

UZAYSAL MODÜLASYON İÇİN KAFES KODLAMA TRELLIS CODING FOR SPATIAL MODULATION

Ertuğrul Başar¹, Ümit Aygölü¹, Erdal Panayırıcı², H. Vincent Poor³

1. Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü, İstanbul Teknik Üniversitesi
basarer@itu.edu.tr, aygolu@itu.edu.tr

2. Elektronik Mühendisliği Bölümü, Kadir Has Üniversitesi
eepanay@khas.edu.tr

3. Department of Electrical Engineering, Princeton University
poor@princeton.edu

ÖZETÇE

Bu çalışmada, uzaysal modülasyon (SM) ile kafes kodlama birleştirilerek kafes kodlamalı uzaysal modülasyon (TC-SM) olarak adlandırılan bir çok-girişli çok-çıkışlı (MIMO) iletişim sistemi önerilmiştir. Bir kafes kodlayıcı ile SM eşleyicinin birlikte tasarlandığı bu sistemin çiftsel hata olasılığı (PEP), ilişkisiz Rayleigh sönmülemeli kanallar için hesaplanarak kod tasarım ölçütleri verilmiştir. Ardından bu ölçütler 4, 8 ve 16-durumlu TC-SM sistemlerinin elde edilmesinde kullanılmıştır. Bilgisayar benzetimleri sonucu önerilen TC-SM yapılarının klasik uzay-zaman kafes kodlara göre daha düşük kod çözme karmaşıklığı ile daha iyi hata başarımları sağladığı gösterilmiştir.

ABSTRACT

In this study, by combining trellis coding with spatial modulation (SM), a new multiple-input multiple output (MIMO) communication scheme called trellis coded spatial modulation (TC-SM) is proposed. For uncorrelated Rayleigh fading channels, code design criteria are given by deriving pairwise error probability (PEP) of this system, in which a trellis encoder and SM mapper are jointly designed. These criteria are then used to obtain 4, 8 and 16-states TC-SM schemes. It is shown via computer simulations that the proposed TC-SM schemes achieve better error performance than the classical space-time trellis codes with reduced decoder complexity.

1. GİRİŞ

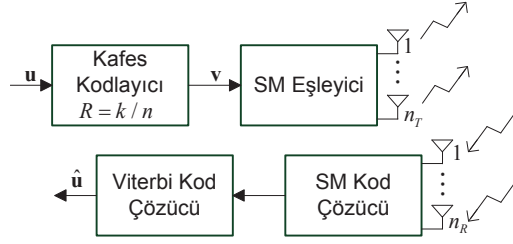
Uzaysal modülasyon (SM, Spatial Modulation), MIMO sistemler için literatürde varolan yöntemlere alternatif olarak önerilmiş umut verici yeni bir yaklaşımdır [1,2]. SM in temel ilkesi, bilgi bitlerinin iki boyutlu geleneksel M 'li faz kaydırmalı anahtarlama (PSK) ya da dik genlik modülasyonu (QAM) işaret kümesinin elemanlarıyla birlikte anten indislerine de eşlenmesine dayanmaktadır. Dolayısıyla bilgi sadece genlik/faz bilgileriyle değil aynı zamanda anten indisleriyle de taşınmaktadır. Alıcı tarafında ise optimum kod çözücü, bu sistem için hem işaret kümesini hem de kullanılabilir antenleri göz önünde bulundurarak ortak bir karar vermektedir [3]. Son çalışmalarda kafes kodlamalı modülasyon (TCM) [4] tekniği uzaysal modülasyona uygulanarak bir kafes kodlamalı sistem önerilmiştir [5]. Bu sistemde, kafes kodlama yalnızca anten indisini belirleyen bitler

