın her OFDM sembolü için değiştiği varsayılarak veri desteksiz biçimde SFBC-OFDM sistemleri için önerilmiştir[7]. Bu yapı [8]'de SFBC/STBC-OFDM sistemleri için geliştirilmiş sistem başarımlı düzgün ve yanlış eşleştirme durumları için incelenmiştir. Bu çalışmada ise daha önce önerilen MAP-EM kanal kestirimcisi [7] kullanılarak Turbo/Katlamalı kodlanmış SFBC/STBC-OFDM sistemleri için alıcı tasarımlarına yaklaşımda bulunulmuştur.

2. Turbo/Katlamalı Kodlanmış SFBC/STBC-OFDM

Turbo kodlar katlamalı kodlara göre güç verimli bir şekilde Shannon-kanal kapasitesi limitine yakın başarımlı sağlayan güçlü hata düzeltme kodlarıdır. Ancak bu kodların kanal kestirim hatalarına duyarlılığı oldukça fazladır. Bu yüzden dış kodlayıcı olarak turbo ve katlamalı kodlar ayrı incelenmiştir.

2.1. Kanal Kodlayıcı

Şekil.1'de gösterildiği gibi ikili bilgi bitleri dış kanal kodlayıcı tarafından kodlanmaktadır. Kodlanmış bilgi dizisi serpiştirici tarafından rasgele serpiştirilir ve daha sonra BPSK olarak modüle edilir. Burada serpiştirici oluşabilecek hata grubu olasılığını azaltır ve kodlanmış bitler arasındaki ilişkiyi kaldırır. Kodlanmış bitler arasındaki ilişkinin kaldırılması ise EM algoritmasında beklenti hesaplamasında kolaylık sağlamaktadır.

Şekil 1: Turbo/Katlamalı kodlamalı SFBC-OFDM sistemleri için alıcı yapısı

2.2. SFBC/STBC-OFDM

OFDM sistemlerinde verici çeşitlenmesinin kullanılması uzay-zaman kodlaması gibi uzay-frekans kodlamasında kullanılmasına imkan vermektedir. Böylece modüleli işaret SFBC/STBC kodlayıcı tarafından 2 anten üzerinden OFDM altbandlarından iletilir.

2.3. Alıcıdaki SFBC-OFDM Sinyal Modeli

Bu bölümden itibaren çıkarımlar alan kısıtlamasından dolayı SFBC-OFDM sistemleri için yapılacaktır. Ancak bilgisayar benzetimlerinde STBC-OFDM sistemleri içinde başarımlar verilecektir. Alıcı antenden alınan sinyaller OFDM demodülatörden geçtikten sonra $\mathbf{R}(n)$ elde edilir. Alınan N_c boyutlu $\mathbf{R}(n)$ dizisi tek ve çift kısımlarına ayrılırsa $\mathbf{R}_e(n) = [R_0(n), R_2(n), \dots, R_{N_c-2}(n)]^T$ ve $\mathbf{R}_o(n) = [R_1(n), R_3(n), \dots, R_{N_c-1}(n)]^T$, alınan sinyal modeli $\mathcal{X}_e(n)$ ve $\mathcal{X}_o(n)$ $N_c/2 \times N_c/2$ boyutlu köşegen elemanları sırasıyla $\mathbf{X}_e(n)$ ve $\mathbf{X}_o(n)$ olmak üzere

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_e(n) &= \mathcal{X}_e(n)\mathbf{H}_{1,e}(n) + \mathcal{X}_o(n)\mathbf{H}_{2,e}(n) + \mathbf{W}_e(n) \\ \mathbf{R}_o(n) &= -\mathcal{X}_o^\dagger(n)\mathbf{H}_{1,o}(n) + \mathcal{X}_e^\dagger(n)\mathbf{H}_{2,o}(n) + \mathbf{W}_o(n) \end{aligned} \quad (1)$$

olarak yazılabilir. Burada μ verici anten ile alıcı anten arasındaki kanal değişimlerinin tek ve çift bileşenleri $N_c/2$ boyutlu olmak üzere $\mathbf{H}_{\mu,e}(n) = [H_{\mu,0}(n), H_{\mu,2}(n), \dots, H_{\mu,N_c-2}(n)]^T$ ve $\mathbf{H}_{\mu,o}(n) = [H_{\mu,1}(n), H_{\mu,3}(n), \dots, H_{\mu,N_c-1}(n)]^T$ ifade edilmektedir.

