

DPSK Sistemler için LMS Algoritma ve ML Kriteri Temelli, Gözü Kapalı Kanal Kestiriminin ve Turbo Denkleştirmenin Birlikte Yapılması

Serkan YAKUT¹

Balıkesir Üniversitesi Müh.-Mim. Fak. Bilgisayar Müh. Böl., Çağış Kampüsü, Balıkesir.

Özet

Sayısal haberleşme sistemlerinde, alıcıda gözü kapalı kanal kestirme ve turbo denkleştirme işlemlerinin birlikte yapılması, gözü kapalı turbo denkleştirme olarak adlandırılır. Bu çalışmada, farksal faz kaydırmalı anahtarlama (DPSK) modülasyonu kullanan sayısal haberleşme sistemleri için yeni bir gözü kapalı turbo denkleştirici geliştirilmiştir. DPSK tercih edilmesinin sebebi faz belirsizliğini çözmektir. Haberleşme kanalının katsayılarını kestirmek için LMS algoritma, toplanır beyaz Gauss gürültünün (AWGN) varyansını kestirmek için ise ML kriteri kullanılmıştır.

Anahtar Kelimeler: yumuşak gözü kapalı kanal kestirimi, turbo denkleştirme, gözü kapalı LMS kestirimci.

LMS Algorithm and ML Criterion Based, Combined Blind Channel Identification and Turbo Equalization for DPSK Systems

Abstract

In digital communication systems, combined blind channel identification and turbo equalization at the receiver is called blind turbo equalization. In this study, a new blind turbo equalizer is developed for digital communication systems which are using DPSK modulation. The reason for preferring DPSK is to remove phase ambiguity. Least-Mean Square (LMS) algorithm is used to estimate the channel coefficients and additive white Gaussian noise (AWGN) variance is estimated by using of maximum-likelihood (ML) criterion.

Keywords: soft blind channel identification, turbo equalization, blind LMS estimator.

¹Serkan YAKUT, syakut@balikesir.edu.tr

1. Giriş

Sayısal haberleşme sistemlerinde, haberleşme kanalının frekans yanıtının ideal olmamasından dolayı kanala bırakılan sinyal bozunuma uğrar. Bu bozunuma semboller arası girişim (ISI) denir. ISI etkisini en aza indirmek için iki yönteme başvurulur: 1) Vericide ve alıcıda darbe şekillendirici filtre kullanılır. 2) Alıcıda, kanal denkleştirme işlemi yapılır [1, 2]. Klasik denkleştirme teknikleri, kanal parametrelerini tahmin etmek için eğitilmiş (pilot) dizi kullanırlar. Gözü kapalı kanal denkleştirmede ise; kanal hakkında önceden bir bilgi alıcıda yoktur ve herhangi bir eğitilmiş dizide, kanalı tahmin etmek için kullanılmaz [2]. Gözü kapalı denkleştirme teknikleri, üç farklı grup algoritma altında özetlenebilir [2]. Birinci gruptaki algoritmalar, hızlı iniş temellidir. İkinci gruptaki algoritmalar, alınan sinyalin istatistiksel özelliklerinden faydalanılarak kanal tahmin edilmesi temellidir. Üçüncü gruptaki algoritmalar ise kanalı tahmin etmek için ML kriteri kullanılması temellidir.