için kullanılmış ve sistemin ilişkili kanallarda geleneksel yöntemlere göre hata başarımında iyileşmeler sağladığı gösterilmiştir. Bu çalışmada ise farklı bir tasarım yöntemi izlenerek ilişkisiz kanallarda kazanç sağlayan yeni bir sistem önerilmiştir. Kafes kodlamalı uzaysal modülasyon (TC-SM) olarak adlandırılan bu MIMO iletim sisteminde TCM tekniğinden esinlenerek kafes kodlayıcı ve SM eşleyici birlikte tasarlanmıştır. Bu yapının MIMO sistemin verici antenleri arasında anahtarlama bir çeşit sanal serpiştirme etkisi oluşturmada ve bunun sonucunda serpiştirici kullanılmaksızın zaman çeşitlemesi elde edilebilmektedir. TC-SM yapısının öncelikle koşullu çiftsel hata olasılığı (CPEP) çıkarılmış, ardından çeşitli durumlar için koşulsuz çiftsel hata olasılığı (UPEP) değerleri hesaplanmıştır. Bunun sonucunda TC-SM yapısı için tasarım ölçütleri verilmiş ve bu ölçütlere göre 2 ve 3 bit/s/Hz band verimlilikleri için 4, 8 ve 16-durumlu TC-SM sistemleri önerilmiştir. Bilgisayar benzetimleri ile önerilen sistemlerin uzay-zaman kafes kodlardan (STTC) ve [5]'de önerilen yapıdan daha iyi hata başarımı sağladığı gösterilmiştir.[§]

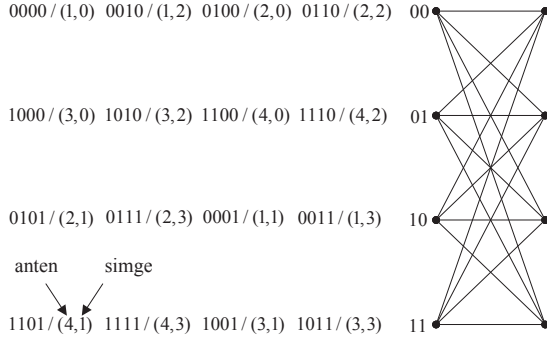
2. SİSTEM MODELİ

Önerilen TC-SM sistem modeli Şekil 1'de verilmiştir. Bağımsız ve eş dağılımlı (i.i.d.) ikili bit dizisi \mathbf{u} , $R = k/n$ oranlı bir kafes kodlayıcıdan geçirilerek elde edilen çıkış dizisi \mathbf{v} , SM eşleyiciye verilmektedir. SM eşleyici kafes kod ile birlikte tasarlanmış olup, M -PSK ya da M -QAM gibi bir işaret uzayı ile n_T verici anten kullanarak bir iletim aralığında $n = \log_2(Mn_T)$ kodlanmış biti iletmektedir. SM eşleyici kodlanmış dizinin ilk $\log_2 n_T$ bitiyle verici antenin indisini belirlerken kalan $\log_2 M$ biti ise ilgili işaret uzayına eşlenmektedir. Kafes kodlama dolayısıyla tüm sistemin band verimliliği k bit/s/Hz olmaktadır. SM tarafından oluşturulan işaret $x = (i, s)$ olup burada $s \in \chi$, $i \in \{1, 2, \dots, n_T\}$ indisli anten üzerinden gönderilen veri simgesidir. Dolayısıyla SM eşleyici i . elemanı s olan $1 \times n_T$ 'lik $[0 \ 0 \ \dots \ s \ 0 \ \dots \ 0]$ işaret vektörünü iletmektedir. Uzaysal modülasyonlu bu simge-

[§]Gösterim: $(\cdot)^*$, $(\cdot)^T$ ve $(\cdot)^H$ sırasıyla karmaşık eşleniği, evriği ve Hermisyan eşleniği, $\mathbf{A}(p, q)$, \mathbf{A} matrisinin p . satır ve q . sütunundaki elemanını, $\Re\{x\}$, karmaşık x değişkeninin gerçel kısmını, $n(\eta)$, η kümesindeki elemanların sayısını, χ , M elemanlı karmaşık işaret uzayını ve $\Pr(\cdot)$ ise bir olayın olasılığını göstermektedir. $\mathcal{N}(m_X, \sigma_X^2)$, m_X ortalama ve σ_X^2 varyanslı Gauss dağılımını, $\mathcal{CN}(0, \sigma_X^2)$ ise dairesel simetrik karmaşık Gauss dağılımını göstermektedir.



