

OFDM modülasyonu kullanan yüksek başarımı sıralı kafes kodlar ve bileşen serpiştirmeli dik tasarımlar

Kenan AKSOY*, Ümit AYGÖLÜ

İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, Telekomünikasyon Mühendisliği Programı, 34469, Ayazağa, İstanbul

Özet

Bu çalışmada, OFDM için yüksek başarımı sıralı kafes kodlar ve bileşen serpiştirmeli dik tasarımlar (TC-CIOD) önerilmektedir. OFDM'in başarımını arttırmak için bileşen serpiştirici ve kafes kod birlikte kullanılmıştır. Sistemde kullanılan bileşen serpiştirici, işaret uzayı çeşitlemesi sağlamakta ve geniş bantlı kanallarda sistemin kod sözcük hata olasılığı (CER) başarımını iyileştirmektedir. İki verici antenli durumda, önerilen sistemin kod sözcük çiftleri arasındaki ikili hata olasılığı (PEP) çözümlenmiş ve elde edilen sonuçlardan sistemin tam uzaysal ve yüksek çok-yollu çeşitleme kazancı sağladığı belirlenmiştir. Eş kafes kullanıldığında, TC-CIOD kodlar, Gong ve Letaief (2003)'in önerdiği çift-simge serpiştirmeli sıralı kafes kod ve uzay-zaman blok kodlara (TC-STBC) göre dört kat fazla çeşitleme kazancına erişebilmektedir. Gong ve Letaief (2003) tarafından önerilen TC-STBC sistemde kafes kod ile STBC arasındaki serpiştirici göz ardı edildiğinden elde edilen sonuçlar kafes kod çıkışındaki simgelerin çiftler halinde serpiştirildiği duruma eşdeğerdir. Bu referans sistem için çift-simge serpiştirmeli TC-SBTC isimlendirmesi kullanılmıştır. Serpiştiricinin TC-STBC'nin erişebildiği çeşitleme kazancı üzerindeki etkisini ortaya çıkarmak için, çift-simge serpiştirmeli TC-STBC durumunda geçerli olan sonuçlar, simge serpiştirmeli duruma genişletilmiştir. PEP çözümlenmesi sonuçları kullanılarak yapılan ve kod sözcük hata olasılığı üst sınırını enküçülten bilgisayar destekli kafes kod aramaya, TC-CIOD için eniyileştirilmiş 4, 8, 16, ve 32-durumlu 2/3 kodlama oranlı 8-PSK kafes kodlar belirlenmiştir. Bilgisayar destekli benzetim sonuçlarına göre 4, 8, 16 ve 32-durumlu kafes kod kullanıldığında önerilen TC-CIOD sistemi, referans TC-STBC'ye (Gong ve Letaief, 2003) göre 10^{-3} 'lük CER'de, sırasıyla, yaklaşık 10.7 dB, 10.2 dB, 4.8 dB ve 4.2 dB ek işaret-gürültü oranı (SNR) kazancı sağlamaktadır. TC-STBC ile karşılaştırıldığında, önerilen sistemin sağladığı yüksek SNR kazancı, kodlama ve kod çözme işlem karmaşıklığındaki küçük bir artışla mümkün olmaktadır.

Anahtar Kelimeler: OFDM, uzay-zaman kodlama, çok-yollu çeşitleme, bileşen serpiştirme.

*Yazışmaların yapılacağı yazar: Kenan AKSOY. kenanisa@gmail.com; Tel: +49 176 204 96 386.

Bu makale, birinci yazar tarafından İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, Telekomünikasyon Mühendisliği Programı'nda tamamlanmış olan "OFDM modülasyonu kullanan çok-girişli çok-çıkışlı telsiz iletişim sistemleri için yüksek başarımı kodlama teknikleri" adlı doktora tezinden hazırlanmıştır. Makale metni 14.04.2008 tarihinde dergiye ulaştırılmış, 16.05.2008 tarihinde basım kararı alınmıştır. Makale ile ilgili tartışmalar 31.05.2010 tarihine kadar dergiye gönderilmelidir.

Efficient concatenated trellis code and coordinate interleaved orthogonal designs for OFDM

Extended abstract

On rising demand for high quality, mobility and data rate, a considerable effort has been given to develop robust coding techniques for wideband channels. Significant achievements are obtained with multiantenna communications and Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM). After the work of Agrawal et al. (1998), the application of Space-Time Block Codes (STBC) to OFDM was suggested by Lee and Williams (2000). Afterwards, the efforts to increase the performance of Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) OFDM systems are ongoing. The MIMO OFDM system performance is primarily affected by achieved diversity, and there is a tradeoff between rate, diversity and constellation size. Hence, the only way to increase the diversity in a wideband channel, with unlimited number of channel taps, fixed number of transmit and receive antennas, fixed bandwidth, and bandwidth efficiency, is to extend the constellation of the signals modulating OFDM subcarriers and to encode through these subcarriers. Such systems achieving multipath diversity in wideband channels are the Linear Constellation Precoded (LCP) OFDM and the concatenated LCP and STBC (LCP-STBC) OFDM proposed by Liu et al. (2003; 2002). It is further possible to achieve multipath diversity by trellis encoding through OFDM subcarriers. Such system is the serial concatenated outer convolutional code and LCP-STBC (SC-LCP-STBC) proposed by Wang et al. (2003). The high computational complexity of Maximum Likelihood (ML) sphere decoder (Damen et al., 2000) used with LCP-STBC and turbo decoder used with SC-LCP-STBC leads to a search for techniques with lower decoding complexities. The concatenation of an outer trellis code and STBC (TC-STBC) for OFDM proposed by Gong and Letaief (2003) is an effective coding technique with simple Viterbi decoding. In this system the 8-PSK trellis codes (Jamali and Le-Ngoc, 1991; Schlegel and Costello, 1989) designed for fast fading channels are involved. Gong and Letaief (2003) showed that TC-STBC has superior performance compared to the other trellis coded MIMO OFDM systems (Agrawal et al., 1998; Lu and Wang, 2000). On the other hand, coordinate interleaving (Boulle and Belfiore, 1992; Jelcic and Roy, 1994), applied to

MIMO OFDM by Rao et al. (2004), is a powerful technique providing diversity by extending the considered signal constellation. Additionally, the single symbol decodability of Coordinate Interleaved Orthogonal Designs (CIOD) is an important feature ensuring low decoding complexity.

In this paper, we propose a concatenated outer trellis code and CIOD (TC-CIOD) OFDM system for high-speed wireless transmission. Our system combines a coordinate interleaver and trellis code to boost the MIMO OFDM performance. The coordinate interleaver provides signal space diversity and improves the Codeword Error Rate (CER) performance of the system in wideband channels. The pairwise error probability analysis of the new system for two transmit antennas shows that the system provides full spatial and multipath diversity, and the TC-CIOD achieves diversity as high as SC-LCP-STBC (Wang et al., 2003) and nearly four times greater than TC-STBC system (Gong and Letaief, 2003), while still preserving the advantage of simple ML Viterbi decoding. To clarify the effect of interleaver selection on the achieved diversity of TC-STBC, we extend the results given by Gong and Letaief (2003), where a two-symbol interleaver is considered between the trellis code and STBC, to the symbol interleaver case, which doubles the achieved diversity of TC-STBC. We further show that the coordinate interleaved TC-CIOD doubles the achieved diversity of symbol interleaved TC-STBC. To optimize the performance of TC-CIOD, the trellis design criteria are derived by codeword error probability analysis, and new 4, 8, 16 and 32-state rate 2/3 8-PSK trellis codes are found by computer based exhaustive search. Finally, the computer simulations are performed to obtain the Codeword Error Rate (CER) performances which show that the proposed system considerably outperforms the existing systems (Gong and Letaief, 2003; Agrawal et al., 1998; Lee and Williams, 2000; Liu et al., 2002; Rao et al., 2004). According to the computer simulations, the proposed system outperforms the reference system (Gong and Letaief, 2003) by 10.7 dB, 10.2 dB, 4.8 dB and 4.2 dB in signal-to-noise ratio at the CER of 10^{-3} when 4, 8, 16 and 32-state trellis codes are employed, respectively, with a modest increase in encoding and decoding complexities.

Keywords: OFDM, space-time coding, multipath diversity, coordinate interleaving.