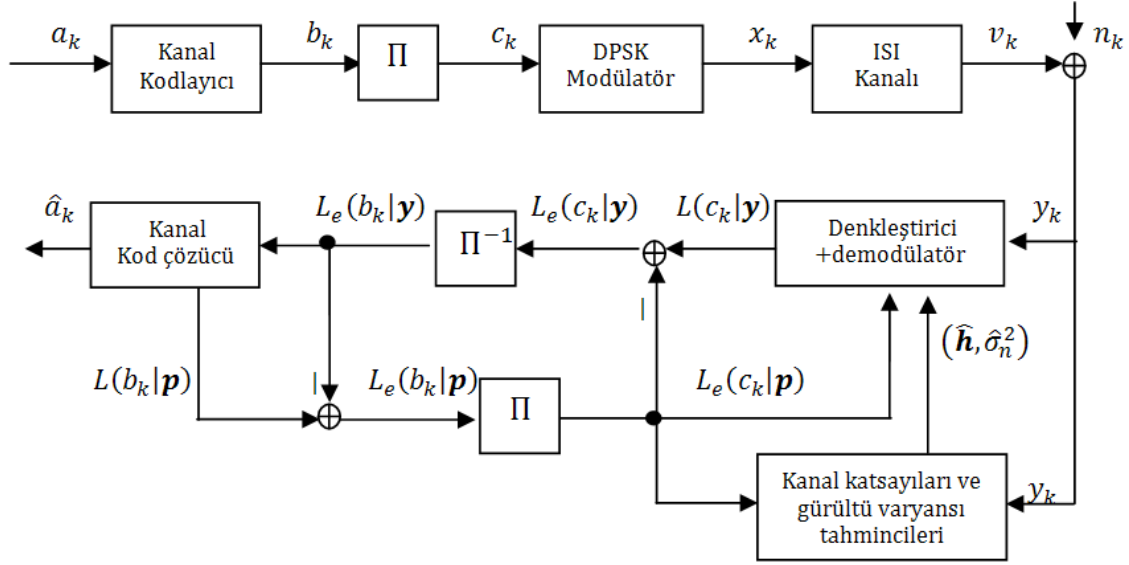
Denkleştirme ve kod çözme işlemlerinin birlikte yinelemeli biçimde yapılması turbo denkleştirme olarak adlandırılır. Turbo denkleştirme ilk kez bu çalışma [3] ile literatüre girmiştir. Turbo denkleştirme de yumuşak-girdi yumuşak-çıkı (SISO) denkleştirici ile SISO kod çözücü, iletilen semboller hakkında bildikleri önsel (yumuşak, olasılıksal) bilgileri, birbirleriyle paylaşarak yinelemeli bir döngü oluşturur. Önsel bilginin değiş tokuşu esnasında, yinelemeli döngüde sadece harici bilginin olmasına dikkat edilmelidir [3, 4, 5]. Harici bilginin yinelemeli olarak takas edilmesiyle, yakınsama gerçekleşinceye kadar haberleşme sisteminin bit hata oranı (BER) performansı artmaktadır. Gözü kapalı turbo denkleştirmede, gözü kapalı kanal tahmini ile turbo denkleştirme işlemleri birbirinden ayrı değil; birlikte yapılmaktadır. LMS temelli gözü kapalı turbo denkleştirme çalışmaları DPSK sistemler için literatürde mevcuttur [6, 7], ama bu mevcut çalışmalarda sadece kanal katsayıları kestirilmiş ve AWGN gürültü varyansının bilindiği varsayılmıştır. İlave, kanal katsayıları kestirilirken SISO kod çözücünden gelen yumuşak bilgi kullanılmamıştır. Bu çalışmada, DPSK modülasyonu kullanan sayısal haberleşme sistemleri için yeni bir gözü kapalı turbo denkleştirici geliştirilmiştir. Bu makalede, alıcı yerine zaman zaman turbo denkleştirici ifadesi kullanılmıştır. Kanal katsayılarının kestirilmesi için LMS algoritma [8], AWGN olarak modellenen gürültünün varyansını kestirmek için ise ML kriteri [9] kullanılmıştır. Farksal kod çözme, alıcıda ayrı bir işlem olarak yapılmamış, bunun yerine farksal kodlayıcı ve ISI kanalından oluşan süper-kafes yapısından faydalanılarak farksal kod çözme ve kanal denkleştirme alıcıda birlikte yapılmıştır.

Çalışmanın geri kalan kısmı aşağıdaki şekilde düzenlenmiştir. Kısım 2 de, verici, kanal modeli ve önerilen gözü kapalı alıcı tartışılmıştır. Önerilen alıcının performansı benzetimler aracılığıyla kısım 3 te ölçülmüş ve çalışmanın sonuç tespitleri kısım 4 te yapılmıştır.