Şekil 1: TC-SM Sistem Modeli


 Şekil 2: $R = 2/4$ katlamalı kodlayıcı, dört verici anten ve QPSK için TC-SM sisteminin kafes diagramı

lerin iletiildiği kanal, elemanları $\mathcal{CN}(0, 1)$ dağılımlı i.i.d raslantı değişkenleri olan $n_T \times n_R$ boyutlu bir \mathbf{H} matrisiyle gösterilmiştir. \mathbf{H} 'nin bir çerçevenin iletimi boyunca sabit kaldığı ve alıcıda bilindiği varsayılmıştır. İletilen işaret n_R boyutlu, N_0 varyanslı karmaşık bir toplamsal beyaz Gauss gürültü vektöründen etkilenmektedir. Alıcıda ise optimum SM kod çözücü tarafından hesaplanan metrikleri kullanan bir Viterbi kod çözücü kullanılmaktadır. TC-SM sistemini 4 verici anten ve $k = 2$ bit/s/Hz için şu örnekle sunabiliriz: $\begin{bmatrix} 0 & 3 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 2 & 0 \end{bmatrix}$ (soldan tanımlı sekizli) üreteç matrisi ile verilen bir $R = 2/4$ oranlı katlamalı kod ile seri bağlanmış bir SM eşleyiciyi düşünelim. Her kodlama adımında ilk iki bit, son iki bit tarafından belirlenen QPSK simgesinin hangi anten üzerinden iletileceğini belirlesin. Sözü geçen bu sistemin kafes diagramı Şekil 2'de verilmiş olup burada her dal, ilişkin çıkış bitleri ve SM sembeleri (i, s) , $i \in \{1, 2, 3, 4\}$ ve $s \in \{0, 1, 2, 3\}$ ile işaretlenmiştir. Bu sistem [5]'deki kafes kodlamalı sistemden tüm giriş bitlerinin kodlanması, serpiştirici kullanılmaması ve yumuşak kararlı Viterbi algoritması kullanılması dolayısıyla oldukça farklıdır. Dolayısıyla önerilen bu yeni sistemin Ungerboeck'in TCM yapısından daha çok esinlendiği düşünülebilir.

3. TC-SM SİSTEMİNİN HATA ANALİZİ

Bu bölümde öncelikle TC-SM sistemi için CPEP ifadesi elde edilmiş, ardından duruğumsu Rayleigh sönümlemeli kanallar için sönümleme değişkenleri üzerinden ortalama alınarak UPEP değerleri iki uzunluklu hata olayları için verilmiştir. Basitlik açısından bir alıcı anten kabul edilmiştir ancak tüm sonuçlar daha çok alıcı anten için kolayca genelleştirilebilir. $x_n = (i_n, s_n)$ ve $s_n \in \chi_{i_n}$ antenden ($1 \leq i_n \leq n_T$) n . iletim aralığında iletilen simge olmak üzere iletilecek SM simge dizisi $\mathbf{x} = (x_1, x_2, \dots, x_N)$ ile gösterilsin. Alınan işaret $y_n = \alpha_n s_n + w_n$, $1 \leq n \leq N$, olup burada α_n, i_n . verici antenden alıcıya n . iletim aralığındaki sönümleme katsayısı, w_n ise $\mathcal{CN}(0, N_0)$ dağılımlı

gürültü terimidir. Bir \mathbf{x} dizisi iletilip, Viterbi kod çözücü bir $\hat{\mathbf{x}} = (\hat{x}_1, \hat{x}_2, \dots, \hat{x}_N)$ dizisine karar verdiğinde N uzunluklu bir çiftsel hata olayı gerçekleşmektedir ($x_n \neq \hat{x}_n$, her $n, 1 \leq n \leq N$). $\boldsymbol{\alpha} = (\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N)$ ve $\boldsymbol{\beta} = (\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_N)$ sırasıyla iletilen \mathbf{x} ve hatalı çözülen $\hat{\mathbf{x}}$ SM simge dizilerine ait sönümleme katsayısı dizilerini göstermek üzere bu hata olayı için CPEP şu şekilde verilir:

$$\Pr(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}} | \boldsymbol{\alpha}, \boldsymbol{\beta}) = \Pr\{m(\mathbf{y}, \hat{\mathbf{x}}; \boldsymbol{\beta}) \geq m(\mathbf{y}, \mathbf{x}; \boldsymbol{\alpha}) | \mathbf{x}\}. \quad (1)$$

Burada $m(\mathbf{y}, \mathbf{x}; \boldsymbol{\alpha}) = \sum_{n=1}^N m(y_n, s_n; \alpha_n) = -\sum_{n=1}^N |y_n - \alpha_n s_n|^2$, \mathbf{x} için karar metriğidir. (1), basit düzenlenmelerden sonra

$$\begin{aligned} \Pr(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}} | \boldsymbol{\alpha}, \boldsymbol{\beta}) &= \Pr\left\{\sum_{n=1}^N |y_n - \alpha_n s_n|^2 \geq \sum_{n=1}^N |y_n - \beta_n \hat{s}_n|^2 \mid \mathbf{x}\right\} \\ &= \Pr\left\{\sum_{n=1}^N -|\alpha_n s_n - \beta_n \hat{s}_n|^2 + 2\Re\{\tilde{w}_n\} \geq 0 \mid \mathbf{x}\right\} \end{aligned} \quad (2)$$