Giriş

Geniş bantlı kanallarda, yüksek güvenilirlik, taşınabilirlik ve veri iletim hızı gereksinimlerinin artması nedeniyle, kodlama tekniklerinin başarımını iyileştirmek için yoğun çalışmalar sürdürülmektedir. Çok-girişli çok-çıkışlı (MIMO) kanal kodlama ve dik frekans bölmeli çoğullama (OFDM) modülasyonu telsiz iletişim başarımını önemli ölçüde iyileştirir. Agrawal ve diğerlerinin (1998) çalışmasından sonra, uzay-zaman blok kodlarının (STBC), OFDM'e uygulanması Lee ve Williams (2000) tarafından önerilmiştir. Günümüzde, yeni kodlama yöntemleri yardımıyla MIMO OFDM sistemlerin başarımını artırma çalışmaları sürmektedir. MIMO OFDM sistemlerin hata başarımı büyük oranda çeşitleme kazancı tarafından belirlenmektedir. Ancak, iletim hızı, çeşitleme ve işaret kümesi büyüklüğü arasındaki ödünleşim nedeniyle; sabit sayıda verici ve alıcı anten, sabit bant genişliği ve sabit bant verimliliği için, geniş bantlı kanalda erişilebilir çeşitlemeyi artırmanın tek yolu kullanılan işaret kümesini genişletip OFDM alt taşıyıcıları boyunca kodlamaktır. Örneğin, geniş bantlı kanalda, kullanılan işaret kümesini genişleterek, erişilebilir çok-yollu çeşitleme kazancını artıran doğrusal işaret kümesi ön kodlamalı (LCP) OFDM ve doğrusal işaret kümesi ön kodlamalı uzay-zaman blok kodlamalı (LCP-STBC) OFDM, Liu ve diğerleri (2003) tarafından önerilmiştir. Bu yöntemlere ek olarak, erişilebilir çok-yollu çeşitleme kazancı OFDM alt taşıyıcıları boyunca kafes kodlama yapılarak artırılabilir. Örneğin sıralı dışsal katlamalı kod ve LCP-STBC (SC-LCP-STBC) Wang ve diğerleri (2003) tarafından önerilmiştir. Ancak, LCP-STBC için küresel kod çözme (Damen vd., 2000) ve SC-LCP-STBC için turbo kod çözme, kullanan sistemler yüksek işlem karmaşıklığı gerektirir. Bu durum, daha basit kod çözücüye sahip yöntemleri araştırmaya yöneltmiştir. Sıralı kafes kodlamalı ve uzay-zaman blok kodlamalı (TC-STBC) OFDM Gong ve Letaief (2003) tarafından önerilmiştir. Bu sistem, basit Viterbi algoritmasıyla kod çözmeye olanak sağlar. Gong ve Letaief (2003)'in çalışmasında, hızlı sönmülemeli kanallar için tasarlanan 2/3 kodlama oranlı 8-PSK kafes kodlar (Jamali ve Le-Ngoc, 1991; Schlegel ve Costello, 1989) kulla-

nılmıştır ve TC-STBC başarımının MIMO OFDM için var olan diğer kafes kodlamalı yöntemlerden (Agrawal vd., 1998; Lu ve Wang, 2000) üstün olduğu gözlenmiştir. Diğer taraftan, bileşen serpiştirme (Boulle ve Belfiore, 1992; Jelcic ve Roy, 1994), işaret kümesini genişleterek erişilebilir çeşitleme kazancını artıran etkili bir yöntemdir. Bileşen serpiştirmeli dik tasarımlar (CIOD), MIMO OFDM'e ilk olarak Rao ve diğerleri (2004) tarafından uygulanmıştır. CIOD'un önemli özelliği tek simge çözülebilir olması ve böylece düşük kod çözme karmaşıklığına sahip olmasıdır.

Bu çalışmada, yüksek hızlı telsiz iletişimine uygun, sıralı kafes kodlamalı ve bileşen serpiştirmeli dik tasarımlı (TC-CIOD) OFDM sistem önerilmektedir. MIMO OFDM'in başarımını artırmak için bileşen serpiştirici ve kafes kod birlikte kullanılmıştır. TC-CIOD, SC-LCP-STBC (Wang vd., 2003) gibi yüksek çeşitleme kazancına ve çift-simgeli serpiştirmeli TC-STBC'nin (Gong ve Letaief, 2003) yaklaşık dört katı çeşitleme kazancına ulaşmaktadır. Gong ve Letaief (2003) tarafından önerilen TC-STBC sistem çözümlemesinde kafes kod ile STBC arasındaki serpiştirici göz ardı edildiğinden elde edilen sonuçlar çift-simgeli serpiştirilmiş duruma eşdeğerdir. Bu nedenle, bu referans sistemden söz ederken çift-simgeli serpiştirmeli TC-STBC isimlendirmesi kullanılmıştır. Serpiştirmenin TC-STBC'nin erişebildiği çeşitleme kazancı üzerindeki etkisini ortaya çıkarmak için Gong ve Letaief (2003) tarafından önerilen çift-simgeli serpiştirmeli TC-STBC durumunda geçerli olan sonuçlar simge serpiştirmeli duruma genişletilmiştir. Simge serpiştiricisi kullanıldığında, TC-STBC'nin erişebildiği çeşitleme kazancı katlanmaktadır. Başarım çözümlemesi sonucundan, önerilen TC-CIOD'un erişebildiği çeşitleme kazancının, simge serpiştirilmiş TC-STBC'nin yaklaşık iki katı olduğu görülmüştür. Önerilen sistemde, yüksek çeşitleme kazancının yanında basit Viterbi kod çözme özelliği de korunmaktadır. TC-CIOD'un CER başarımını eniyileştirmek için, kafes kod tasarım ölçütleri, kod sözcük çiftleri arasındaki ikili hata olasılığından türetilmiş ve yeni 4, 8, 16 ve 32-durumlu kafes kodlar bilgisayar yardımıyla yapılan kapsamlı

aramayla elde edilmiştir. Önerilen sistemlerin kod sözcük hata olasılıkları (CER) bilgisayar benzetimleriyle elde edilmiştir. CER sonuçları, yeni önerilen sistemin var olanlardan (Gong ve Letaief, 2003; Agrawal vd.; 1998; Lee ve Williams, 2000; Liu vd., 2002; Rao vd., 2004) önemli ölçüde daha iyi olduğunu göstermiştir.

Bu makalenin bölümleri şu şekilde düzenlenmiştir: Sistem Modeli Bölümü'nde önerilen kodlama ve kod çözme yöntemi anlatılmıştır. Kafes Kod Eniyileştirme Bölümü'nde kod sözcük hata olasılığı üst sınırı türetilmekte; çift simge ve simge serpiştirmeli TC-STBC başarımları TC-CIOD ile karşılaştırılmakta ve bilgisayarlı arama yoluyla TC-CIOD için eniyileştirilmiş yeni 4, 8, 16 ve 32-durumlu kafes kodlar elde edilmektedir. Başarım Çözümlemesi Bölümü'nde önerilen sistemin üstünlüğü bilgisayar benzetimleriyle doğrulanmış ve Sonuçlar Bölümü'yle makale sonlandırılmıştır.

Sistem modeli

Bu bölümde, önerilen TC-CIOD OFDM sistemin modeli, kodlama ve kod çözme işlemleri açıklanmıştır.

Kodlayıcı

TC-CIOD OFDM sisteminin iki verici antenli kodlayıcı blok diyagramı Şekil 1'de verilmiştir. İlk olarak, kaynak bitleri 8-PSK 2/3 kodlama oranlı kafes kodlayıcısı tarafından $2K$ uzunluklu ve elemanları x_k olan \mathbf{X} kafes kod sözcüğü-

ne eşlenir. Her bir x_k 8-PSK simgesi, θ açısı ile karmaşık düzlemde döndürülür ve

$$\bar{x}_k = x_k e^{j\theta} \quad (1)$$

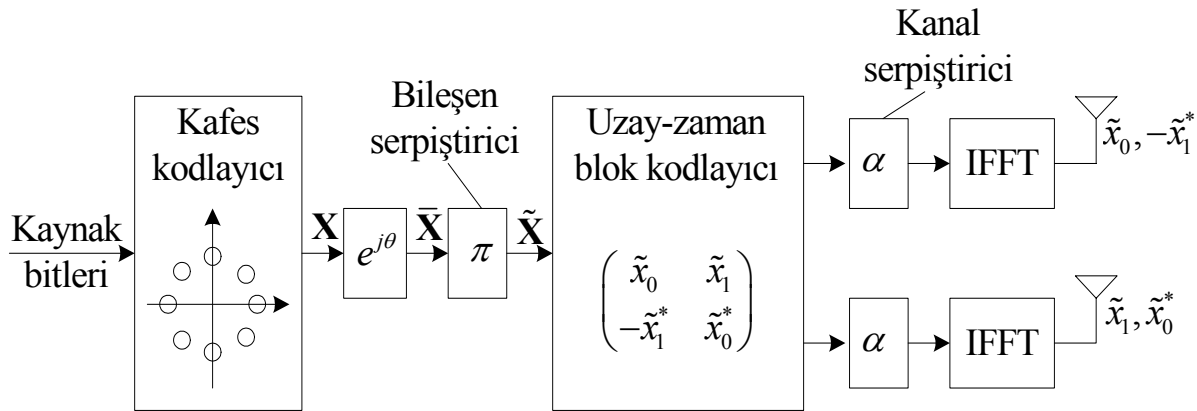
elemanlarından

$$\bar{\mathbf{X}} = (\bar{x}_0, \bar{x}_1, \bar{x}_2, \bar{x}_3, \dots, \bar{x}_{2K-2}, \bar{x}_{2K-1}) \quad (2)$$