2. Sistem Modeli

Kullanılan notasyonları belirtmek makaleyi daha iyi takip edebilmek için faydalı olacaktır. Transpoz ve karmaşık eşlenik sırasıyla $(\cdot)^T$, $(\cdot)^*$ ile belirtilmiştir. Vektörler küçük koyu harflerle gösterilmiştir. Serpiştirici ve ters serpiştirici için sırasıyla $\Pi(\cdot)$ ve $\Pi^{-1}(\cdot)$ sembolleri kullanılmıştır. Gürültü, karmaşık değerli AWGN olarak modellenmiştir (gürültü örnekleri birbirinden bağımsız ve özdeş dağılıma sahiptirler,

olasılık yoğunluk fonksiyonları ise sıfır ortalamaya ve her iki yöne $\sigma_n^2/2$ varyansa sahiptir). Bu çalışmada kullanılan haberleşme sistem modeli Şekil 1 de gösterilmektedir.



Şekil 1. Çalışmada kullanılan haberleşme sistemi. DPSK sistemler için gözü kapalı turbo denkleştirme.

2.1. Verici

Vericide, K uzunluğundaki ikili veri dizisi $\mathbf{a} \triangleq [a_1, a_2, \dots, a_K]$, geri beslemesiz sistematik olmayan katlamalı (NRNSC) kodlayıcı ile kodlanır. Elde edilen kod bitleri $\mathbf{b} \triangleq [b_1, b_2, \dots, b_N]$ ile gösterilir. $R = K/N$ kod oranıdır. Alıcıda uzun hata patlamalarının olmaması için kanal kodlayıcıdan sonra bir rastgele serpiştirici kullanılmıştır. Serpiştirme sonucu elde ettiğimiz ikili dizi $\mathbf{c} \triangleq [c_1, c_2, \dots, c_N]$ ile gösterilecektir. Daha sonra serpiştirilme sonucu elde edilen veri dizisi DPSK modülörden geçirilerek haberleşme kanalına bırakılmaktadır. DPSK modülör çıktısı şu şekilde ifade edilebilir:

$$x_k = x_{k-1} \cdot c'_k, \quad 1 \leq k \leq N \text{ ve } x_0 = 1 \quad (1)$$

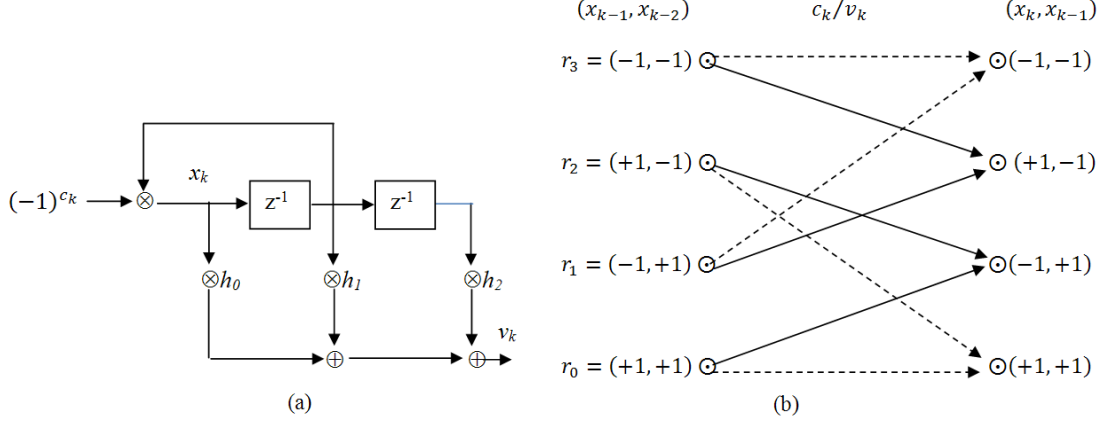
Denklem (1) de c'_k , M -seviyeli PSK sembollerini belirtir. Bu çalışmada, $M=2$ ve $c'_k = (-1)^{c_k}$ dir.

