

Gauss Olmayan Kırpma Gürültüsü Altında VLC Seyrek Kanal Kestirimi

VLC Sparse Channel Estimation in the Presence of Non-Gaussian Clipping Noise

Anil Yesilkaya, Huseyin Fuat Alsan, Erdal Panayirci

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, Kadir Has Üniversitesi, İstanbul, Turkey
Email: { anil.yesilkaya, huseyin.alsan, eepanay }@khas.edu.tr

Özetçe—Bu bildiri de seyrek yapıda modellenmiş kapalı ortam görünür ışıkla haberleşme (VLC) kanallarının, kırpma gürültüsü etkisi altında, en iyi kestirimi için yüksek başarılı ve hesaplama karmaşıklığı düşük özgün ve yeni bir kanal kestirim algoritması önerilmektedir. Kırpma gürültüsünün sonlu Gauss karışım olasılık dağılımı ile modellendiği bu algoritmada, literatürde ilk kez, iteratif yapıdaki uyumlu eşleme (MP) ve genelleştirilmiş beklenti en büyükleme (SAGE) teknikleri birleştirilerek, her SAGE-MP iterasyon adımı, seyrek yapıdaki kanal katsayıları ve konumları kestirilmekte olup, uyumlu eşleme algoritması ile de kanalın başlangıç değerleri belirlenmektedir. Yapılan bilgisayar benzetimlerinden SAGE-MP algoritmasının en fazla 3 iterasyon sonunda kanalın bilinmeyen katsayılarını ve konumlarını en iyi biçimde kestirdiği görülmektedir. Son olarak, bilgisayar benzetim sonuçlarından, önerilen algoritmanın "doğru akımla öngerilim verilmiş OFDM" (DCO-OFDM) yapısındaki bir VLC sistemi için simge hata oranı (SER) ve ortalama karesel hata (MSE) açılarından son derece başarılı olduğu görülmektedir.

Anahtar Kelimeler—Görünür ışıkla haberleşme (visible light communications), VLC, kırpma gürültüsü, kanal kestirimi, doğru akımla öngerilim verilmiş optik OFDM (DCO-OFDM).

Abstract—In this paper a new computationally efficient and high performance channel estimation algorithm is proposed for the indoor visible light communication (VLC) sparse channels in the presence of a clipping noise. The clipping noise is modelled as a Gaussian mixture and, a first time in the literature, the matching pursuit (MP) and the space-alternating expectation-maximization (SAGE) algorithms are combined into the new estimation, called the SAGE-MP algorithm for iteratively estimating the sparse channel coefficients as well as their positions efficiently. The MP algorithm is also employed to determine the initial values of the joint iterative algorithm. Computed simulations indicate that the SAGE-MP algorithm converge in 3 iterations at most and yields excellent bit error rate (BER) and mean-square error (MSE) performances for DC-biased optical OFDM (DCO-OFDM) based systems.

Keywords—Visible light communications, VLC, nonlinear clipping noise, channel estimation, DC biased optical OFDM (DCO-OFDM).

I. GİRİŞ

OFDM tabanlı VLC sistemleri arasında uygulamada en yaygın olarak kullanılanı, doğru akımla ön gerilim verilmiş optik OFDM (DC-biased optical OFDM, DCO-OFDM) yöntemidir [1]. DCO-OFDM alıcısının kabul edilebilir bir

Bu çalışma 113E307 numaralı COST-TUBITAK projesi kapsamında desteklenmektedir.