döndürülmüş kafes kod sözcüğü elde edilir. Şekil 1'de görüldüğü gibi, $2K$ uzunluklu $\bar{\mathbf{X}}$ vektörü bileşen serpiştirilerek $\tilde{\mathbf{X}}$ bileşen serpiştirilmiş kafes kod sözcük vektörü elde edilir. Yüksek çeşitleme kazancı elde edebilmek için uygun bileşen serpiştirici kullanılmalıdır. $\bar{\mathbf{X}}$ vektörünün elemanlarını \bar{x}_k ile gösterirsek, bileşen serpiştirici, $k = 0, 1, \dots, K-1$ için

$$\begin{aligned} \tilde{x}_{2k} &= \bar{x}_{k,I} + j\bar{x}_{k+\frac{K}{2},Q} \\ \tilde{x}_{2k+1} &= \bar{x}_{k+K,I} + j\bar{x}_{\left(k+\frac{3K}{2}\right)_{2K},Q} \end{aligned} \quad (3)$$

atamalarını yapmaktadır. Eşitlik (3)'teki $(.)_I$ karmaşık simgenin gerçel kısmını, $(.)_Q$ 'da karmaşık simgenin sanal kısmını göstermektedir. $(.)_{2K}$ 'da modülo $2K$ işlemdir. Kullanılan bileşen serpiştirici ek kodlama ve kod çözme gecikmesi getirmez. Bileşen serpiştirilmiş simge-



Şekil 1. TC-CIOD OFDM sisteminin verici blok diyagramı

ler çiftler halinde $(\tilde{x}_{2k}, \tilde{x}_{2k+1})$ gruplanıp $k = 0, 1, \dots, K-1$ için uzay-zaman blok (STB) matrisi (Alamouti, 1998),

$$\begin{pmatrix} \tilde{x}_{2k} & \tilde{x}_{2k+1} \\ -\tilde{x}_{2k+1}^* & \tilde{x}_{2k}^* \end{pmatrix} \quad (4)$$

şeklinde, kodlanarak TC-CIOD kod sözcüğü oluşturulmaktadır. Elde edilen TC-CIOD kod sözcüğü OFDM ile modüle edilmekte ve iki verici antenden iletilmektedir.

CIOD grubu, bileşen serpiştirilmiş simgelerin STB kodlanmasıyla elde edilen STB matrislerinden oluşur. k . alt taşıyıcının serpiştirilmiş konumu $\alpha(k)$ olmak üzere, iki verici anten ve iki $[\alpha(k), \alpha(k+K/2)]$ OFDM alt taşıyıcısı için, CIOD grubu

$$\left(\begin{array}{cc|cc} \tilde{x}_{2k} & \tilde{x}_{2k+1} & \tilde{x}_{2k+K} & \tilde{x}_{2k+K+1} \\ -\tilde{x}_{2k+1}^* & \tilde{x}_{2k}^* & -\tilde{x}_{2k+K+1}^* & \tilde{x}_{2k+K}^* \end{array} \right) \quad (5)$$

STB matrisi STB matrisi

şeklinde iki STB matris yardımıyla tanımlanır. (5)'te kullanılan \tilde{x}_{2k} , \tilde{x}_{2k+1} , \tilde{x}_{2k+K} ve \tilde{x}_{2k+K+1} simgeleri $k = 0, 1, \dots, \frac{K}{2}-1$ için, (3)'e benzer şekilde

$$\begin{aligned} \tilde{x}_{2k} &= \bar{x}_{k,I} + j\bar{x}_{k+K/2,Q} \\ \tilde{x}_{2k+1} &= \bar{x}_{k+K,I} + j\bar{x}_{k+3K/2,Q} \\ \tilde{x}_{2k+K} &= \bar{x}_{k+K/2,I} + j\bar{x}_{k+K,Q} \\ \tilde{x}_{2k+K+1} &= \bar{x}_{k+3K/2,I} + j\bar{x}_{k,Q} \end{aligned} \quad (6)$$

bileşen serpiştirme denklemleriyle elde edilmiştir. Eğer STB matrisini

$$\mathbf{Y}(k) = \begin{pmatrix} \tilde{x}_{2k} & \tilde{x}_{2k+1} \\ -\tilde{x}_{2k+1}^* & \tilde{x}_{2k}^* \end{pmatrix} \quad (7)$$

ile tanımlarsak, (5)'e göre CIOD grubu

$$\left[\mathbf{Y}(k) \middle| \mathbf{Y}\left(k + \frac{K}{2}\right) \right] \quad (8)$$

şeklinde yazılabilir. Önerilen sistemde k değişkeni ile OFDM alt taşıyıcıları arasında bire-bir eşleme vardır. Diğer bir ifadeyle, CIOD grubundaki her bir $\mathbf{Y}(k)$ matrisi $\alpha(k)$. OFDM alt taşıyıcısından iletilmektedir ($k = 0, 1, \dots, K-1$). Burada $\alpha(k)$, k 'nın serpiştirilmiş konumunu gösterir. $\mathbf{Y}(k)$ matrisinin birinci sütunu birinci verici antenden, ikinci sütunu da ikinci verici antenden iletilmektedir. $\mathbf{Y}(k)$ matrisinin iki satırı da ardışıl iki OFDM simgede iletilmektedir.

Kanal modeli

CIOD grubu STB matrislerinden oluşur. Alt kanal karışması (CCI) oluşmaması için, frekans bölgesinde alt taşıyıcılardan iletilen simgeler üzerinde etkili olan sönümlenme katsayılarının iki ardışıl OFDM simge süresince sabit kaldığı varsayılmıştır. Bu durumda, $\mathbf{Y}(k)$ matrisinin birinci ve ikinci verici antenler üzerinden iletilmesi sırasında simgelere, frekans bölgesinde etkili sönümlenme katsayıları zamandan bağımsız ve sırasıyla $H_1[\alpha(k)]$ ve $H_2[\alpha(k)]$ ile gösterilebilir. Basitlik için $H_\mu[\alpha(k)]$ yerine $H_{k,\mu}$ ($\mu = 1, 2$) kullanılacaktır. i . ($i = 1, 2$) OFDM kod sözcük simgesinin $\alpha(k)$. alt taşıyıcısından alınan simgeler $r_{k,i}$ ile ve etkili olan bağımsız eş dağılımlı (i.i.d.) sıfır-ortalımalı ve boyut başına varyansı $N_0/2$ olan karmaşık Gauss gürültü değişkenleri de $n_{k,i}$ ($k = 0, 1, \dots, K-1$) ile gösterilebilir. Bu tanımlamalarla, MIMO OFDM telsiz iletişim kanalı, $k = 0, 1, \dots, K-1$ için

$$\mathbf{R}(k) = \mathbf{Y}(k)\mathbf{H}(k) + \mathbf{N}(k) \quad (9)$$

ifadesiyle modellenebilir. Evrik alma işleci T olmak üzere, eşitlik (9)'da, $\mathbf{R}(k) = (r_{k,1} \ r_{k,2})^T$, $\mathbf{H}(k) = (H_{k,1} \ H_{k,2})^T$ ve $\mathbf{N}(k) = (n_{k,1} \ n_{k,2})^T$ 'dir. $K/2$ tane CIOD grubunu içeren ve K farklı OFDM alt taşıyıcısı üzerinden iletilen

$\mathbf{Y} = \{\mathbf{Y}(0), \mathbf{Y}(1), \dots, \mathbf{Y}(K-1)\}$ TC-CIOD OFDM kod sözcüğünü göz önüne alalım. \mathbf{Y} kod sözcüğünün iletilmesi alıcıda $\mathbf{R} = \{\mathbf{R}(0), \mathbf{R}(1), \dots, \mathbf{R}(K-1)\}$ 'in alınmasına neden olur. İletişimde etkili olan gürültü de $\mathbf{N} = \{\mathbf{N}(0), \mathbf{N}(1), \dots, \mathbf{N}(K-1)\}$ ile gösterilebilir.