2.2. Kanal modeli

İletim filtresi, haberleşme kanalı ve alıcı filtresi örnekleme anlarında bir bütün olarak, ayrık zamanlı FIR (sonlu-dürtü yanıtı) filtre olarak modellenebilir [2, 10] ve şöyle yazılabilir kanal çıktısı:

$$y_k = \sum_{l=0}^L h_l x_{k-l} + n_k = \mathbf{h}^T \mathbf{x}_n + n_k = v_k + n_k, \quad 0 \leq k \leq N \quad (2)$$

Denklem (2) de L , kanal hafıza uzunluğunu, $\mathbf{h} \triangleq [h_0, h_1, \dots, h_L]^T$ kanal katsayı vektörünü ve $\mathbf{x}_n \triangleq [x_k, x_{k-1}, \dots, x_{k-L}]^T$ n. kafes segmentindeki k anındaki durum geçişlerini, n_k ise k anındaki toplamır beyaz Gauss gürültü (AWGN) örneği olduğunu belirtir.



Şekil 2. (a) DPSK/ISI kanal modeli (b) bu kanal modeline karşılık gelen süper-kafes ve $L=2$. Süper-kafes yapısında kesikli çizgi $c_k = 0$ olduğunu, sürekli çizgi ise $c_k = 1$ olduğunu belirtir.

2.3. Denkleştirici

DPSK/ISI kanalı ve ona karşılık gelen süper-kafes yapısı Şekil 2 de verilmiştir. Süper-kafes yapısındaki geçerli dal sayısı sekiz; $\mathfrak{B} = \{(r_0, r_0), (r_0, r_1), (r_1, r_2), (r_1, r_3), (r_2, r_0), (r_2, r_1), (r_3, r_2), (r_3, r_3)\}$ ve haberleşme kanalı dört farklı durumdan birinde $s_k \in \{r_0, r_1, r_2, r_3\}$ olabilir. Pr olasılık ve p olasılık yoğunluk fonksiyonu (pdf) olmak üzere, durum geçiş olasılıkları $k-1$ anındaki durumdan (s_{k-1}) , k anındaki duruma (s_k) şu şekilde yazılabilir [5]:

$$\gamma_k(s_{k-1}, s_k) = Pr(c_k = c) \cdot p(y_k | v_k), \quad c \in \{0, 1\} \quad (3)$$

Denk. (3) ten ve gürültü dağılımından şöyle yazılabilir:

$$p(y_k | v_k) = \frac{1}{\pi \sigma_n^2} e^{-\frac{|y_k - v_k|^2}{\sigma_n^2}} \quad (4)$$

Logaritmik olabilirlik oranı (LLR), $L(c_k) \triangleq \ln(\Pr(c_k = 0)/\Pr(c_k = 1))$ olarak tanımlanabilir. Bu ifadeden, kod bitlerinin sıfır mı bir mi olduğu ile ilgili olasılıklar şu şekilde yazılabilir:

$$Pr(c_k = c) = \frac{e^{-c \cdot L(c_k)}}{1 + e^{-L(c_k)}} \quad c \in \{0, 1\} \quad (5)$$

İleri terim $\alpha_k(s_k)$ ve geri terim $\beta_k(s_k)$ yinelemeli hesaplanabilir [2, 11]:

$$\alpha_k(s_k) = \sum_{\forall (s_{k-1}, s_k) \in \mathfrak{B}} \gamma_k(s_{k-1}, s_k) \alpha_{k-1}(s_{k-1}) \quad (6)$$

$$\beta_{k-1}(s_{k-1}) = \sum_{\forall (s_{k-1}, s_k) \in \mathfrak{B}} \gamma_k(s_{k-1}, s_k) \beta_k(s_k) \quad (7)$$

c_k kod bitlerinin koşullu logaritmik olabilirlik oranları LLR $L(c_k|\mathbf{y})$ şöyle yazılabilir:

$$L(c_k|\mathbf{y}) = \ln \frac{Pr(c_k = 0|\mathbf{y})}{Pr(c_k = 1|\mathbf{y})} = \ln \frac{\sum_{\forall (s_{k-1}, s_k) \in \mathfrak{B}; c_k=0} \alpha_{k-1}(s_{k-1}) \gamma_k(s_{k-1}, s_k) \beta_k(s_k)}{\sum_{\forall (s_{k-1}, s_k) \in \mathfrak{B}; c_k=1} \alpha_{k-1}(s_{k-1}) \gamma_k(s_{k-1}, s_k) \beta_k(s_k)} \quad (8)$$