BER (bit error rate) başarımında çalışabilmesi için kanal kestirimi ve denkleştirme süreçlerinin alıcıda mükemmel bir biçimde gerçekleştirilmesi gerekmektedir. VLC sistemlerinde optik kanaldan iletilen sinyallerin sadece pozitif değerli olması kısıtından dolayı, alıcıya ulaşan sinyaller kaçınılmaz olarak, toplamsal Gauss gürültüsünün yanında, bir de kırpma gürültüsü'nün (clipping noise) etkisi altında kalacaktır [2], [3]. Bu nedenle, alıcıda kullanılacak olan kanal kestirim algoritmasının bu kırpma gürültüsünün de göz önüne alınarak tasarlanması gerekir. Literatürde şu ana kadar VLC sistemleri için kırpma gürültüsünün etkisi altında optik kanal kestirimi konusuyla ilgili pek bir çalışmaya rastlanamamıştır. Bu bildiri de, DCO-OFDM sistemleri için pilot destekli yeni bir kanal kestirim tekniği önerilmektedir. Bu çalışmamızda konuyla ilgili getirilen yenilikler şöyle özetlenebilir. (i) Kanalın seyrek yapısı kestirim algoritması içerisinde göz önünde alınmaktadır. Böylelikle, çok az sayıda kanal parametresinin kestirilmesi sayesinde algoritmanın hesaplama karmaşıklığı büyük oranda azalmaktadır. Bildiri de, kaynak ile alıcı arasındaki kanalın seyrek kanal katsayıları ve bunların rastlantısal konumlarının başlangıç değerleri bir uyumlu eşleme (matching pursuit, MP) algoritması ile belirlenmektedir [4]. Kanalı etkileyen Gauss olmayan kırpma gürültüsü ise bir Gauss-karışım (Gaussian mixture) olasılık dağılımı ile modellenmektedir. (ii) Literatürde ilk kez VLC kanal kestirimi için, sistemi toplamsal biçimde etkileyen kırpma gürültüsünün Gauss-karışımı ile modellendiği ve hesaplama karmaşıklığı çok düşük olan, hızlı ve iteratif yapıda yeni bir kanal kestirim algoritması tasarlanmaktadır [5]. İteratif yapıdaki MP ve SAGE [6] teknikleri birleştirilerek oluşan yeni SAGE-MP algoritmasıyla, her iterasyon adımı, seyrek yapıdaki kanal katsayıları ve konumları kestirilirken MP algoritması ile de kanalın başlangıç değerleri belirlenmektedir.

II. DCO-OFDM SİSTEMİ

Çift kutupluluk problemini bir DC öngerilim yardımıyla çözen DCO-OFDM sisteminin spektral verimliliği asimetrik kırılmış optik OFDM (asymmetrically clipped optical OFDM, ACO-OFDM) ve tek kutuplu optik OFDM (unipolar OFDM, U-OFDM) yöntemlerinin iki katı kadar olmaktadır. DCO-OFDM sisteminde yalnızca $(N/2) - 1$ tane özgün veri simgesi taşınabilmektedir. Şekil 1'de, toplam aktif alt taşıyıcı sayısı N olan bir DCO-OFDM sisteminin blok şeması verilmiştir. T_{sym} süreli bloklar halinde rastlantısal olarak üretilen bilgi bitleri, dörtlü veya onaltılı dik genlik modülasyonu (4-QAM / 16-QAM) simgelere izdüşürülmekte ve bu simgelerin oluşturduğu $T_s = T_{sym}/N$ süreli simge vektörleri, paralel bloklar halinde işlenmektedir. Frekans bölgesinde modüle edilmiş simgeler $\tilde{X} = [X_0, X_1, \dots, X_{N-1}]^T$ biçiminde olup

Hermisyon simetrik bir yapıya sahiptir ve bu yapı 0 (DC) ve $N/2$ indisli alt taşıyıcıların sıfıra eşitlenmesiyle sağlanmaktadır. Tipik bir DCO-OFDM sisteminin frekans bölgesindeki yapısı aşağıda verildiği gibidir, [1], [3].

$$X[k] = \begin{cases} 0, & \text{eğer } k = 0 \\ X^*[N - k], & \text{eğer } k = 1, 2, \dots, (N/2) - 1 \\ 0, & \text{eğer } k = N/2 \end{cases} \quad (1)$$

Burada (*), sanal eşlenik işlemini ifade etmektedir. Bildiri boyunca, zaman bölgesi sinyalleri küçük harflerle ve frekans bölgesi sinyalleri de büyük harflerle gösterilecektir. Bussgang teoremi [7] kullanılarak frekans bölgesinde alınan sinyal vektörü,