Kod çözümü

Bir TC-CIOD OFDM kod sözcüğünün iletiminde etkili kanal sönümlenme katsayılarını içeren kanal durum bilgisi (CSI) $\mathbf{H} = \{\mathbf{H}(0), \mathbf{H}(1), \dots, \mathbf{H}(K-1)\}$ ile gösterilsin. CSI'ın alıcı tarafından tam olarak bilindiğini varsayarsak, $\mathbf{X} = (x_0, x_1, \dots, x_{2K-1})$ kafes kod sözcüğü için kod çözme metriği

$$m(\mathbf{R}, \mathbf{X}; \mathbf{H}) = \sum_{k=0}^{K-1} m_k \quad (10)$$

olarak yazılabilir. (10)'da yer alan CIOD grubu kod çözme metriği

$$m_k = m \begin{bmatrix} \mathbf{R}(k), \mathbf{R}\left(k + \frac{K}{2}\right), \tilde{x}_{2k}, \tilde{x}_{2k+1}, \tilde{x}_{2k+K}, \\ \tilde{x}_{2k+K+1}; \mathbf{H}(k), \mathbf{H}\left(k + \frac{K}{2}\right) \end{bmatrix} \quad (11)$$

ifadesiyle tanımlıdır. (11)'de yer alan \tilde{x}_i simgeleri x_i kafes kod sözcük simgelerinden (1) ve (6) kullanılarak elde edilmiştir. TC-CIOD'un en büyük olabirlilikli (ML) çözülebilmesi için alıcıda (10)'u en küçük yapan \mathbf{X} kafes kod sözcüğü belirlenmelidir. \mathbf{N} 'in elemanları i.i.d. karmaşık Gauss rastlantı değişkenleri olduğundan (10)'un sağ yanındaki toplamda yer alan her bir terimi

$$m_k = \left| r_{k,1} - H_{k,1} \tilde{x}_{2k} - H_{k,2} \tilde{x}_{2k+1} \right|^2 + \left| r_{k,2} + H_{k,1} \tilde{x}_{2k+1}^* - H_{k,2} \tilde{x}_{2k}^* \right|^2 + \left| r_{k+\frac{K}{2},1} - H_{k+\frac{K}{2},1} \tilde{x}_{2k+K} - H_{k+\frac{K}{2},2} \tilde{x}_{2k+K+1} \right|^2 + \left| r_{k+\frac{K}{2},2} + H_{k+\frac{K}{2},1} \tilde{x}_{2k+K+1}^* - H_{k+\frac{K}{2},2} \tilde{x}_{2k+K}^* \right|^2 \quad (12)$$

olarak yazabiliriz. (12)'deki toplamda yer alan her bir terimi açarak \tilde{x}_{2k} , \tilde{x}_{2k+1} , \tilde{x}_{2k+K} ve \tilde{x}_{2k+K+1} bileşen serpiştirilmiş simgelere karşı düşen metrikleri $i = 0, 1$ ve $\xi = k, k + K/2$ için

$$\tilde{m}_{2\xi+i} = \left| \hat{x}_{2\xi+i} - \tilde{x}_{2\xi+i} \right|^2 + \left(|H_\xi|^2 - 1 \right) \left| \tilde{x}_{2\xi+i} \right|^2 \quad (13)$$

olarak yazabiliriz. (13)'teki döndürülmüş ve bileşen serpiştirilmiş kod sözcük simgelerinin sözde kestirimleri

$$\begin{aligned} \hat{x}_{2\xi} &= r_{\xi,1} H_{\xi,1}^* + r_{\xi,2}^* H_{\xi,2} \\ \hat{x}_{2\xi+1} &= r_{\xi,2} H_{\xi,2}^* - r_{\xi,1}^* H_{\xi,1} \end{aligned} \quad (14)$$

ve eşdeğer kanal kazançları

$$|H_\xi|^2 = |H_{\xi,1}|^2 + |H_{\xi,2}|^2 \quad (15)$$

ifadeleriyle tanımlıdır. (13)'ü kullanarak (12)'yi

$$m_k = \tilde{m}_{2k} + \tilde{m}_{2k+1} + \tilde{m}_{2k+K} + \tilde{m}_{2k+K+1} \quad (16)$$

olarak yazabiliriz. CIOD grubunda kafes kod sözcük simgelerinin bileşen serpiştirilmesinden dolayı (13) ile tanımlı metrikler Viterbi kod çözmeye uygun değildir. Viterbi kod çözmeye uygun dal metriklerini elde edebilmek için \tilde{m}_{2k} , \tilde{m}_{2k+1} , \tilde{m}_{2k+K} ve \tilde{m}_{2k+K+1} 'i birleştirip döndürülmüş kafes kod simgeleri \bar{x}_k , $\bar{x}_{k+K/2}$, \bar{x}_{k+K} ve $\bar{x}_{k+3K/2}$ 'ye göre yeniden düzenleme ve basitleştirme sonucunda (16)'yı

$$m_k = \bar{m}_k + \bar{m}_{k+\frac{K}{2}} + \bar{m}_{k+K} + \bar{m}_{k+\frac{3K}{2}} \quad (17)$$

olarak yazabiliriz. (17)'deki döndürülmüş kafes kod sözcük simgelerine bağlı dal metrikleri elde edilmiş ve bu sayfanın aşağısında yer alan (18)'de verilmiştir. (18)'deki dal metrikleri yardımıyla, TC-CIOD kod sözcüğü Viterbi algoritmasıyla ML çözülebilir.

$$\begin{aligned}
 \bar{m}_k &= (\hat{x}_{2k,I} - \bar{x}_{k,I})^2 + (|H_{2k}|^2 - 1)\bar{x}_{k,I}^2 + (\hat{x}_{2k+K+1,Q} - \bar{x}_{k+K,Q})^2 + (|H_{2k+K+1}|^2 - 1)\bar{x}_{k+K,Q}^2 \\
 \bar{m}_{k+\frac{K}{2}} &= \left(\hat{x}_{2k+K,I} - \bar{x}_{k+\frac{K}{2},I} \right)^2 + (|H_{2k+K}|^2 - 1)\bar{x}_{k+\frac{K}{2},I}^2 + \left(\hat{x}_{2k,Q} - \bar{x}_{k+\frac{K}{2},Q} \right)^2 + (|H_{2k}|^2 - 1)\bar{x}_{k+\frac{K}{2},Q}^2 \\
 \bar{m}_{k+K} &= (\hat{x}_{2k+1,I} - \bar{x}_{k+K,I})^2 + (|H_{2k+1}|^2 - 1)\bar{x}_{k+K,I}^2 + (\hat{x}_{2k+K,Q} - \bar{x}_{k+K,Q})^2 + (|H_{2k+K}|^2 - 1)\bar{x}_{k+K,Q}^2 \\
 \bar{m}_{k+\frac{3K}{2}} &= \left(\hat{x}_{2k+K+1,I} - \bar{x}_{k+\frac{3K}{2},I} \right)^2 + (|H_{2k+K+1}|^2 - 1)\bar{x}_{k+\frac{3K}{2},I}^2 + \left(\hat{x}_{2k+1,Q} - \bar{x}_{k+\frac{3K}{2},Q} \right)^2 + (|H_{2k+1}|^2 - 1)\bar{x}_{k+\frac{3K}{2},Q}^2
 \end{aligned} \tag{18}$$

Kafes kod eniyileştirme

TC-CIOD OFDM ile yüksek çeşitleme ve kodlama kazançlarına ulaşmak amacıyla, bu bölümde, θ döndürme açısı ve kafes kodun TC-CIOD kod sözcük hata olasılığı üst sınırı üzerindeki etkisi incelenmekte ve θ ile kafes kod birlikte eniyileştirilmektedir.