2.4. Kanal parametrelerinin gözü kapalı kestirimi

Gözü kapalı LMS kestirimci, yumuşak-girdi yumuşak-çıkı MAP denkleştirici için Nissila ve Pasupathy [8] tarafından bulundu. Kanal katsayıları şu şekilde kestiriliyor [8]:

$$\hat{\mathbf{h}}_k^{(i)} = \hat{\mathbf{h}}_{k-1}^{(i)} + \Delta \sum_{n=1}^{\mathcal{T}} (y_k - \hat{\mathbf{h}}_{k-1}^{(i)T} \mathbf{x}_n) \mathbf{x}_n^* Pr(\mathbf{x}_n|\mathbf{y}, \hat{\boldsymbol{\theta}}^{(i)}) \quad (9)$$

Denklem (9) da Δ , LMS artım aralığını belirtir. \mathcal{T} kafesteki geçerli olan toplam dal sayısıdır ve $\hat{\boldsymbol{\theta}}^{(i)} = [\hat{\mathbf{h}}^{(i)}, \hat{\sigma}_n^2]^{(i)}$ ise i . iterasyon sonunda elde edilen kestirilmiş kanal parametre vektörüdür. L kanal hafıza uzunluğunu, $\hat{\mathbf{h}}_k^{(i)}$ i.döngünün k anında kestirilmiş kanal katsayı vektörünü ve $\mathbf{x}_n \triangleq [x_k, x_{k-1}, \dots, x_{k-L}]^T$ ise n . kafes segmentindeki k anındaki durum geçişlerini belirtir. Durum geçişlerinin koşullu sonsal olasılıkları $Pr(\mathbf{x}_n|\mathbf{y}, \hat{\boldsymbol{\theta}}^{(i)})$ ile belirtilmiştir. Kafes kollarının sonsal olasılıkları (APPs) ileri yönlü yinelemeli işlem ile bulunur ve bu işlem, hem ileri terimlerin hem de durum geçiş olasılıklarının hesaplanmalarını ihtiva eder. Kanal katsayıları her k anı için; alıcıya gelen gözlem örneklerinin, kafes kollarının sonsal olasılıklarının ve $k-1$ anında kestirilmiş kanal katsayı değerlerinin kullanılmaları ile kestirilir. i . döngünün N . anında kestirilmiş olan kanal katsayıları, $(i+1)$. döngüde başlangıç değerleri olarak kullanılır, $\hat{\mathbf{h}}_0^{(i+1)} = \hat{\mathbf{h}}_N^{(i)}$. Geri terimler ise, ileri yönlü yinelemeli işlemde hesaplanan durum geçiş olasılıklarının kullanılması ile hesaplanır. Gürültü varyansını hesaplamak için ise ML kriteri kullanılmıştır [9]:

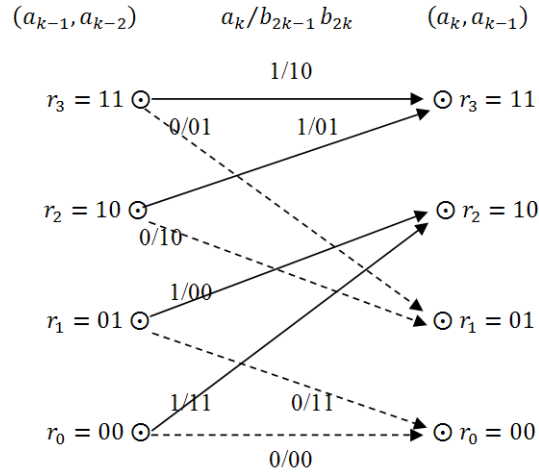
$$\hat{\sigma}_n^2{}^{(i+1)} = \frac{\sum_{k=1}^N \sum_{n=1}^{\mathcal{T}} Pr(\mathbf{x}_n|\mathbf{y}, \hat{\boldsymbol{\theta}}^{(i)}) |y_k - \hat{\mathbf{h}}_k^{(i)T} \mathbf{x}_n|^2}{\sum_{k=1}^N \sum_{n=1}^{\mathcal{T}} Pr(\mathbf{x}_n|\mathbf{y}, \hat{\boldsymbol{\theta}}^{(i)})} \quad (10)$$