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{C} + \mathbf{V} \quad (2)$$

biçiminde ifade edilebilir ve $\mathbf{H} = \text{diag}[H_0, H_1, \dots, H_{N-1}]$ frekans bölgesinde kanal matrisini, \mathbf{X} ise N-boyutlu veri simgelerinin oluşturduğu vektörü göstermektedir. \mathbf{C} ve \mathbf{V} vektörleri ise yine frekans bölgesinde kırpmaya ve toplamsal beyaz Gauss gürültülerini temsil etmektedir. Denklem (2), VLC kanalın \mathbf{h} dürtü yanıtı cinsinden aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\mathbf{Y} = \mathbf{A}\mathbf{h} + \mathbf{W} \quad (3)$$

Burada, $\mathbf{A} = \mathbf{X}\mathbf{F} \in \mathcal{C}^{N \times L_{\max}}$ olup, $\mathbf{F} \in \mathcal{C}^{N \times N}$ 'de Fourier dönüşüm matrisini göstermektedir. $\mathbf{h} \in \mathcal{R}^{L_{\max}}$ gerçel değerli, seyrek yapıda çok yollu görünür ışık kanalını temsil etmekte olup sıfırdan farklı elemanları h_1, h_2, \dots, h_L , ($L < L_{\max} \ll N$) ile gösterilmektedir. Yukarıdaki ilişkide $\mathbf{W} = \mathbf{C} + \mathbf{V}$ ise Gauss olmayan beyaz toplamsal gürültüyü göstermektedir.

III. KIRPMA GÜRÜLTÜSÜ ETKİSİ ALTINDA DCO-OFDM SİSTEMİ İÇİN VLC KANAL KESTİRİM ALGORİTMASI

(3) ilişkisinde bilindiği varsayılan, $\mathbf{A} \in \mathcal{C}^{N \times L_{\max}}$ matrisi, sütun vektörleri cinsinden $\mathbf{A} = [\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \dots, \mathbf{a}_{L_{\max}}]$ olarak ifade edilebilir. Bu durumda $\mathbf{h} = [h_1, h_2, \dots, h_L]^T$, seyrek kanal vektörünün, sıfırdan farklı kanal katsayıları ile bunların rastlantısal konumlarının kestirimi problemini göz önüne alınarak (3),

$$\mathbf{Y} = \sum_{\ell=1}^L \mathbf{a}_{\eta_\ell} h_\ell + \mathbf{W}, \quad (4)$$

biçiminde ifade edilebilir. Burada $\boldsymbol{\eta} = [\eta_1, \eta_2, \dots, \eta_L]^T$, $\eta_1, \eta_2, \dots, \eta_L \in \{1, 2, \dots, N\}$, elemanları sıfırdan farklı kanal katsayılarının rastlantısal konumlarını gösteren bir konum vektörüdür. Bu kestirim probleminde, $\mathbf{W} = [w_1, w_2, \dots, w_N]^T$ ile gösterilen Gauss olmayan beyaz gürültü örnekleri, bağımsız ve eş dağılımlı M bileşenden oluşan bir Gauss-karışım (Gaussian mixture) olasılık modeli ile aşağıdaki gibi ifade edilebilmektedir.

$$\begin{aligned} p(w_n) &= \sum_{m=1}^M p(w_n | \nu_n = m) p(\nu_n = m) \\ &= \sum_{m=1}^M \frac{\lambda_m}{\pi \sigma_m^2} e^{-|w_n|^2 / \sigma_m^2}. \end{aligned} \quad (5)$$

Burada,

– $\nu_n \in \{1, 2, \dots, M\}$, (5) ilişkisindeki bağımsız w_n gürültü örneklerini gösteren n . karışım indisini

– $p(\nu_n = m) = \lambda_m$ ($\sum_{m=1}^M \lambda_m = 1$), w_n örneklerinin m . karışım olasılık dağılımından seçilme olasılığını,

– σ_m^2 ise karışımındaki m . Gauss dağılımının varyansını göstermektedir. Göz önüne alınan kestirim probleminde, kestirilecek parametre kümesi aşağıdaki gibidir.

$$\Phi = \{\mathbf{h}, \boldsymbol{\eta}, \boldsymbol{\alpha}\}, \quad (6)$$

$$\mathbf{h} = [h_1, h_2, \dots, h_L]^T, \quad \boldsymbol{\eta} = [\eta_1, \eta_2, \dots, \eta_L]^T \text{ ve } \boldsymbol{\alpha} = \{\lambda_1, \dots, \lambda_M, \sigma_1^2, \dots, \sigma_M^2\}.$$

Yukarıda tanımlanan altküme parametreleri ile, her iterasyon adımında, SAGE algoritmasının çalışması iki aşamada gerçekleşir.