Tasarım ölçütleri

Alicıda ideal CSI varsayımıyla kod çözücünün, iletilmiş olan \mathbf{X} kod sözcüğü yerine hatalı olarak \mathbf{Z} kod sözcüğüne karar vermesi olasılığı olan kod sözcük çiftleri arasındaki ikili hata olasılığı (PEP)

$$P(\mathbf{X}, \mathbf{Z} | \mathbf{H}) = \Pr[m(\mathbf{R}, \mathbf{X}; \mathbf{H}) > m(\mathbf{R}, \mathbf{Z}; \mathbf{H})] \tag{19}$$

olarak ifade edilebilir. (19)'da $\mathbf{R} = \{\mathbf{R}^{(1)}, \dots, \mathbf{R}^{(n_R)}\}$, ν . ($\nu = 1, \dots, n_R$) antenden alınan simgeler $\mathbf{R}^{(\nu)} = [\mathbf{R}^{(\nu)}(0), \mathbf{R}^{(\nu)}(1), \dots, \mathbf{R}^{(\nu)}(K-1)]$ ve $\mathbf{R}^{(\nu)}(k) = (r_{k,1}^{(\nu)} \ r_{k,2}^{(\nu)})^T$ dir. Benzer şekilde, $\mathbf{H} = \{\mathbf{H}^{(1)}, \dots, \mathbf{H}^{(n_R)}\}$, $\mathbf{H}^{(\nu)} = [\mathbf{H}^{(\nu)}(0), \mathbf{H}^{(\nu)}(1), \dots, \mathbf{H}^{(\nu)}(K-1)]$ ve $\mathbf{H}^{(\nu)}(k) = (H_{k,1}^{(\nu)} \ H_{k,2}^{(\nu)})^T$ 'dir. (10)'daki $m(\mathbf{R}, \mathbf{X}; \mathbf{H})$ metriğinde (16) ve (13) ile verilen CIOD kod çözme metriklerini kullanır, karşı düşen $m(\mathbf{R}, \mathbf{Z}; \mathbf{H})$ metriği (19)'da yerine yazılır ve $n_{k,i}^{(\nu)}$ alt kanal gürültü değişkenlerinin i.i.d. sıfır ortalamalı boyut başına varyansı $N_0/2$ olarak karmaşık Gauss dağılımlı olduğu varsayılırsa

$$P(\mathbf{X}, \mathbf{Z} | \mathbf{H}) = \prod_{k=0}^{\frac{K}{2}-1} Q \left[\sqrt{\frac{E_s}{2N_0} \left(d_k^2 + d_{k+\frac{K}{2}}^2 \right)} \right] \tag{20}$$

elde edilir. (20)'deki ifadede $\xi = k$ ve $k + \frac{K}{2}$ için

$$d_\xi^2 = \sum_{\nu=1}^{n_R} \sum_{i=1}^2 \left(|H_{\xi,1}^{(\nu)}|^2 + |H_{\xi,2}^{(\nu)}|^2 \right) |\tilde{x}_{2\xi+i} - \tilde{z}_{2\xi+i}|^2 \tag{21}$$

olup $(x_k, x_{k+K/2}, x_{k+K}, x_{k+3K/2})$ ile $(z_k, z_{k+K/2}, z_{k+K}, z_{k+3K/2})$ CIOD grup çifti arasındaki değiştirilmiş Öklid uzaklığı $\left(d_k^2 + d_{k+\frac{K}{2}}^2 \right)$ 'ye eşittir. (20)'de

$$Q(x) \leq \exp \left(-\frac{x^2}{2} \right) \tag{22}$$

eşitsizliğini kullanırsak

$$P(\mathbf{X}, \mathbf{Z} | \mathbf{H}) \leq \exp \left(-\frac{E_s}{4N_0} d^2(\mathbf{X}, \mathbf{Z}) \right) \tag{23}$$

üst sınırı elde edilir. (23)'teki $d^2(\mathbf{X}, \mathbf{Z})$, \mathbf{X} ile \mathbf{Z} kafes kod sözcük çifti arasındaki değiştirilmiş Öklid uzaklığıdır ve

$$d^2(\mathbf{X}, \mathbf{Z}) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{\nu=1}^{n_R} \sum_{i=1}^2 \left[\left(|H_{k,1}^{(\nu)}|^2 + |H_{k,2}^{(\nu)}|^2 \right) \times |\tilde{x}_{2k+i} - \tilde{z}_{2k+i}|^2 \right] \tag{24}$$

ile tanımlıdır. Basitlik için $n_R = 1$ alarak (24)'ü

$$d^2(\mathbf{X}, \mathbf{Z}) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{i=1}^2 \left(|H_{k,1}|^2 + |H_{k,2}|^2 \right) |\tilde{x}_{2k+i} - \tilde{z}_{2k+i}|^2 \tag{25}$$

olarak yazabiliriz. \mathbf{X} ve \mathbf{Z} 'ye karşı düşen döndürülmüş kafes kod sözcükleri çifti $\bar{\mathbf{X}} = (\bar{x}_0, \bar{x}_1, \bar{x}_2, \bar{x}_3, \dots, \bar{x}_{2K-2}, \bar{x}_{2K-1})$ ve $\bar{\mathbf{Z}} = (\bar{z}_0, \bar{z}_1, \bar{z}_2, \bar{z}_3, \dots, \bar{z}_{2K-2}, \bar{z}_{2K-1})$ 'dir. $\bar{\mathbf{X}}$ ve $\bar{\mathbf{Z}}$ 'in, κ uzunluklu $(\bar{x}_{s+1}, \bar{x}_{s+2}, \dots, \bar{x}_{s+\kappa})$ ve $(\bar{z}_{s+1}, \bar{z}_{s+2}, \dots, \bar{z}_{s+\kappa})$ kısımlarının birbirinden farklı olduğunu varsayalım. $\pi_I(k)$ ve $\pi_Q(k)$, bileşen serpiştiricinin, sırasıyla, gerçel ve karmaşık işaret bileşenlerin serpiştirilmiş konumlarını belirten permütasyonları, $\eta = \{s+1, s+2, \dots, s+\kappa\}$, $f(k) = \lfloor \pi_I(k)/2 \rfloor$, $g(k) = \lfloor \pi_Q(k)/2 \rfloor$ ve $\lfloor \cdot \rfloor$ tam değer işlevi olmak üzere, (25)'i

$$d^2(\mathbf{X}, \mathbf{Z}) = \sum_{k \in \eta} \sum_{\mu=1}^2 \left[|H_{f(k), \mu}|^2 (\bar{x}_{k,I} - \bar{z}_{k,I})^2 + |H_{g(k), \mu}|^2 (\bar{x}_{k,Q} - \bar{z}_{k,Q})^2 \right] \quad (26)$$

olarak düzenleyebiliriz. İdeal bileşen serpiştirici, her $\xi, \zeta \in \eta$ için $f(\xi) \neq g(\zeta)$ ve her $\xi \neq \zeta$ için $f(\xi) \neq f(\zeta)$ ve $g(\xi) \neq g(\zeta)$ 'yı garanti eder. İdeal bileşen serpiştirme varsayıldığında, (26)'daki $H_{k,\mu}$ alt taşıyıcı iletim kazançları birbirinden farklıdır. Eğer alt taşıyıcılar ideal serpiştirilmiş ve verici antenler birbirinden yeterince uzakta ise, (26)'da kullanılan $H_{k,\mu}$ alt taşıyıcı sönmüleme katsayıları sıfır ortalamalı boyut başına varyansı 1/2 olan i.i.d. karmaşık Gauss dağılımlı rastgele değişkenler varsayılabilir. Rayleigh dağılımlı $|H_{k,\mu}|$ rastgele değişkenleri üzerinden, (26)'yı kullanarak (23)'ün beklenen değeri alınır

$$P(\mathbf{X}, \mathbf{Z}) < \prod_{k \in \eta} \prod_{\mu=1}^2 \left[1 + \frac{E_s}{4N_0} (\bar{x}_{k,I} - \bar{z}_{k,I})^2 \right]^{-1} \left[1 + \frac{E_s}{4N_0} (\bar{x}_{k,Q} - \bar{z}_{k,Q})^2 \right]^{-1} \quad (27)$$

elde edilir. En genel θ döndürme açısı için, $\bar{x}_k \neq \bar{z}_k$ durumunda \bar{x}_k ve \bar{z}_k 'nin gerçel ve sanal bileşenlerinden her ikisi de farklı olmayabilir. Döndürülmüş kafes kod sözcük çiftinin karşılıklı simgeleri \bar{x}_k ve \bar{z}_k arasında gerçel kısım-

ları farklı olan simgelerin k konumlarından oluşan küme η_I ve sanal kısımları farklı olan simgelerin k konumlarından oluşan küme η_Q olsun. Bu durumda, yüksek SNR değerleri için, (27)

$$P(\mathbf{X}, \mathbf{Z}) < \prod_{k \in \eta_I} \left[\frac{E_s}{4N_0} (\bar{x}_{k,I} - \bar{z}_{k,I})^2 \right]^{-2} \times \prod_{k \in \eta_Q} \left[\frac{E_s}{4N_0} (\bar{x}_{k,Q} - \bar{z}_{k,Q})^2 \right]^{-2} \quad (28)$$

olarak yazılabilir. η_I ve η_Q kümelerinin eleman sayısı, sırasıyla, $|\eta_I|$ ve $|\eta_Q|$ ile gösterilebilir. Bu durumda (28)

$$P(\mathbf{X}, \mathbf{Z}) < \left(\frac{E_s}{4N_0} \right)^{-2(|\eta_I|+|\eta_Q|)} \times \left[\prod_{k \in \eta_I} (\bar{x}_{k,I} - \bar{z}_{k,I}) \prod_{k \in \eta_Q} (\bar{x}_{k,Q} - \bar{z}_{k,Q}) \right]^{-4} \quad (29)$$