Denklem (10) da, $Pr(\mathbf{x}_n|\mathbf{y}, \hat{\boldsymbol{\theta}}^{(i)})$ durum geçişlerinin koşullu sonsal olasılıkları: ileri terimlerin, durum geçiş olasılıklarının ve geri terimlerin çarpımları ile hesaplanır. Durum geçiş olasılıkları ve ileri terimler, ileri yönlü yinelemeli işlem de hesaplandıktan

sonra geri terimler, geri yönlü yinelemeli işlem de hesaplanırlar. Kanal katsayılarının kestirilmesinde sadece ileri yönlü yineleme işleminden faydalanırken, gürültü varyansını kestirirken hem ileri hem de geri yönlü yinelemeli işlemde faydalanılmaktadır.

2.5. Kanal kod çözücü

Vericide kullanılan kanal kodlayıcıya karşılık gelen kafes gösterimi Şekil 3 te verilmiştir.



Şekil 3. $\frac{1}{2}$ oranlı 4 durumlu NRNSC(7,5) katlamalı kodlayıcının kafes diyagramı. Girdi/çıkıtları ise $a_k / b_{2k-1} b_{2k}$ şeklinde gösterilir.

Kodlayıcının kafes yapısında geçerli dal sayısı sekizdir ve şu şekilde gösterebilir; $\mathcal{C} = \{(r_0, r_0), (r_0, r_2), (r_1, r_0), (r_1, r_2), (r_2, r_1), (r_2, r_3), (r_3, r_1), (r_3, r_3)\}$, durum geçiş olasılıkları ise şöyle yazılabilir [5]:

$$\gamma_k(s_{k-1}, s_k) = Pr(a_k = a) \cdot Pr(b_{2k-1} | \mathbf{y}) \cdot Pr(b_{2k} | \mathbf{y}) \quad (11)$$

Denklem (11) deki, $Pr(b_{2k-1} | \mathbf{y})$ ve $Pr(b_{2k} | \mathbf{y})$ ifadeleri Denklem (5) teki gibi bulunur. Veri bitlerinin özdeş dağılıma sahip olduğu varsayımı altında $Pr(a_k = a) = 1/2$ olur. Kod çözücünün yumuşak çıktıları şu şekilde yazılabilir [2, 5]:

$$L(a_k | \mathbf{p}) = \ln \frac{\sum_{\forall (s_{k-1}, s_k) \in \mathcal{C}; a_k=0} \alpha_{k-1}(s_{k-1}) \gamma_k(s_{k-1}, s_k) \beta_k(s_k)}{\sum_{\forall (s_{k-1}, s_k) \in \mathcal{C}; a_k=1} \alpha_{k-1}(s_{k-1}) \gamma_k(s_{k-1}, s_k) \beta_k(s_k)} \quad (12)$$

$$L(b_{2k-1} | \mathbf{p}) = \ln \frac{\sum_{\forall (s_{k-1}, s_k) \in \mathcal{C}; b_{2k-1}=0} \alpha_{k-1}(s_{k-1}) \gamma_k(s_{k-1}, s_k) \beta_k(s_k)}{\sum_{\forall (s_{k-1}, s_k) \in \mathcal{C}; b_{2k-1}=1} \alpha_{k-1}(s_{k-1}) \gamma_k(s_{k-1}, s_k) \beta_k(s_k)} \quad (13)$$

$$L(b_{2k} | \mathbf{p}) = \ln \frac{\sum_{\forall (s_{k-1}, s_k) \in \mathcal{C}; b_{2k}=0} \alpha_{k-1}(s_{k-1}) \gamma_k(s_{k-1}, s_k) \beta_k(s_k)}{\sum_{\forall (s_{k-1}, s_k) \in \mathcal{C}; b_{2k}=1} \alpha_{k-1}(s_{k-1}) \gamma_k(s_{k-1}, s_k) \beta_k(s_k)} \quad (14)$$