- 1) Önce, $\{\boldsymbol{\alpha}^{(i)}\}$ parametre vektörü sabitlenerek SAGE algoritmasıyla $(i + 1)$. iterasyon adımında $\{\mathbf{h}^{(i+1)}, \boldsymbol{\eta}^{(i+1)}\}$ parametreleri güncellenir.
- 2) Sonra, $\{\mathbf{h}^{(i)}, \boldsymbol{\eta}^{(i)}\}$ sabitlenerek yine SAGE algoritmasıyla $\{\boldsymbol{\alpha}^{(i+1)}\}$ güncellenir.

SAGE algoritması ile parametre kestiriminde beklentileme (expectation) ve en büyükleme (maximization) adımları gerçekleştirilerek son parametre kestirim değerleri elde edilir. Bu bildirideki sayfa sınırlaması nedeniyle son aşamaya gelinceye kadarki matematiksel ayrıntılar bildiriyi konamamıştır. Ancak bu ayrıntılara [8]'den erişilebilir. Sonuçta elde edilen kanal ve ilgili parametrelerin iteratif kestirimleri aşağıdaki paragraflarda özetlenmiştir.

- 1) $(\mathbf{h}, \boldsymbol{\eta})$ Parametrelerinin $(i + 1)$. İterasyon Adımında SAGE Kestirimleri

$$\eta_\ell^{(i+1)} = \arg \max_{\eta_\ell} \frac{|\mathbf{a}_{\eta_\ell}^\dagger \mathbf{D}_\delta^{(i)} \widehat{\mathbf{x}}^{(\ell)(i)}|^2}{\mathbf{a}_{\eta_\ell}^\dagger \mathbf{D}_\delta^{(i)} \mathbf{a}_{\eta_\ell}} \quad (7)$$

$$\eta_\ell \in \{1, 2, \dots, N\}, \quad \eta_\ell \notin \{\eta_1^{(i+1)}, \dots, \eta_{\ell-1}^{(i+1)}\}$$

$$h_\ell^{(i+1)} = \frac{\mathbf{a}_{\eta_\ell^{(i+1)}}^\dagger \mathbf{D}_\delta^{(i)} \widehat{\mathbf{x}}^{(\ell)(i)}}{\mathbf{a}_{\eta_\ell^{(i+1)}}^\dagger \mathbf{D}_\delta^{(i)} \mathbf{a}_{\eta_\ell^{(i+1)}}}. \quad (8)$$

Burada

$$\widehat{\mathbf{x}}^{(\ell)(i)} = \mathbf{y} - \sum_{p=1, p \neq \ell}^L \mathbf{a}_{\eta_p^{(i)}} h_p^{(i)}$$

ve $\mathbf{D}_\delta^{(i)}$, elemanları $\delta_1^{(i)}, \delta_2^{(i)}, \dots, \delta_N^{(i)}$ olan köşegen bir matristir. $\delta_n^{(i)}$ ise

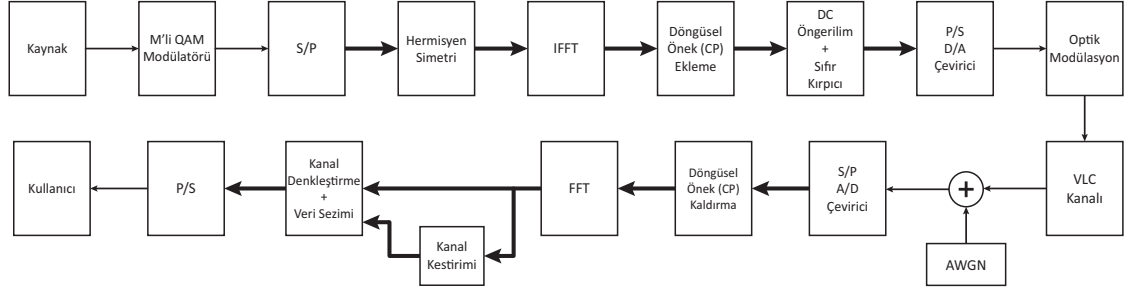
$$\delta_n^{(i)} \triangleq \sum_{m=1}^M \frac{1}{(\sigma_m^2)^{(i)}} p_{\nu_n}^{(i)}(m), \quad n = 1, 2, \dots, N. \quad (9)$$