şeklinde yazılabilir. Burada $\tilde{w}_n = w_n (\beta_n^* \hat{s}_n^* - \alpha_n^* s_n^*)$ şeklindedir. (2)'de sıfır eşliğiyle karşılaştırılan toplam biçiminde verilmiş karar değişkeni d ile gösterilirse, $\tilde{w}_n \sim \mathcal{CN}(0, N_0 |\beta_n^* \hat{s}_n^* - \alpha_n^* s_n^*|^2)$ olduğu göz önünde bulundularak d 'nin dağılımının $m_d = -\sum_{n=1}^N |\alpha_n s_n - \beta_n \hat{s}_n|^2$ ve $\sigma_d^2 = 2N_0 \sum_{n=1}^N |\alpha_n s_n - \beta_n \hat{s}_n|^2$ olmak üzere $\mathcal{N}(m_d, \sigma_d^2)$ şeklinde olduğu basitçe gösterilebilir. Buna göre, $A_n = |\alpha_n s_n - \beta_n \hat{s}_n|^2$ olmak üzere TC-SM için CPEP ifadesi şu şekilde hesaplanabilir: $\Pr(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}} | \boldsymbol{\alpha}, \boldsymbol{\beta}) = Q(-m_d/\sigma_d) = Q\left(\sqrt{\sum_{n=1}^N A_n/2N_0}\right)$. $Q(x) \leq \frac{1}{2}e^{-x^2/2}$ sınırlaması ile TC-SM sisteminin CPEP üst sınırı şu şekilde hesaplanır:

$$\Pr(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}} | \boldsymbol{\alpha}, \boldsymbol{\beta}) \leq \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{\gamma}{4} \sum_{n=1}^N |\alpha_n s_n - \beta_n \hat{s}_n|^2\right). \quad (3)$$

Burada $\gamma = E_s/N_0 = 1/N_0$ alıcıdaki ortalama işaret-gürültü oranıdır (SNR). Dikkat edileceği üzere her $n, 1 \leq n \leq N$ için $\alpha_n = \beta_n$ olması durumunda (3)'deki toplam $|\alpha_n|^2 |s_n - \hat{s}_n|^2$ şekline dönüşmektedir ki bu da klasik TCM yapısının CPEP ifadesidir. Duruğumsu sönümlemeli bir kanalı hızlı sönümlemeli bir kanala çeviren sınırsız uzunluklu bir serpiştirici kullanılması durumunda TCM için UPEP, $|\alpha_n|^2$ 'nin olasılık yoğunluk işlevi (p.d.f.) üzerinden ortalama alınarak basitçe bulunabilir. Ancak serpiştirici kullanılmayan TC-SM yapısı için UPEP hesabı $\boldsymbol{\alpha}$ ve $\boldsymbol{\beta}$ dizileri arasındaki değişken bağımlılık dolayısıyla oldukça karmaşıktır. TC-SM sistemi için (3)'de verilen CPEP ifadesi alternatif olarak matris formunda da yazılabilir:

$$\Pr(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}} | \boldsymbol{\alpha}, \boldsymbol{\beta}) \leq \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{\gamma}{4} \mathbf{h}^H \mathbf{S} \mathbf{h}\right). \quad (4)$$

Burada $\mathbf{h} = [h_1 \ h_2 \ \dots \ h_{n_T}]^T$, $n_T \times 1$ kanal vektörü olup $h_i, i = 1, 2, \dots, n_T$, i . verici antenden alıcıya olan ve hata yolu boyunca sabit kaldığı kabul edilen kanal sönümleme katsayısıdır. $\mathbf{S} = \sum_{n=1}^N \mathbf{S}_n$ olmak üzere $\mathbf{S}_n, n_T \times n_T$ Hermisyen bir matris olup kanal katsayılarına $\alpha_n = h_{i_n}, \beta_n = h_{j_n}, i_n$ ve $j_n \in \{1, 2, \dots, n_T\}$ şeklinde bağlı olan α_n ve β_n 'lerin bir gerçekleşmesini göstermektedir. $\mathbf{S}_n, n = 1, 2, \dots, N$ matrisinin elemanları $i_n = j_n$ için şu şekilde verilirken:

$$\mathbf{S}_n(p, q) = \begin{cases} d_{E_n}^2, & p = q = i_n \text{ ise} \\ 0, & \text{diğer} \end{cases} \quad (5)$$