Kablosuz kanalın kazancının ayrık frekans cevap vektörü KL açılımıyla modellenirse

$$\mathbf{H}_{\mu,e}(n) = \Psi \mathbf{G}_{\mu,e}(n). \quad (2)$$

şeklinde yazılabilir. Burada özilinti matrisi $\mathbf{r}_\mu = E\{\mathbf{H}_\mu(n)\mathbf{H}_\mu^\dagger(n)\}$ olmak üzere $\Psi = [\psi_0, \psi_1, \dots, \psi_{N_c-1}]$ KL dönüşümünün özdeğerlerini $\mathbf{G}_{\mu,e}(n)$ ise $N_c/2 \times 1$ boyutlu sıfır ortalamlı gauss vektörünü göstermektedir. $\mathbf{G}_{\mu,e}(n)$ 'nin ilinti matrisi $\Lambda = \text{diag}(\lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_{N_c-1})$ olmak üzere değişimleri azalan derecede KL dönüşümünün özdeğerlerine eşit olacak şekilde düzenlenmiştir. Kanaldaki toplamsal gauss gürültüsü ise $N_c/2 \times 1$ boyutlu olmak üzere $\mathbf{W}_e(n)$ ve $\mathbf{W}_o(n)$ ile gösterilmektedir.

Alıcıda kanal kestirimini yapmak için bitişik altbandlarda kanal değişiminin yaklaşık aynı olduğu kabul edilirse

Şekil 2: Turbo/Katlamalı kodlamalı SFBC-OFDM sistemleri için verici yapısı

(1) denklemi

$$\begin{bmatrix} \mathbf{R}_e(n) \\ \mathbf{R}_o(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathcal{X}_e(n) & \mathcal{X}_o(n) \\ -\mathcal{X}_o^\dagger(n) & \mathcal{X}_e^\dagger(n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{1,e}(n) \\ \mathbf{H}_{2,e}(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{W}_e(n) \\ \mathbf{W}_o(n) \end{bmatrix} \quad (3)$$

formunda yazılabilir.

3. Turbo Alıcı

Kodlamalı SFBC/STBC-OFDM sistemleri için önerilen alıcı yapısı OFDM işaretin demodülasyon işleminden sonra; kanal kestirimcisi, SFBC/STBC kod çözücüsü, MAP kanal kod çözücü olmak üzere üç alt modülden oluşmaktadır.

3.1. Yinelemeli Kanal Kestirimi

MAP kanal kestiriminde sonsal olasılık yoğunluk işlevini enbüyükleyen $\hat{\mathbf{G}}$

$$\hat{\mathbf{G}} = \arg \max_{\mathbf{G}} p(\mathbf{G}|\mathbf{R}) \quad (4)$$

ifadesinin logaritması alınıp düzenlendiğinde

$$\hat{\mathbf{G}} = \arg \max_{\mathbf{G}} [\ln p(\mathbf{R}|\mathbf{G}) + \ln p(\mathbf{G})] \quad (5)$$

ifadesi elde edilir. MAP çözümünde enbüyükleme işlemi direk yapılamadığından yinelemeli EM algoritması kullanılmış ve EM algoritmasının başlangıç değerleri için pilot tonlar yardımıyla en az karesel kestirim yapılmıştır[7]. Alınan sinyal gönderilen semboller ($\mathcal{X}$) üzerinden ortalaması alınır ve sönümlenmeli kanalın KL katsayılarının olasılık yoğunluk işlevi $\mathbf{G} = [\mathbf{G}_1^T, \mathbf{G}_2^T]^T$, $\tilde{\Lambda} = \text{diag}(\Lambda, \Lambda)$, olmak üzere $p(\mathbf{G}) \sim \exp(-\mathbf{G}^\dagger \tilde{\Lambda}^{-1} \mathbf{G})$ şeklinde yazılırsa, olasılık yoğunluk işlevinin enbüyüklenmesi sonucunda yinelemeli kanal kestirim ifadeleri [7]