olarak düzenlenebilir. İdeal serpiştirme ve $n_R = 1$ koşulu altında (29)'dan sistemin erişilebilir çeşitleme kazancı

$$G_d = 2 \times \min_{\mathbf{x}, \mathbf{z}} (|\eta_I| + |\eta_Q|) \quad (30)$$

olarak bulunur. Kafes kodun etkin uzaklığı Γ olmak üzere, $\min(|\eta_I| + |\eta_Q|)$ 'nin alabileceği en büyük değer, kafes ve işaret kümesi döndürme açısı θ 'nın uygun seçilmesi koşuluyla, 2Γ 'dir. Bu nedenle, TC-CIOD OFDM'in erişebildiği en büyük çeşitleme kazancı $G_d = 4\Gamma$ 'dir. Bu değer çift-simge serpiştirmeli TC-STBC OFDM (Gong ve Letaief, 2003) sisteminin dört katıdır. TC-STBC ile kullanılan çift-simge serpiştirici, kafes kod sözcüğünde yer alan simgeleri ikişerli gruplar halinde iki verici antenli STBC'den önce serpiştirerek gerçekte kanal serpiştiricisi işlevini görür. TC-CIOD'un kodlama kazancı, (29)'dan,

$$G_c = \min_{\arg \min_{\mathbf{x}, \mathbf{z}} (|\eta_I|+|\eta_Q|)} \left[\prod_{k \in \eta_I} (\bar{x}_{k,I} - \bar{z}_{k,I}) \prod_{k \in \eta_Q} (\bar{x}_{k,Q} - \bar{z}_{k,Q}) \right]^{4/G_d} \quad (31)$$

olarak yazılabilir. Ortalama kod sözcük hata olasılığını, kod sözcük çiftleri arasındaki ikili hata olasılıkları cinsinden

$$P_e = \sum_{\mathbf{X}} P(\mathbf{X}) \sum_{\mathbf{Z} \neq \mathbf{X}} P(\mathbf{X}, \mathbf{Z}) \quad (32)$$

olarak yazabiliriz. (32)'deki $P(\mathbf{X})$, \mathbf{X} kod sözcüğünün kafes kodlayıcısı tarafından üretilme olasılığıdır. (32)'deki $P(\mathbf{X}, \mathbf{Z})$ PEP olup (29) ile üstten sınırlıdır.

Bu aşamada, TC-CIOD'a uygun kafes kod eniyileştirmede iki farklı yol izlenebilir. İlki, kafes kod ve θ döndürme açısı değiştirilerek (30) ve (31)'de sırasıyla verilen erişilebilir çeşitleme kazancı G_d ve kodlama kazancı G_c 'nin enbüyütülmesidir. İkinci yol da (32)'de (29)'un kullanılmasıyla elde edilen kod sözcük hata olasılığı üst sınırını enküçülten kafes kod ve θ döndürme açısını belirlemektir.

Eniyileştirilmiş kafes kodlar

TC-CIOD OFDM için, bilgisayar yardımıyla yapılan etraflı 4, 8, 16 ve 32-durumlu ve 2/3 kodlama oranlı 8-PSK 2 bit/s/Hz kafes kod arama; kod sözcük hata olasılığı üst sınırını enküçülten kafes kod ve θ döndürme açısını belirleme yolu seçilmiştir. Böylece yüksek tasarım işlem karmaşıklığına karşın kafes kodlar sistemin CER başarımını eniyileştirecek şekilde belirlenmiştir. Kafes kodlar, Schlegel ve Costello (1989) tarafından verilen üreteç gösterimi kullanılarak aranmıştır. Tüm olası 4, 8, 16 ve 32-durumlu 8-PSK $R = 2/3$ kodlama oranlı kafes kod üreteç çokterimlileri ve $\theta = 0.5^\circ$ den 22.5° ye kadar 2° lik artımlarla $E_s / N_0 = 14$ dB için yapılan etraflı bilgisayar destekli arama so-

nucunda, olası tüm $\kappa = 3$ uzunluklu ortak durumdan başlayıp ortak durumda sonlanan \mathbf{X} ve \mathbf{Z} kod sözcük çiftleri için, kod sözcük hata olasılığı üst sınırının enküçültülmesi amaçlanmıştır. Arama sonucunda kod sözcük hata olasılığını enküçülten en iyi kafes kodların üst sınırının θ 'nın artırılmasıyla azaldığını ve en küçük değerine $\theta = 22.5^\circ$ için ulaştığı belirlenmiştir. Tablo 1'de TC-CIOD için eniyileştirilmiş kafes kodların üreteç çokterimlileri sekizli gösterilimde verilmiştir. Tablo 1'de yer alan kodların erişilebilir çeşitleme kazançları G_d , kodlama kazançları G_c ve katlılıkları işaret kümesi döndürme açısı $\theta = 22.5^\circ$ için verilmiştir. Katlılık, $|\eta_I| + |\eta_Q| = G_d$ olan kod sözcük çifti sayısıdır. Tablo 1'deki 4-durumlu kafes kod $\kappa = 4$, $\theta = 22.5^\circ$ ve $E_s / N_0 = 18$ dB için ve 8, 16 ve 32-durumlu kafes kodlar $\kappa = 6$, $\theta = 22.5^\circ$ ve $E_s / N_0 = 14$ dB için kod sözcük hata olasılığı üst sınırı enküçültecek şekilde belirlenmişlerdir. CER değeri yaklaşık 10^{-2} olacak şekilde, kafes kod aramadaki E_s / N_0 değeri seçilerek, 10^{-2} 'lik CER için eniyileştirilmiş kodların bulunması amaçlanmıştır.

Başarım değerlendirmesi

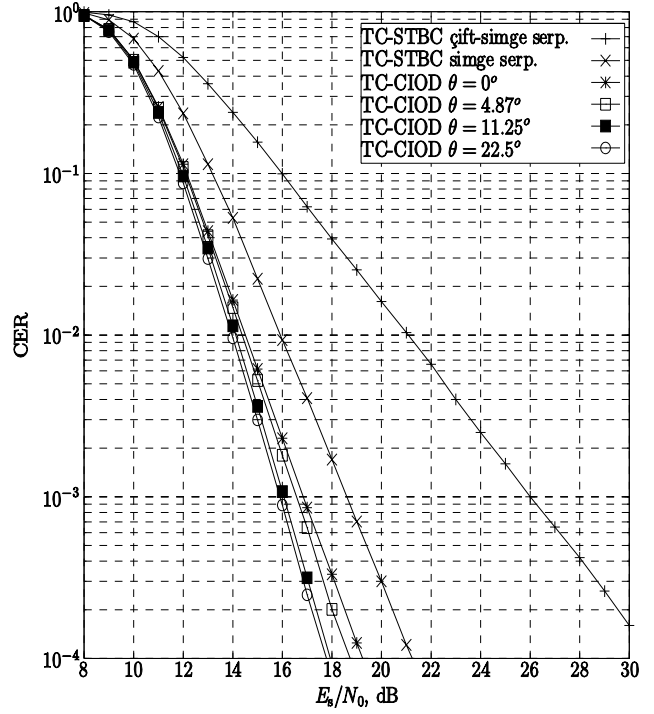
İlk olarak, Şekil 2'de, önerilen TC-CIOD OFDM sistem başarımı bilgisayar benzetimleriyle elde edilmiş ve çift-simge serpiştirmeli TC-STBC OFDM sistemin (Gong ve Letaief, 2003) başarımıyla karşılaştırılmıştır. Bilgisayarlı benzetimi yapılan tüm sistemlerde Jamali ve Le-Ngoc (1991) tarafından önerilen 4-durumlu 8-PSK kafes kod kullanılmıştır. Önerilen TC-CIOD OFDM sistemin farklı θ döndürme açıları için ve referans çift-simge serpiştirmeli TC-

Tablo 1. TC-CIOD için eniyileştirilmiş 2/3 kodlama oranlı 8-PSK kafes kodlar

Kafes gösterili-mi	Durum sayısı	Üreteç çokterimlileri			G_d	Katlılık	G_c
		g^0	g^1	g^2			
P4	4	7	2	6	6	3072	1.054
P8	8	13	6	4	8	163840	1
P16	16	23	6	10	10	131072	0.899
P32	32	65	4	12	12	1048576	0.644