$i_n \neq j_n$ içinse

$$\mathbf{S}_n(p, q) = \begin{cases} |s_n|^2, & p = q = i_n \text{ ise} \\ |\hat{s}_n|^2, & p = q = j_n \text{ ise} \\ -s_n^* \hat{s}_n, & p = i_n, q = j_n \text{ ise} \\ -s_n \hat{s}_n^*, & p = j_n, q = i_n \text{ ise} \\ 0, & \text{diğer} \end{cases} \quad (6)$$

şeklinde verilmektedir. Burada $d_{E_n}^2 = |s_n - \hat{s}_n|^2$ şeklindedir. Örneğin $n_T = 4$, $\alpha_n = h_1$ ve $\beta_n = h_3$ ($i_n = 1$ ve $j_n = 3$) için \mathbf{S}_n şu şekildedir:

$$\mathbf{S}_n = \begin{bmatrix} |s_n|^2 & 0 & -s_n^* \hat{s}_n & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -s_n \hat{s}_n^* & 0 & |\hat{s}_n|^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (7)$$

TC-SM sisteminin UPEP ifadesini elde etmek için (4) ifadesinin, \mathbf{h} 'nin $f(\mathbf{h}) = (1/\pi^{n_T}) e^{-\mathbf{h}^H \mathbf{h}}$ şeklinde olan çok boyutlu karmaşık Gauss p.d.f.'i üzerinden ortalaması alınmalıdır [6]. Böylece UPEP ifadesi,

$$\Pr(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}}) \leq \frac{1}{2} \int_{\mathbf{h}} \pi^{-n_T} \exp\left(-\frac{\gamma}{4} \mathbf{h}^H \mathbf{S} \mathbf{h}\right) \exp\left(-\mathbf{h}^H \mathbf{h}\right) d\mathbf{h} \\ = \frac{1}{2} \int_{\mathbf{h}} \pi^{-n_T} \exp\left(-\mathbf{h}^H \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \mathbf{h}\right) d\mathbf{h} \quad (8)$$

şeklinde olup $\boldsymbol{\Sigma}^{-1} = \left[\frac{\gamma}{4} \mathbf{S} + \mathbf{I}\right]$ ve \mathbf{I} da $n_T \times n_T$ birim matrisdir. $\boldsymbol{\Sigma}$ pozitif tanımlı karmaşık bir Hermisyan kovaryans matrisi olduğundan, (8)'deki integralin sonucu

$$\Pr(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}}) \leq \frac{1}{2} \det(\boldsymbol{\Sigma}) = \frac{1}{2 \det\left(\frac{\gamma}{4} \mathbf{S} + \mathbf{I}\right)} \quad (9)$$

şeklinde hesaplanabilir [6]. (9) denklemi ile TC-SM sisteminin UPEP üst sınırı kapalı formda oldukça etkin bir şekilde hesaplanabilir. Bununla beraber N uzunluklu bir hata yolu için \mathbf{S} matrisinin tüm olası iletilen ve hatalı çözülen anten indislerini göz önünde bulunduran $(n_T)^{2N}$ olurlu gerçekleşmesi vardır. Ancak \mathbf{S} matrisinin özel yapısı sayesinde bu $(n_T)^{2N}$ gerçekleşmenin hata yolununun serbestlik derecesine (degrees of freedom, DOF) bağlı olarak az sayıda farklı UPEP türlerine ayrıştırılabileceği görülmüştür. N uzunluklu bir hata yolu için DOF, α ve β dizilerinin içerisindeki birbirinden farklı kanal sönümlenme katsayılarının toplam sayısı olarak tanımlanmıştır. Örneğin, $N = 2$ için $\alpha_1 = \beta_1 \neq \alpha_2 \neq \beta_2$ ise DOF = 3 dur. DOF'un dışında (9)'un sonucu belirleyen başka bir etki daha vardır. η ve $\tilde{\eta}$ sırasıyla $\alpha_n = \beta_n$ ve $\alpha_n \neq \beta_n$ 'i sağlayan tüm n 'lerin kümeleri olmak üzere $n(\eta) + n(\tilde{\eta}) = N$ olup (3) şu şekilde de yazılabilir:

$$\Pr(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}} | \alpha, \beta) \leq \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{\gamma}{4} \left[\sum_{\eta} |\alpha_n|^2 |s_n - \hat{s}_n|^2 + \sum_{\tilde{\eta}} |\alpha_n s_n - \beta_n \hat{s}_n|^2\right]\right). \quad (10)$$