biçiminde tanımlanmış olup, (9)'deki $p_{\nu_n}^{(i)}(m)$, aşağıdaki ilişkidir hesaplanır,

$$p_{\nu_n}^{(i)}(m) = \frac{\lambda_m^{(i)} e^{-|y_n - \sum_{\ell=1}^L a_{n, \eta_\ell^{(i)}} h_\ell^{(i)}|^2 / (\sigma_m^2)^{(i)}} / (\pi (\sigma_m^2)^{(i)})}{\sum_{m'=1}^M \lambda_{m'}^{(i)} e^{-|y_n - \sum_{\ell=1}^L a_{n, \eta_\ell^{(i)}} h_\ell^{(i)}|^2 / (\sigma_{m'}^2)^{(i)}} / (\pi (\sigma_{m'}^2)^{(i)})}$$

- 2) $\boldsymbol{\alpha} = \{\lambda_1, \dots, \lambda_M, \sigma_1^2, \dots, \sigma_M^2\}$ için $(i + 1)$. İterasyondaki Son SAGE Kestirim İlişkileri

$$\lambda_m^{(i+1)} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N p_{\nu_n}^{(i)}(m), \quad m = 1, 2, \dots, M. \quad (10)$$



Şekil 1: DCO-OFDM Blok Şeması

$$(\sigma_m^2)^{(i+1)} = \frac{1}{N\lambda_m^{(i+1)}} \left(\mathbf{y} - \sum_{\ell=1}^L \mathbf{a}_{\eta_\ell^{(i)}} h_\ell^{(i)} \right)^\dagger \mathbf{D}_P^{(i)}(m) \left(\mathbf{y} - \sum_{\ell=1}^L \mathbf{a}_{\eta_\ell^{(i)}} h_\ell^{(i)} \right).$$

Burada, $\mathbf{D}_P^{(i)}(m)$ elemanları $p_{\nu_1}^{(i)}(m)$, $p_{\nu_2}^{(i)}(m)$, \dots , $p_{\nu_N}^{(i)}(m)$ olan köşegen bir matrisi göstermektedir.

- 3) $\{\eta_\ell^{(0)}, h_\ell^{(0)}, \ell = 1, 2, \dots, L\}$ Parametrelerin Başlangıç Değerlerinin MP Algoritmasıyla Belirlenmesi

Algoritmanın ($i = 0$) iterasyon adımına karşı düşen başlangıç değerleri bir MP algoritmasıyla belirlenir. Bu algoritmanın çalışmasını açıklamak için (4) ilişkisini göz önüne alacak olursak. MP algoritmasının temeli, $\mathbf{r}_0 = \mathbf{y}$ sinyal vektörü ile $\mathbf{A} = [\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \dots, \mathbf{a}_N]$ matrisinin sütunlarından \mathbf{a}_{η_1} ile gösterilen en uyumlu olan satırı bulmaya dayanmaktadır. Bu yaklaşımda, \mathbf{r}_0 vektörünün bu sütun vektörü yönüne doğru izdüşümü bulunarak elde edilen izdüşüm vektörü \mathbf{r}_0 'dan çıkarılır. Bu çıkarımdan elde edilen artık (residual) vektör \mathbf{r}_1 ile gösterilir. Bu iterasyon adımlarına belli bir sonlandırma kriteri sağlanıncaya kadar \mathbf{A} matrisinin sütunlarındaki en iyi eşleme sıralı olarak gerçekleştirilerek devam edilir [4]. MP algoritmasının ℓ . iterasyon adımında, \mathbf{A} matrisinin sütun vektörlerinden $\mathbf{r}_{\ell-1}$ ile gösterilen artık vektöre en uyumlu sütun vektörünün konum indisi, $\eta_\ell^{(0)}$, aşağıdaki gibi belirlenir.