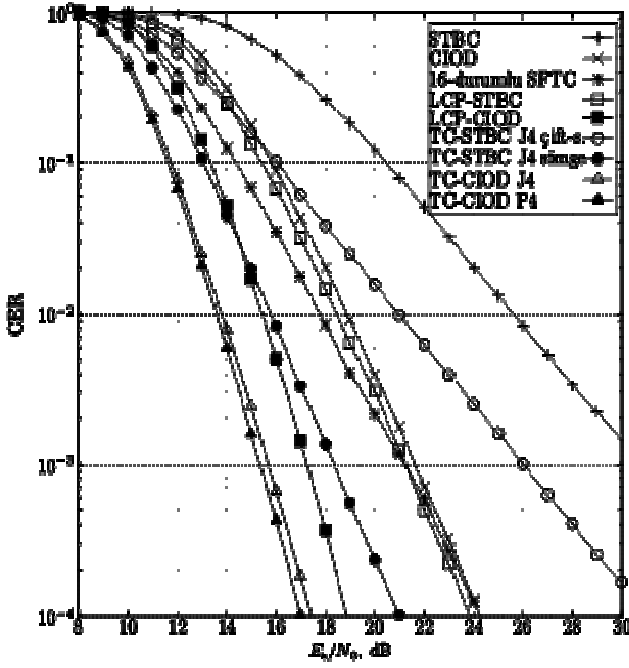
STBC OFDM sistemin (Gong ve Letaief, 2003) CER başarımları Şekil 2’de verilmiştir. Her iki sistemde de iki verici ve bir alıcı anten kullanılmıştır. Kafes kod sonlama simgeleri ve OFDM’in çevrimsel ön takısı ihmal edildiğinde her iki sistemin bant verimlilikleri 2 bit/s/Hz’dir. Bilgisayar benzetimlerinde $K = 128$ OFDM alt taşıyıcısı, alt taşıyıcılar boyunca rastgele kanal serpiştirme, eşit enerji dağılımlı $L = 32$ yollu telsiz iletişim kanalı varsayılmış ve tüm kafes kod sözcükleri sonlandırılmıştır. Bir sonlandırma simgesinin, $2K = 256$ simge uzunluğundaki kafes kod sözcüğü ile karşılaştırıldığında bant verimliliği üzerinde önemli bir etkisi yoktur. Bilgisayar benzetimlerinde kanalın kod sözcük süresince, diğer bir ifadeyle iki OFDM simge süresince, sabit kaldığı varsayılmıştır. Bilgisayar benzetim sonuçlarından en iyi başarımın $\theta = 22.5^\circ$ için elde edildiği görülmektedir. Bu durum, Kafes Kod Eniyileştirme Alt bölüm’ünde elde edilen sonuçlarla da tutarlıdır. Şekil 2’de, önerilen TC-CIOD (J4) sisteminin, çift-simge serpiştirilmiş TC-STBC sistemine göre, 10^{-3} ’lük CER’de 10.3 dB SNR kazancı sağladığı görülmektedir. Şekil 2’deki CER başarımlar eğrilerinin eğiminden, TC-CIOD’un eriştiği çeşitleme kazancının TC-STBC’nin eriştiği çeşitleme kazancından büyük olduğu açıktır. Dikkate değer bir nokta da; simge serpiştirme, TC-STBC’nin erişilebilir çeşitleme kazancını çift-simge serpiştirilmiş TC-STBC’nin (Gong ve Letaief, 2003) erişilebilir çeşitleme kazancının iki katına çıkartır. Bu nedenle, simge serpiştirmeyle, 10^{-3} ’lük CER’de çift-simge serpiştirmeye göre 7.6 dB SNR kazancı sağlanır (Şekil 2). Simge serpiştirici, kafes kodun çıkışını STBC’den önce $2 \times K$ blok serpiştirmektedir. Simge serpiştirici kullanıldığında; (Gong ve Letaief, 2003)’te tanımlı ω küme büyüklüğü kafes kodun etkin uzaklığına (zaman çeşitlemesine) eşit olmakta ve bu nedenle TC-STBC’nin erişebildiği çeşitleme kazancı katlanmaktadır. Şekil 2’den, 10^{-3} ’lük CER’de TC-CIOD (J4) sistemi simge serpiştirmeli TC-STBC’ye göre 2.7 dB SNR kazancı sağladığı görülmektedir.

Önerilen kafes kod tasarım yönteminin TC-CIOD OFDM sistem başarımına sağladığı katkıyı



Şekil 2. Önerilen TC-CIOD OFDM’in farklı işaret kümesi döndürme açıları için, referans çift-simge serpiştirilmiş TC-STBC OFDM (Gong ve Letaief, 2003) ve simge serpiştirilmiş TC-STBC OFDM sistemlerinin CER başarımları ($L=32$ yollu telsiz iletişim kanalı, $K=128$, rastgele kanal serpiştirme)

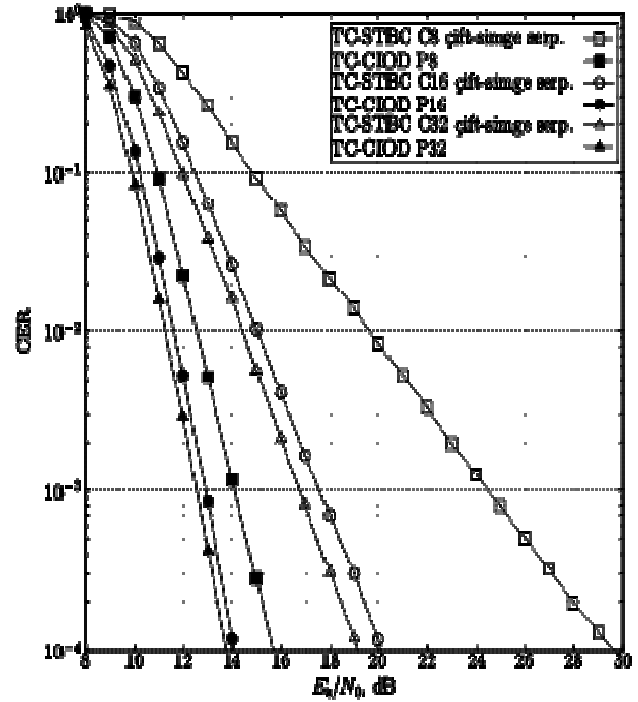
belirlemek amacıyla Jamali ve Le-Ngoc (1991)’un kafes kodunu (J4) ve önerilen kafes kodu (P4, Tablo 1) kullanan TC-CIOD sisteminin bilgisayar benzetimleri yapılmıştır. Her iki kafes kod 8-PSK, 2/3 kodlama oranlı, 4-durumlu ve 2 bit/s/Hz bant verimliliğine sahiptir. Şekil 3’ten görüldüğü gibi TC-CIOD’un başarımı önerilen P4 kafes kodu kullanıldığında 0.4 dB iyileşmektedir. Bu nedenle, önerilen TC-CIOD sistemi çift-simge serpiştirmeli TC-STBC (Gong ve Letaief, 2003) sistemine göre 10^{-3} ’lük CER’de yaklaşık olarak 10.7 dB SNR kazancı sağlamaktadır. Şekil 3’te kayda değer olan, CIOD OFDM (Rao vd., 2004) sisteminin başarımı doğrusal işaret küme ön kodlayıcı boyutu iki olan LCP-STBC (Liu vd., 2002) sisteminin CER başarımına yaklaşık olarak eşit olmasıdır. LCP-STBC’nin çözülmesinde karmaşık küresel kod çözücü gerektiği halde CIOD tek simge çözülebilir. Adil karşılaştırma amacıyla, Şekil 3’te CER başarımları verilen 16-durumlu



Şekil 3. Önerilen ve referans MIMO OFDM sistemlerin CER başarımları (ideal serpiştirilmiş kanalda)

4-PSK uzay-frekans kafes kodun (SFTC) bilgisayar benzetiminde 256 OFDM alt taşıyıcısı kullanılmıştır, böylece bu sistemin kod sözcüğü diğer sistemlerle eşit sayıda simgeyi taşımaktadır. 16-durumlu SFTC (Agrawal vd., 1998) ile karşılaştırıldığında önerdiğimiz 4-durumlu TC-CIOD (P4), 10^{-3} 'lük CER'de 6 dB SNR kazancı sağlamaktadır. LCP-CIOD'un (Rao vd., 2004) kod çözme karmaşıklığı diğer tüm sistemlerden yüksektir. Buna rağmen, önerdiğimiz 4-durumlu TC-CIOD'un (P4) SNR başarımı LCP-CIOD'tan 2 dB daha iyidir. 4-durumlu J4 kafes kodunu kullanan simge serpiştirmeli TC-STBC'nin erişebildiği çeşitleme kazancı $G_d = 4$ 'tür ve CER eğrisinin eğimi CIOD ve LCP-STBC ile aynıdır. Şekil 3'ten görüldüğü gibi, simge serpiştirilmiş TC-STBC, CIOD ve LCP-STBC'ye göre 3 dB ek kodlama kazancı sağlamaktadır. Şekil 3'te karşılaştırma amacıyla STBC OFDM'in (Lee ve Williams, 2000) CER başarımı da verilmiştir. Şekil 3'ten görüldüğü gibi, önerilen 4-durumlu TC-CIOD OFDM sisteminin başarımı tüm referans sistemlerden üstündür (Gong ve Letaief, 2003; Agrawal vd., 1998; Lee ve Williams, 2000; Liu vd., 2002; Rao vd., 2004).