(10)'daki ilk terim TCM terimi iken ikinci terim SM terimidir. Bazı durumlarda aynı DOF değeri farklı $n(\eta)$ ve $n(\tilde{\eta})$ değerleri tarafından sağlanabilmekte ve bu da (9)'un sonucunu etkilemektedir.

Tablo 1'de yukarıda sözü geçen farklı türler için TC-SM sisteminin UPEP değerleri $N = 2$ için hesaplanmıştır. Basitlik

Tablo 1: İki uzunluklu hata olayları ($N = 2$) için UPEP değerleri

Type	PEP
$n(\eta) = 2, \text{DOF} = 1$	$\frac{2}{4 + \gamma(d_{E_1}^2 + d_{E_2}^2)}$
$n(\eta) = 2, \text{DOF} = 2$	$\frac{8}{(4 + \gamma d_{E_1}^2)(4 + \gamma d_{E_2}^2)}$
$n(\eta) = 1, \text{DOF} = 2$	$\frac{8}{16 + 4(2 + d_{E_1}^2)\gamma + d_{E_1}^2 \gamma^2}$
$n(\eta) = 1, \text{DOF} = 3$	$\frac{4}{8 + 2(2 + d_{E_1}^2)\gamma + d_{E_1}^2 \gamma^2}$
$n(\eta) = 0, \text{DOF} = 2$	$\frac{4}{8 + 8\gamma + (1 - \cos\theta)\gamma^2}$
$n(\eta) = 0, \text{DOF} = 3$	$\frac{8}{16 + 16\gamma + 3\gamma^2}$
$n(\eta) = 0, \text{DOF} = 4$	$\frac{2}{4 + 4\gamma + \gamma^2}$

açısından sabit zarflı bir M -PSK işaret kümesi kullanılmıştır ancak tüm sonuçlar değişken zarflı kümelerle de genelleştirilebilir. Burada $\theta = \pm\Delta\theta_1 \pm \Delta\theta_2, \Delta\theta_n = \theta_n - \hat{\theta}_n, n = 1, 2$ ve $s_1 = e^{j\theta_1}, \hat{s}_1 = e^{j\hat{\theta}_1}, s_2 = e^{j\theta_2}, \hat{s}_2 = e^{j\hat{\theta}_2}$ olup $\theta_1, \hat{\theta}_1, \theta_2, \hat{\theta}_2 \in \left\{\frac{2\pi r}{M}, r = 0, \dots, M-1\right\}$ şeklindedir. Sayfa sınırlaması dolayısıyla bu hesaplamalara ait çıkarımlar ve $N = 3$ durumu için UPEP hesapları verilememiştir. Tablo 1'den görüldüğü üzere DOF ≥ 2 için UPEP γ^{-2} ile orantılıdır, diğer bir deyişle 2. dereceden verici çeşitlemesi elde edilmiştir. Aşağıda tanıtımsız olarak verilen teorem bu olguyu genelleştirmektedir.

Teorem: N uzunluklu bir hata olayı için, N . dereceden çeşitleme derecesi ($\gamma \gg 1$ için a/γ^N şeklinde bir UPEP üst sınırı) elde etmenin gerek koşulu DOF $\geq N$ 'dir. DOF $\geq N$ için \mathbf{S} matrisinin rankının N 'e eşit olduğunun gösterilmesiyle tanıtlanabilen bu teorem TC-SM tasarım ölçütlerinin temelini oluşturmaktadır.

3.1. TC-SM Tasarım Ölçütleri ve Tasarım Örnekleri

Önceki bölümdeki UPEP analizi ve sonuçları göz önünde bulundurularak TC-SM sistemi için aşağıdaki ölçütler elde edilmiştir:

1. *Çeşitleme kazancı ölçütü:* Minimum hata olayı uzunluğu N olan bir kod ile N . dereceden çeşitleme elde etmek için, tüm N uzunluklu ve daha uzun hata olayları için DOF N 'den büyük ya da eşit olmalıdır.
2. *Kodlama kazancı ölçütü:* Maksimum çeşitleme kazancı garanti edildikten sonra TC-SM sisteminin UPEP spektrumu (9)'dan hesaplanan UPEP değerleri göz önünde bulundurularak optimize edilmelidir.