$$\eta_\ell^{(0)} = \arg \max_j \frac{|\mathbf{a}_j^\dagger \mathbf{r}_{\ell-1}|^2}{\mathbf{a}_j^\dagger \mathbf{a}_j}, \quad j = 1, 2, \dots, N$$

ve $j \notin \{\eta_1^{(0)}, \eta_2^{(0)}, \dots, \eta_{\ell-1}^{(0)}\}$.

Ayrıca, $\eta_\ell^{(0)}$ konumundaki kanal katsayısının başlangıç değeri de;

$$h_\ell^{(0)} = \frac{\mathbf{a}_{\eta_\ell^{(0)}}^\dagger \mathbf{r}_{\ell-1}}{\mathbf{a}_{\eta_\ell^{(0)}}^\dagger \mathbf{a}_{\eta_\ell^{(0)}}}. \quad (11)$$

ilişkisinden bulunur. Daha sonra, ℓ . iterasyon adımında üretilecek yeni artık vektörü, $\mathbf{r}_\ell = \mathbf{r}_{\ell-1} - h_\ell^{(0)} \mathbf{a}_{\eta_\ell^{(0)}}$ 'den bulunur.

- 4) $\{\lambda_m^{(0)}, (\sigma_m^2)^{(0)}\}$ Gauss-Karışım (Gaussian-mixture) Parametrelerinin Belirlenmesi

Öncelikle, (4)'teki toplamsal ve Gauss olmayan \mathbf{W} vektörünün ampirik olasılık yoğunluk fonksiyonu, $p_{amp}(\mathbf{W})$, bu

Tablo I: Benzetim Parametreleri

Alt-kanal Sayısı, N	1024
Bant Genişliği, BW	2 MHz
Örneklem Frekansı, fs	1Ghz
Pilot Simgelerin Sıklığı	1/8
Kanal Yol Gecikme Vektörü	$\eta=[0 \ 21 \ 34 \ 52]$
Kanal Yol Güçleri [dB]	[S1, S2, S3, S4] [0.25 0.5 0.15 0.1]
Kullanılan Modülasyon Türü	QPSK
Gauss Karışım Adeti, M	3
Algoritmanın İterasyon Adedi, imax	534

vektörden üretilen örnekler yardımıyla oluşturulur. Daha sonra, Gauss-karışım parametreleri aşağıda verilen kısıtlama altındaki en iyileme probleminin nümerik olarak çözümünden elde edilir.

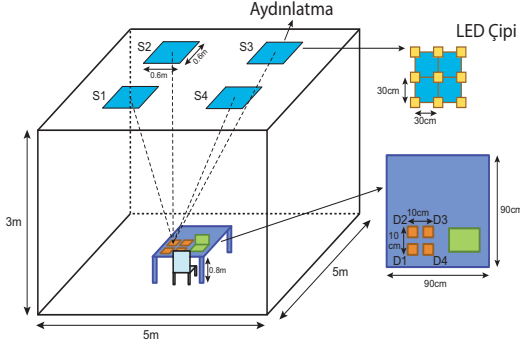
$$J(\boldsymbol{\lambda}, \boldsymbol{\sigma}^2) = \sum_{j=1}^{N_s} \left| p_{amp}(w_j) - \sum_{m=1}^M \frac{\lambda_m}{\pi \sigma_m^2} e^{-|w_j|^2 / \sigma_m^2} \right|^2$$

Kısıtlamalar: $\sum_{m=1}^M \lambda_m = 1$ ve $\forall m, \lambda_m > 0$. Burada, N_s kullanılan örnek sayısını göstermektedir.