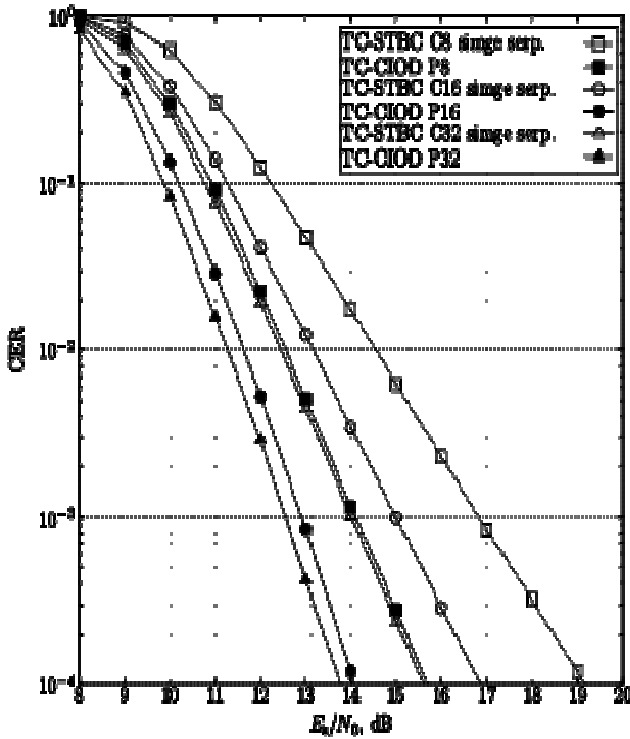
Şekil 4'te Schlegel ve Costello (1989) tarafından önerilen; 8-PSK 2/3 kodlama oranlı C8, C16 ve C32 ile gösterilen sırasıyla 8, 16 ve 32-durumlu kafes kodları kullanan çift-simgeli serpiştirmeli TC-STBC OFDM (Gong ve Letaief, 2003) sistemlerin CER başarımları ve Tablo 1'deki 8, 16 ve 32-durumlu eniyileştirilmiş kafes kodları kullanan TC-CIOD OFDM sistemlerinin CER başarımları gösterilmiştir. Şekil 4 ve Şekil 5'te ideal serpiştirilmiş çok yollu kanal, $K = 256$ OFDM alt taşıyıcısı ve alıcıda ideal CSI varsayılmıştır. Şekil 4'ten görüldüğü gibi, önerilen sistem çift-simgeli serpiştirmeli TC-STBC sisteminden (Gong ve Letaief, 2003) tüm kafes durum sayıları için üstündür. TC-CIOD, çift-simgeli serpiştirmeli TC-STBC (Gong ve Letaief, 2003) sistemine göre, 10^{-3} 'lük CER'de 8, 16 ve 32-durumlu kafes kodları için sırasıyla yaklaşık olarak 10.2 dB, 4.8 dB ve 4.2 dB SNR kazancı sağlar.



Şekil 4. Önerilen TC-CIOD OFDM ve referans çift-simgeli serpiştirmeli TC-STBC OFDM (Gong ve Letaief, 2003) sistemlerin 8, 16, ve 32-durumlu kafes kod için CER başarımları

Şekil 5'te C8, C16 ve C32 ile gösterilen ve (Schlegel ve Costello, 1989)'daki Tablo II'de verilen 8, 16 ve 32-durumlu kafes kodları kulla-

nan simge serpiştirmeli TC-STBC OFDM sistemlerin CER başarımları ve Tablo 1'deki 8, 16 ve 32-durumlu eniyileştirilmiş kafes kodları kullanan TC-CIOD OFDM sistemlerinin CER başarımları gösterilmiştir. Şekil 5'ten görüldüğü gibi, önerilen sistem, simge serpiştirmeli TC-STBC'den üstündür ve TC-CIOD, simge serpiştirilmiş TC-STBC'ye göre, 10^{-3} 'lük CER'de 8, 16 ve 32-durumlu kafes kodları için sırasıyla yaklaşık olarak 3 dB, 2 dB ve 1.5 dB SNR kazançları sağlar. Şekil 5'ten görüldüğü gibi 8-durumlu TC-CIOD ile 32-durumlu simge serpiştirmeli TC-STBC sistemlerin SNR başarımları yaklaşık olarak aynıdır.



Şekil 5. Önerilen TC-CIOD OFDM ve simge serpiştirmeli TC-STBC OFDM sistemlerin 8, 16 ve 32-durumlu kafes kod için CER başarımları

Sonuçlar

Bu çalışmada, MIMO OFDM sistemler için sıralı kafes kod ve bileşen serpiştirmeli dik tasarımlar (TC-CIOD) önerilmiştir. TC-CIOD'un kod sözcük hata olasılığı üst sınırı PEP çözümlenmesiyle elde edilmiş, sistemin erişebileceği çeşitleme ve kodlama kazançları belirlenmiştir. Kod sözcük hata olasılığı üst sınırı ifadesi kul-

lanılarak, bilgisayar yardımıyla yapılan kapsamlı aramayla, TC-CIOD için eniyileştirilmiş 8-PSK işaret kümesi 2/3 kodlama oranlı 4, 8, 16 ve 32-durumlu kafes kodları elde edilmiştir. Bilgisayar benzetim sonuçlarından, eniyileştirilmiş 4, 8, 16 ve 32-durumlu kafes kodları kullanan, TC-CIOD başarımının literatürde var olan en iyi eş kafesli çift-simgeli serpiştirilmiş TC-STBC (Gong ve Letaief, 2003) sistemine göre, 10^{-3} 'lük CER'de, sırasıyla, yaklaşık 10.7 dB, 10.2 dB, 4.8 dB ve 4.2 dB ek SNR kazancı sağladığı gözlemlenmiştir.

Kaynaklar

- Alamouti, S.M., (1998). A simple transmit diversity technique for wireless communications, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, **16**, 1451-1458.
- Agrawal, D., Tarokh, V., Naguib, A. ve Seshadri, N., (1998). Space-time coded OFDM for high data-rate wireless communication over wideband channels, *Vehicular Technology Conference*, **3**, 2232-2236, Ottawa, Ont., Canada.
- Boulle, K. ve Belfiore, J.-C., (1992). Modulation schemes designed for the Rayleigh channel, *CISS*, 288-293, Princeton, NJ.
- Damen, O., Chkeif, A. ve Belfiore, J.-C., (2000). Lattice code decoder for space-time codes, *IEEE Communications Letters*, **4**, 161-163.
- Gong, Y. ve Letaief, K.B., (2003). An efficient space-frequency coded OFDM system for broadband wireless communications, *IEEE Transactions on Communications*, **51**, 2019-2029.
- Jamali, S.H. ve Le-Ngoc, T., (1991). A new 4-state 8PSK TCM scheme for fast fading, shadowed mobile radio channels, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, **40**, 216-222.
- Jelicic, B.D. ve Roy, S., (1994). Coordinate interleaving TCM for flat fading and AWGN channels, *Global Telecommunications Conference (GLOBECOM)*, 368-373, San Francisco, CA.
- Lee, K.F. ve Williams, D.B., (2000). A space-time coded transmitter diversity technique for frequency selective fading channels, *Proceedings, IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop*, 149-152, Cambridge, MA.
- Lu, B. ve Wang, X., (2000). Space-time code design in OFDM systems, *Global Telecommunications Conference (GLOBECOM)*, **2**, 1000-1004.
- Liu, Z., Xin, Y., ve Giannakis, G.B., (2002). Space-time-frequency coded OFDM over frequency-

- selective fading channels, *IEEE Transactions on Signal Processing*, **50**, 2465-2476.
- Liu, Z., Xin, Y., ve Giannakis, G.B., (2003). Linear constellation precoding for OFDM with maximum multipath diversity and coding gains, *IEEE Transactions on Communications*, **51**, 416-427.
- Rao, D.R.V.J., Shashidhar, V., Khan, Z.A., ve Rajan, B.S., (2004). Low-complexity, full-diversity space-time-frequency block codes for MIMO-OFDM, *Global Telecommunications Conference (GLOBECOM)*, **1**, 204-208, Dallas, Texas.
- Schlegel, C. ve Costello, D.J., (1989). Bandwidth efficient coding for fading channels: code construction and performance analysis, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, **7**, 1356-1368.
- Wang, R., Wang, Z., ve Giannakis, G.B., (2003). Combining Galois with complex field coding for space-time communications, *European Transactions on Telecommunications*, **14**, 25-36.