Tablo 2'de 2 ve 3 bit/s/Hz band verimlilikleri için yukarıdaki ölçütlere göre tasarlanan değişik durum sayılı TC-SM sistemlerinin üreteç matrisleri oktal formda verilmiştir. 2 bit/s/Hz iletim hızı için $R = 2/4$ oranlı katlamalı kodlar ile dört verici anten ve QPSK modülasyonu kullanılırken, 3 bit/s/Hz iletim hızı için $R = 3/6$ oranlı katlamalı kodlar ile sekiz verici anten ve 8-PSK modülasyonu kullanılmıştır.

4. BENZETİM SONUÇLARI

Bu bölümde TC-SM sisteminin değişik parametrelere göre benzetim sonuçları verilmiş ve referans sistemlerle karşılaştırmalar yapılmıştır. Tüm sistemlerin bit hata oranı (BER) başarımları alınan ortalama SNR değerlerine göre Monte Carlo benzetimleri ile elde edilmiştir. Viterbi kod çözücünün karar derinliği TC-

Tablo 2: 2 ve 3 bit/s/Hz hızları için TC-SM üreteç matrisleri

Durum	$k = 2$ bit/s/Hz	$k = 3$ bit/s/Hz
4	$\begin{bmatrix} 0 & 3 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 2 & 0 \end{bmatrix}$	-
8	$\begin{bmatrix} 0 & 2 & 4 & 2 \\ 3 & 4 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 2 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 2 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 2 & 0 & 0 \end{bmatrix}$
16	$\begin{bmatrix} 5 & 1 & 3 & 0 \\ 1 & 4 & 0 & 3 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 4 & 2 & 0 & 2 & 0 \\ 0 & 2 & 0 & 4 & 0 & 2 \\ 3 & 0 & 5 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$

SM ve STTC için 20 olarak alınmıştır ki bu değer de k bit/s/Hz hızında $20k$ bitlik bir çerçeve uzunluğuna denk düşmektedir.

Şekil 3'de 2 bit/s/Hz iletim için bir ve iki alıcı anten için benzetim sonuçları verilmiştir. Bu şekilden görüldüğü üzere önerilen 4 ve 16-durumlu TC-SM sistemleri, iki verici antenli 4 ve 16-durumlu optimum STTC'lere [7] göre hata başarımında önemli derecede iyileşme sağlamıştır. 16-durumlu TC-SM sistemi 3. dereceden çeşitleme sağladığı için fark daha fazla olarak gözlemlenmiştir. Şekil 4'de ise benzetim sonuçları 3 bit/s/Hz için verilmiştir. Bu şekilden görüldüğü üzere 8 ve 16-durumlu TC-SM sistemler, referans iki verici antenli 8 ve 16-durumlu STTC'lere göre oldukça iyi BER başarımı göstermiştir. Bu şekilde karşılaştırma amacıyla [5]'de önerilen kafes kodlamalı yapının da benzetim sonucu verilmiştir. Görüldüğü üzere önerilen teknik sağladığı yüksek çeşitleme ve kodlama kazançları sayesinde [5]'e göre oldukça iyi BER başarımı sağlamaktadır.