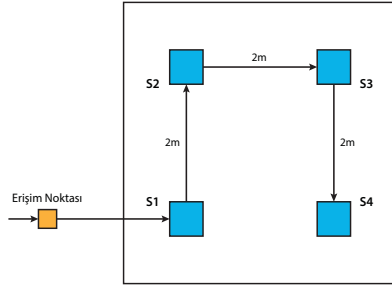
IV. BILGISAYAR BENZETİMLERİ VE SONUÇLARI

Bu bölümde, önerilen kanal kestirim algoritması ile DCO-OFDM tabanlı VLC iletişim sistemlerinin gerek kanal kestirim başarımları ve gerekse simge hata oranı (SER) başarımları bilgisayar benzetimleriyle incelenmektedir. Bilgisayar benzetimlerinde göz önüne alınan kanal modelinin (Şekil 2), kapalı bir ortamın tavanında belirli kenar uzunluğuna sahip bir karenin köşelerine yerleştirilmiş 4 adet LED'le, ortamın tabanına yerleştirilmiş alıcı fotodiyot arasında olduğu varsayılmaktadır. Şekil 3'te gösterildiği gibi, bir kabloyla seri olarak bağlanmış LED'lerin elektriksel beslenmelerinin belli bir zaman gecikmesiyle gerçekleşmesi nedeniyle, sistemin verici ve alıcı arasında oluşan optik kanalın dürtü yanıtı, Şekil 4'te gösterildiği gibi, seyrek (sparse) ve frekans seçici bir yapıda ortaya çıkmaktadır. Göz önüne alınan benzetim senaryosu için sistem parametreleri Tablo I'deki gibi seçilmiş ve seyrek yapıda oluşan çok yollu kanalın katsayılarının ve yerlerinin kestirimleri için önerilen SAGE-MP algoritması kullanılmıştır. Kanal parametrelerinin başlangıç değerlerinin kestirimi için kullanılan MP algoritmasının karmaşıklığı büyük ölçüde azaltığı görülmektedir. Şekil 5'te dik faz kaydırmalı anahtarlama (QPSK) modülasyonu için MP ve SAGE-MP algoritmalarının SER ve ortalamaya karesel hata (MSE) cinsinden başarımları eğrileri, kırpma gürültüsünün 3 dB ve 5 dB düzeyleri için, ayrı ayrı elde edilmiştir. Bu eğrilerden de görüldüğü gibi, SAGE-MP algoritması mükemmel bir kanal kestirim başarımları göstermekte olup, algoritmanın SER ve MSE başarımları MP

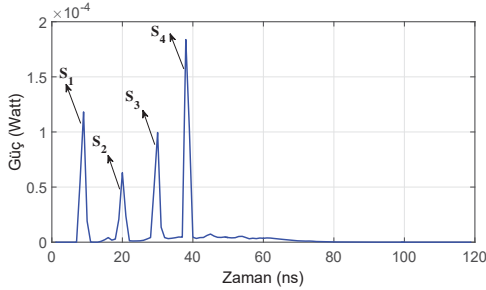
kestirimcisini geride bırakmaktadır. Şekil 5'te sunulan başarımlar eğrilerinden, önerilen SAGE-MP kanal kestirim algoritmasında kırpma gürültüsünü Gauss karışım ile modellemenin kanal katsayıları ve durumlarının kestiriminde çok etkili olduğu sonucuna varılmakta ve kanal kestirim algoritmasının üstün başarımlar sergilediği görülmektedir.



Şekil 2: VLC kanal modeli benzetim ortamı



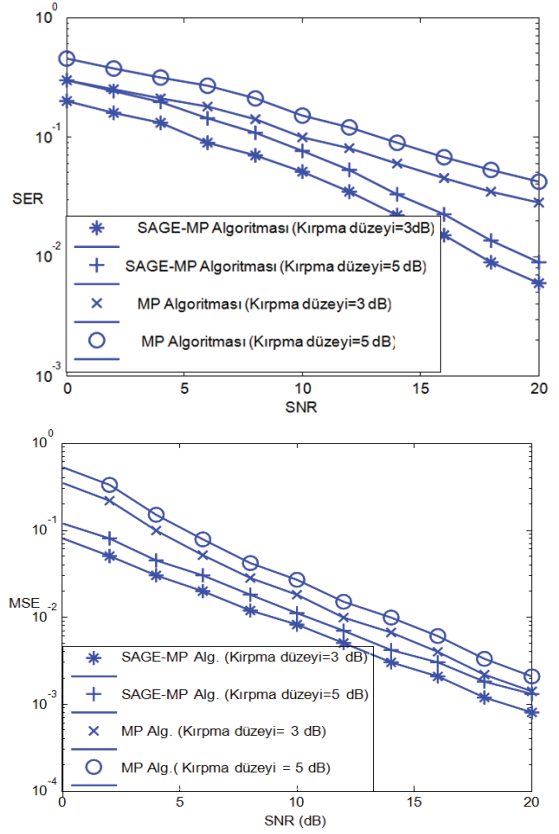
Şekil 3: Gerçekçi kablolama topolojisi (CAT-5)