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_{1,e}^{(q+1)} &= (\mathbf{I} + \Sigma \Lambda^{-1})^{-1} \Psi^\dagger [\hat{\mathcal{X}}_e^{(q)} \mathbf{R}_e(n) - \hat{\mathcal{X}}_o^{(q)} \mathbf{R}_o(n)] \\ \mathbf{G}_{2,e}^{(q+1)} &= (\mathbf{I} + \Sigma \Lambda^{-1})^{-1} \Psi^\dagger [\hat{\mathcal{X}}_o^{(q)} \mathbf{R}_e(n) + \hat{\mathcal{X}}_e^{(q)} \mathbf{R}_o(n)] \end{aligned}$$

olarak bulunur. Burada $(\mathbf{I} + \Sigma \Lambda^{-1})^{-1} = \text{diag}([(1 + \sigma^2 \lambda_0)^{-1}, \dots, (1 + \sigma^2 \lambda_{\frac{N_c}{2}-1})^{-1}])$ and $\hat{\mathcal{X}}_e^{(q)}$, $\hat{\mathcal{X}}_o^{(q)}$ in (6) $\frac{N_c}{2} \times \frac{N_c}{2}$ boyutlu data sembollerinin sonsal olasılıklarını göstermektedir.

3.2. Yinelemeli Denkleştirme ve Kodçözümü

EM tabanlı yinelemeli yaklaşımla elde edilen Kanal frekans cevabı veya bir başka ifadeyle açılım kaysayıları ve OFDM demodülasyon işleminden elde edilen $\tilde{\mathbf{R}}(n)$ kullanılarak denkleştirme işleminin basit matris çarpımıyla elde edilebileceği bu bölümde gösterilecektir. (1) denklemini $\tilde{\mathbf{R}}(n) = [\mathbf{R}_e^T(n), \mathbf{R}_o^T(n)]^T$, $\tilde{\mathbf{X}}(n) = [\mathbf{X}_e^T(n), \mathbf{X}_o^T(n)]^T$, $\tilde{\mathbf{W}}_k(n) = [\mathbf{W}_e^T(n), \mathbf{W}_o^T(n)]^T$ ve

$$\mathcal{H}(n) = \begin{bmatrix} \mathcal{H}_{1,e}(n) & \mathcal{H}_{2,e}(n) \\ \mathcal{H}_{2,o}^*(n) & -\mathcal{H}_{1,o}^*(n) \end{bmatrix} \quad (6)$$

göstermek üzere

$$\tilde{\mathbf{R}}(n) = \mathcal{H}(n)\tilde{\mathbf{X}}(n) + \tilde{\mathbf{W}}(n) \quad (7)$$

formunda yazabiliriz. Burada $\mathcal{H}(n)$ 'nin elemanları $N_c/2 \times N_c/2$ boyutlu olmak üzere $\mu = 1, 2$ için $\mathcal{H}_{\mu,e}(n) = \text{diag}(\mathbf{H}_{\mu,e}(n))$ ve $\mathcal{H}_{\mu,o}(n) = \text{diag}(\mathbf{H}_{\mu,o}(n))$ 'dir. (7) denkleminde $\tilde{\mathbf{X}}(n)$ 'ni elde etmek için bu makalede En küçük ortalamalı karesel hataya (MMSE) sahip denkleştiriciden çeşitli basitleştirmelerle sıfır zorlamalı (ZF) denkleştirici elde edilmiştir. $\tilde{\mathbf{R}}(n)$ gözlemlerinden $\tilde{\mathbf{X}}(n)$ 'nin MMSE doğrusal denkleştiricisi $\mathbf{D}(n)$ olarak tanımlanırsa,

$$\begin{aligned} \mathbf{D}(n) &= \tilde{\mathbf{X}} + \mathbf{C}_{\tilde{\mathbf{X}}} \mathcal{H}(n)^\dagger (\mathcal{H}(n) \mathbf{C}_{\tilde{\mathbf{X}}} \mathcal{H}(n) + \mathbf{C}_{\tilde{\mathbf{W}}})^{-1} \\ &\times (\tilde{\mathbf{R}}(n) - \mathcal{H}(n) \tilde{\mathbf{X}}(n)) \end{aligned} \quad (8)$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada $\tilde{\mathbf{X}}$, $\mathbf{C}_{\tilde{\mathbf{X}}}$ ve $\mathbf{C}_{\tilde{\mathbf{W}}}$ sırasıyla $\tilde{\mathbf{X}}(n)$ 'nin ortalaması, $\tilde{\mathbf{X}}(n)$ 'nin ortak değişinti matrisi, $\tilde{\mathbf{W}}(n)$ 'nin ortak değişinti matrisidir.