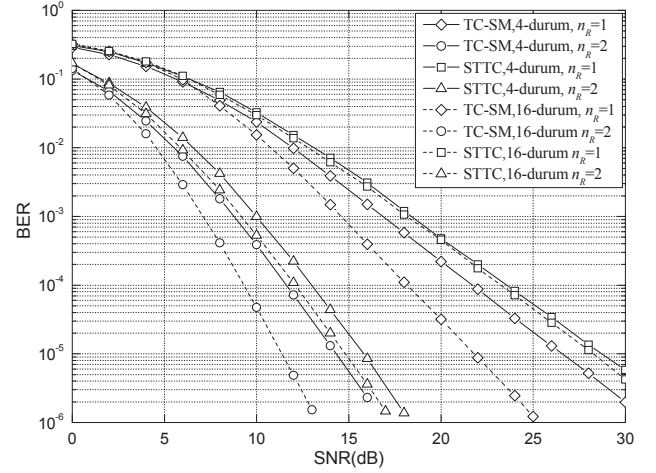
Önerilen yapılarda, belli bir zamanda iki antenin aynı anda iletimde olduğu aynı kafes yapısına sahip referans STTC'lerin aksine sadece tek bir anten iletimde olduğu için, STTC kod çözücünün tek bir metrik hesabı için gerekli karmaşık çarpma ve toplamların sayısı sırasıyla üç ve iki iken, bu değerler TC-SM kod çözücü için sırasıyla iki ve bir olmaktadır. Bunun sonucunda da STTC kod çözücüye göre TC-SM kod çözücünün gerçek çarpma ve toplama sayılarında sırasıyla %33 ve %40'lık düşüşler sağladığı hesaplanmıştır. Diğer taraftan daha çok sayıda verici anten kullanılmasına rağmen önerilen TC-SM yapısının vericisinde sadece tek bir radyo frekans (RF) katı kullanmak yeterlidir ve antenler arası eşzamanlamaya gerek yoktur.

5. SONUÇLAR

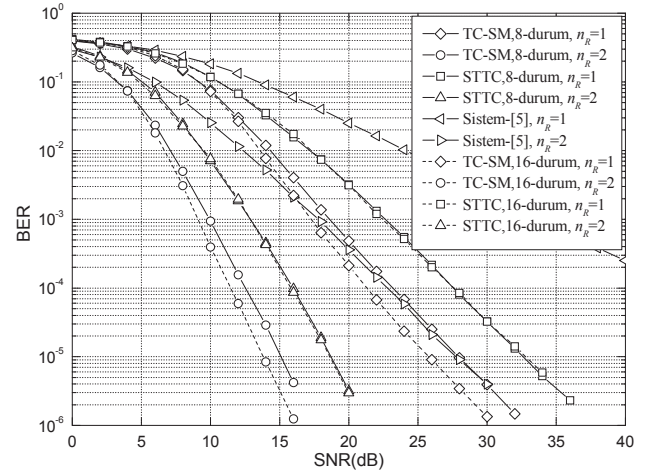
Bu çalışmada, kafes kodlama ile SM tekniğini doğrudan birleştiren yeni bir kodlamalı MIMO iletim tekniği önerilmiştir. İletim sırasında sadece tek bir verici anten kullanılsa da, kod tasarım ölçütleri sayesinde duruğumsu sönümlemeli kanallar için TC-SM mekanizması bir çeşit sanal serpiştirmeden yararlanarak zaman çeşitlemesi elde etmektedir. TC-SM sisteminin genel CPEP ifadesi çıkartılmış ardından bazı durumlar için UPEP değerleri hesaplanmıştır. Önerilen TC-SM sistemlerinin referans yapılara göre daha düşük kod çözme karmaşıklığı ile daha iyi hata başarımı sağladıkları benzetim sonuçlarıyla gösterilmiştir.

6. KAYNAKÇA

[1] Mesleh, R., Haas, H., Sinanovic, Ahn, S. C. W. and Yun, S., "Spatial modulation," IEEE Trans. Veh. Technol., 57(4):2228-2241, 2008.



Şekil 3: 2 bit/s/Hz için 4 ve 16-durumlu TC-SM ve STTC sistemleri için BER başarımları



Şekil 4: 3 bit/s/Hz için 8 ve 16-durumlu TC-SM ve STTC sistemleri için BER başarımları

[2] Başar, E., Aygözü, Ü., Panayırıcı P. and Poor, H. V., "Space-time block coded spatial modulation," IEEE Trans. Commun., 59(3):823-832, 2011.

[3] Jeganathan, J., Ghayeb, A., and Szczecinski, L., "Spatial modulation: Optimal detection and performance analysis," IEEE Commun. Lett., 12(8):545-547, 2008.

[4] Ungerboeck, G., "Channel coding with multilevel/phase signals," IEEE Trans. Inform. Theory, 28(1):55-67, 1982.

[5] Mesleh, R., Renzo, M. D., Haas, H. and Grant, P. M., "Trellis coded spatial modulation," IEEE Trans. Wireless Commun., 9(7):2349-2361, 2010.

[6] Goodman, N. R., "Statistical analysis based on a certain multivariate complex gaussian distribution (an introduction)," Ann. Math. Stat., 34(1):152-177, 1963.

[7] Vucetic, B. and Juan, J., Space-Time Coding, John & Wiley, New York, 2003.