Şekil 4: Kablolamadaki gecikme sonucu oluşan kanal dürtü yanıtı

V. SONUÇLAR

VLC kanallarının kestirimiyle ilgili olan bu bildiriye, seyrek (sparse) yapıda modellenmiş kapalı ortam VLC kanallarının, kırpma gürültüsü etkisi altında, en iyi kestirimi için yeni ve özgün bir kanal kestirim algoritması önerilmiş ve bu algoritmanın hem MSE başarımlarını hem de DCO-OFDM yöntemini kullanan bir VLC sistemi ile gerçekleştirilen iletilimlerdeki sistem sembol hata (SER) başarımlarını bilgisayar benzetimleriyle incelenmiştir. Kırpma gürültüsünün sonlu Gauss karışım olasılık yoğunluk fonksiyonu ile modellendiği bu yeni kanal kestirim algoritmasında, etkili bir istatistiksel sinyal işlem yöntemi olan iteratif yapıda SAGE ve MP algoritmalarından yararlanılmıştır. Önerilen kanal kestirim tekniğinin özgünlüğü temel olarak MP ve SAGE algoritmalarının ilk kez VLC kanal kestiriminde bir araya getirilmiş olmasında kaynaklanmaktadır. Her SAGE iterasyon adımı, seyrek yapıda kanal katsayıları ve konumları kestirilmekte olup, uyumlu eşleme algoritması ile de



Şekil 5: SAGE-MP ve MP algoritmalarının farklı kırpma düzeyleri için MSE değerleri

kanalın başlangıç değerlerin belirlenmektedir. Yapılan bilgisayar benzetimlerinden SAGE algoritmasının en fazla 3 iterasyon sonunda kanalın bilinmeyen katsayılarını ve konumlarını en iyi biçimde kestirdiği görülmektedir. Son olarak, bilgisayar benzetimlerinden VLC kanallarının çok etkili kestirildiği ve önerilen algoritmanın sistemin sembol hata oranı ve ortalama karesel kanal kestirim hata oranına dair son derece başarılı sonuçlar elde edebildiği anlaşılmaktadır.

KAYNAKÇA

- [1] J. Armstrong, "OFDM for optical communications," *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 27, pp. 189–204, Feb. 2009.
- [2] S. Wilson and J. Armstrong, "Transmitter and receiver methods for improving asymmetrically-clipped optical OFDM," *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 8, pp. 4561–4567, Sept. 2009.
- [3] S. Dimitrov, S. Sinanovic, and H. Haas, "Clipping noise in OFDM-based optical wireless communication systems," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 60, pp. 1072–1081, Apr. 2012.
- [4] S. Cotter and B. Rao, "Sparse channel estimation via matching pursuit with application to equalization," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 50, pp. 374–377, Mar 2002.
- [5] E. Panayirci, H. Senol, M. Uysal, and H. Poor, "Sparse channel estimation and equalization for OFDM-based underwater cooperative systems with amplify-and-forward relaying," *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2015.
- [6] M. Feder and E. Weinstein, "Parameter estimation of superimposed signals using the em algorithm," *Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 36, pp. 477–489, Apr 1988.
- [7] J. J. Bussgang, "Crosscorrelation functions of amplitude-distorted gaussian signals," Tech. Rep. 216, Department of Computer Science, Michigan State University, March 1952.
- [8] "Scientific Report, Project Number: 113E07 - Report Number: 3," *The Scientific and Technological Research Council of Turkey - TUBITAK*, 01/05/2015 - 01/11/2015.