$\mathcal{H}(n)$ matrisinin ölçeklenmiş birimcil olduğu ve karmaşık kanal katsayıları için $\mathcal{H}_{1,e}^2 + \mathcal{H}_{2,e}^2 \approx 1$ yaklaşımı yapılırsa $\mathcal{H}^\dagger(n)\mathcal{H}(n)$ ifadesi $\mathbf{I}_{N \times N}$ ifadesi birim matrise eşit olmak üzere ve [9] makalesindeki $\tilde{\mathbf{X}} = \mathbf{0}$, $\mathbf{C}_{\tilde{\mathbf{X}}} = \mathbf{I}$ varsayımlar yapılırsa (8) denklemi

$$\mathbf{D}(n) = (\mathbf{I} + \sigma_n^2 \mathbf{I})^{-1} \mathcal{H}^\dagger \tilde{\mathbf{R}}(n). \quad (9)$$

daha basit halde yazılabilir. Bu noktadan eğer gürültünün ortak ilinti matrisi $\mathbf{C}_{\tilde{\mathbf{W}}} = \mathbf{0}$ olarak alınırsa doğrusal denkleştirici sıfır zorlayıcı denkleştirici olur. Son olarak ifade $\boldsymbol{\eta}(n) = \mathcal{H}^\dagger(n)\tilde{\mathbf{W}}(n)$ olmak üzere

$$\mathbf{D}(n) = \mathcal{H}^\dagger(n)\tilde{\mathbf{R}}(n) = \mathcal{H}^\dagger(n)\mathcal{H}(n)\tilde{\mathbf{X}}(n) + \boldsymbol{\eta}(n) \quad (10)$$

şeklinde yazılabilir.

Şekil.2'de gösterildiği gibi öncelikle EM tabanlı kanal kestirimci pilot sembollere karşılık gelen kanal katsayılarından kanal cevabı bulunur [7]. Kestirimcinin çıkışı SFBC/STBC demodülatöründe kullanılır ve işaret denkleştirilir. Denkleştirilmiş işaret kanal ters serpiştiriciden geçerek $\{\mathbf{Z}(n)\}$ elde edilir. Son olarak $\{\mathbf{Z}(n)\}$ ters serpiştirilmiş kanal cevabıyla birlikte MAP kod çözücüyü uygulanarak burada kodlanmış bitlere ve bilgi bitlerine ait logaritmik olasılık oranı (LLR) hesaplanır. Bir sonraki döngüde ise kodlanmış bitlere ait LLR değerleri tekrardan serpiştirilerek doğrusal olmayan işlev dediğimiz bloktan geçerek $\mathbf{X}(n)$ 'nin yumuşak kararlı kestirimi $\hat{\mathbf{X}}(n)$ olarak elde edilir.

Bulunan $\hat{\mathbf{X}}(n)$ dizisi $\hat{\mathcal{X}}_e^{(q)}$ ve $\hat{\mathcal{X}}_o^{(q)}$ formunda (6) denkleminde bir sonraki döngü için kullanılır. Böylece MAP-EM

kanal kestirimcisi alıcı antenden alınan sinyalleri ve $\hat{\mathbf{X}}(n)$ 'i kullanarak yinelemeli olarak kanal kestirimi yapar. Daha sonra SFBC/STBC demodülatörü, alınan sinyallerle birlikte denkleştirilmiş sembol dizisini bir sonraki döngü için hesaplar ve yinelemeli yapı bu üç modül arasında belirlenen döngü sayısı kadar devam eder.

Şekil 3: Turbo/Katlamalı kodlanmış OFDM sistemleri için a)Kanal kestirim başarımı b)Yineleme sayısına göre bit hata oranı

4. Bilgisayar Benzetimleri

Önerilen alıcı yapılarının başarımları çeşitli senaryolar için bilgisayar benzetimi yardımıyla MSE ve BER olarak verilmiştir. Benzetimde SFBC/STBC-OFDM sistemlerinin 1/2 kodlama oranına sahip turbo veya konvolüsyonel olarak kodlandığı durumlar düşünülmüştür. Turbo kodlama durumunda $(1, 5_s/7_s)$ üreteç matrisine sahip iki özdeş özyineli sistematik konvolüsyonel kodlayıcının arada rasgele serpiştirici olacak şekilde paralel bağlandığı durum seçilmiştir [10]. Konvolüsyonel kodlayıcı durumda ise $(5_s, 7_s)$ üreteç matrisine sahip kodlayıcının kullanılmıştır.

Verici antenden çıkan sinyal darbe azalma çarpanı $\alpha = 0.2$ olmak üzere 2.28 MHz'lik band genişliğinden giden BPSK moduleli işaret olarak alınmıştır. Mevcut bandgenişliği 512 altbanta bölünerek iletim süresi T_s , $1.052 \mu s$ 'lik kısmi çevirimli örnek olmak üzere toplam $136 \mu s$ 'dir. Bu durumda sistemin iletim hızı 1.9 Mbit/s olmaktadır. Kanalda meydana gelen ortalama gecikme süresi $\tau_{rms} = 0.263 \mu s$ olmak üzere sinyaller kablolu kanaldan iletilmektedir.

Önerilen alıcı yapılarının MSE başarımları toplam 3 yineleme için Şekil.3A'da doğrusal MMSE (LMMSE) algoritmasıyla karşılaştırılmıştır. Dış kodlayıcı kullanılmadığı durum "KZ", Dış kodlayıcı katlamalı kodlayıcının kullanıldığı durum "KON", Turbo kodlayıcının kullanıldığı durum ise "Turbo" ile adlandırılmıştır. Önerilen Algoritmanın yüksek sinyal gürültü oranlarında (SNR) kanal kestirimi için alt sınırı gösteren Cramer Rao alt sınırına (CRLB) yaklaştığı görülmüştür. Düşük SNR değerlerinde Katlamalı kodlayıcı kullanıldığı durumda MSE başarımının biraz daha iyi olması turbo kodun deliklenmiş yapısından kaynaklanmaktadır. Ancak bu

başarımın artan SNR değerleriyle kaybolduğu görülmüştür.

Şekil.3B’de önerilen sistemlerin başarımı pilot aralığı 8 için başlangıç değerlerine göre ve gönderilen bilginin tamamen pilotlardan oluştuğu duruma göre (“Tüm pilot”) karşılaştırılmıştır. Turbo kodlamasının yapısal üstünlüğünden dolayı yinelemeli yapıda hesaplanan bilgi bitlerinin güvenilirliği katlamalı kodlayıcıya göre daha fazladır. Bu sebeple $Pe = 10^{-4}$ için turbo kodlayıcıda BER başarımının başlangıç değerine göre düzeltimi 1.3 dB’ken konvolüsyonel kodlayıcıda bu değer sadece 0.3 dB olduğu görülmüştür. Turbo kodlamalı yapının başarımın tüm pilot ton kullanımındaki başarımına ulaştığı görülmüştür. Ayrıca bu şekilde daha önce önerilen kanal kodlamasız SFBC-OFDM sisteminin başarımında verilmiştir[7].

Yüksek başarımli kanal kodlayıcıların kanal kestirim hatalarına duyarlılığı daha fazladır. Kodlanmış semboller arasındaki ilişkinin fazla olması kanal kodlayıcının kanal kestirimdeki hatalara duyarlı hale getirmekte ve kod çözümü sırasında ciddi hata yayınımları oluşturmaktadır. Bu yüzden başarım değişik pilot aralıkları için 3 yineleme sonucunda Şekil.4A’da incelenmiş ve turbo kodlamalı yapının katlamalı kodlayıcıya göre kanal kestirim hatalarına daha duyarlı olduğu görülmüştür. Ayrıca önerilen SFBC-OFDM sistemlerinin pilot aralığı 8 ve yineleme sayısı 3 için artan dopler değerlerine göre STBC-OFDM sistemlerinden üstün olduğu Şekil.4B’de gösterilmiştir. Ancak artan dopler değeriyle başarım azalımının kodlamasız duruma göre oldukça az olduğu görülmüştür [8].

Şekil 4: a) Pilot ton aralıklarının Turbo/Katlamalı kodlanmış SFBC-OFDM sistemlerinin başarımına etkisi b) Turbo kodlanmış SFBC/STBC-OFDM sistemlerinin çeşitli Doppler frekanslarına göre başarımı

5. Kaynakça

- [1] Y. Li, C.N. Georgiades, and G. Huang, “Iterative maximum likelihood sequence estimation for space-time coded systems,” *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 49, No. 6, pp. 948-951, June 2001.
- [2] C. Cozzo and B.L. Hughes, “Joint channel estimation and data detection in space-time communications,” *IEEE Trans. on Commun.*, Vol 51, No. 8, pp 1266-1270., August 2003.
- [3] B. Lu, X. Wang and Y. (G) Li, “Iterative receivers for space-

time block-coded ofdm systems in dispersive fading channels,” *IEEE Trans.on Wireless Commun.*, vol. 1, No. 2, pp. 213-225, April 2002.

- [4] B. Lu, X. Wang and K.R. Narayanan, “LDPC-based space-time coded OFDM over correlated fading channels,” *IEEE Trans. on Commun.*, Vol 50, No. 1, pp 74-88, January 2002.
- [5] X. Yongzhe and C.N. Georgiades, “Two EM-type channel estimation algorithms for OFDM with transmitter diversity,” *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 51, No. 1, pp. 106-115, January 2003.
- [6] X. Ma, H. Koyabashi and S. C. Schwartz, “An EM-based channel estimation for space-time and space-frequency block coded OFDM,” *In proceedings of ICASSP '03*, Volume: 4, pp. 389 - 392, April 2003.
- [7] Cirpan HA, Panayirci E, Dogan H, “Non-Data-Aided Channel Estimation for OFDM Systems with Space-Frequency Transmit Diversity” scheduled to appear in the March 2006 issue of *IEEE Transactions on Vehicular Technology*.
- [8] Cirpan HA, Panayirci E, Dogan H, “Iterative channel estimation approach for space-time/frequency coded OFDM systems with transmitter diversity,” *Eur. Trans. Telecommun.*, 15 (3): pp. 235-248 May-Jun 2004.
- [9] M. Tuchler, R. Koetter, and A. C. Singer, “Turbo equalization: principles and new results,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, pp. 754-767 May 2002.
- [10] J.P. Woodard, L. Hanzo, “Comparative study of turbo decoding techniques: an overview,” *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, Volume: 49, Issue: 6, pp. 2208 - 2233, Nov. 2000
- [11] Valenti, M.C.; Woerner, B.D., “Iterative channel estimation and decoding of pilot symbol assisted turbo codes over flat-fading channels,” *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Volume: 19, Issue: 9, pp. 1697 - 1705, Sept. 2001.

6. Sonuç

Bu çalışmada frekans seçici kanallarda Turbo/Konvolüsyonel Kodlanmış STBC/SFBC-OFDM sistemleri için EM tabanlı turbo alıcılar sunulmuştur. Turbo alıcı yapısındaki kod çözümü için gerekli olan kanal kestirimi literatürdeki algoritmalarından farklı olarak düşük karmaşık MAP-EM algoritmasıyla gerçekleştirilmiştir. Çalışma sonucunda, önerilen kanal kestirim algoritmasının daha önce önerilen geleneksel algoritmalarla göre üstünlüğü gösterilmiş ve önerilen alıcı yapılarının kanal kestirim hatalarına olan duyarlılığı incelenerek turbo kodların duyarlılığının konvolüsyonel kodlardan daha fazla olduğu görülmüştür. Son olarak ise yüksek dopler değerleri için Turbo kodlanmış SFBC-OFDM sistemlerinin başarımının Turbo kodlanmış STBC-OFDM sistemlerden daha iyi olduğu gösterilmiştir.

7. Teşekkür

Bu çalışma TÜBİTAK Araştırma Projesi tarafından (No. 104E166) desteklenmektedir.