Denklem (11, 12, 13) te $\mathbf{p} \triangleq [Pr(b_1|\mathbf{y}), Pr(b_2|\mathbf{y}), \dots, Pr(b_N|\mathbf{y})]^T$, kanal kod çözücüyeye gelen olasılık girdi kümesidir. Orijinal veri bitlerinin tahmini \hat{a}_k ile gösterilir ve şöyle hesaplanır:

$$\hat{a}_k = \begin{cases} 0, & L(a_k|\mathbf{p}) = \ln \frac{Pr(a_k=0|\mathbf{p})}{Pr(a_k=1|\mathbf{p})} \geq 0 \\ 1, & L(a_k|\mathbf{p}) = \ln \frac{Pr(a_k=0|\mathbf{p})}{Pr(a_k=1|\mathbf{p})} < 0 \end{cases} \quad (15)$$

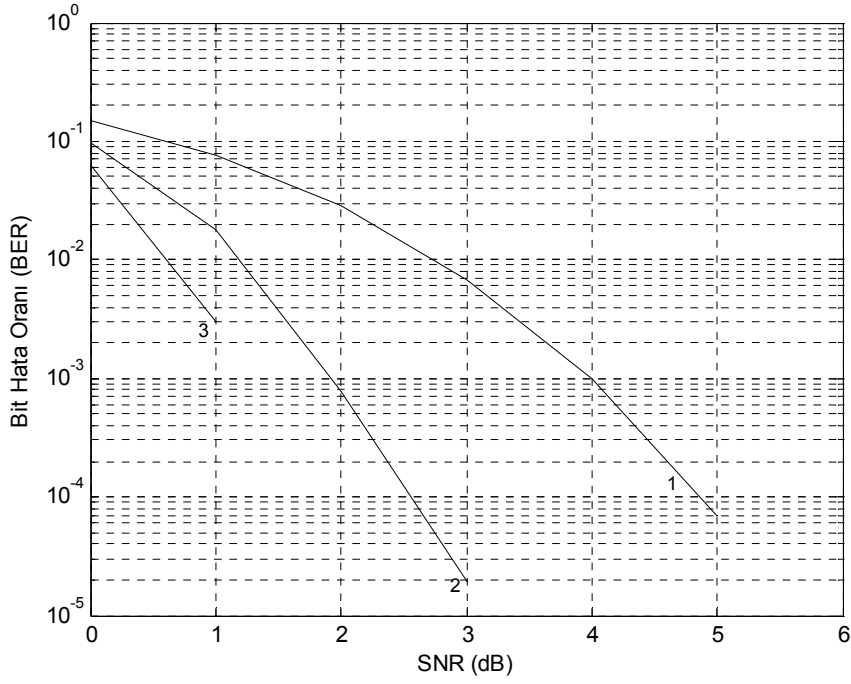
3. Simülasyon Sonuçları

Şekil 4 te, kanal katsayılarının ve gürültü varyansının bilindiği kabul edilerek gerçekleştirilen turbo denkleştirme bilgisayar simülasyon sonuçları gösterilmektedir. Şekil 5 te LMS algoritma ve ML kriteri kullanılarak yapılan gözü kapalı turbo denkleştirme benzetimi verilmiştir. Şekil 6 da ise kanal bilindiği durumda elde edilen en iyi BER eğrisi ile gözü kapalı alıcının ürettiği en iyi BER eğrisi karşılaştırılmıştır. Bilgisayar benzetimleri için kullanılan blok parametre değerleri tablo 1 de verilmiştir.

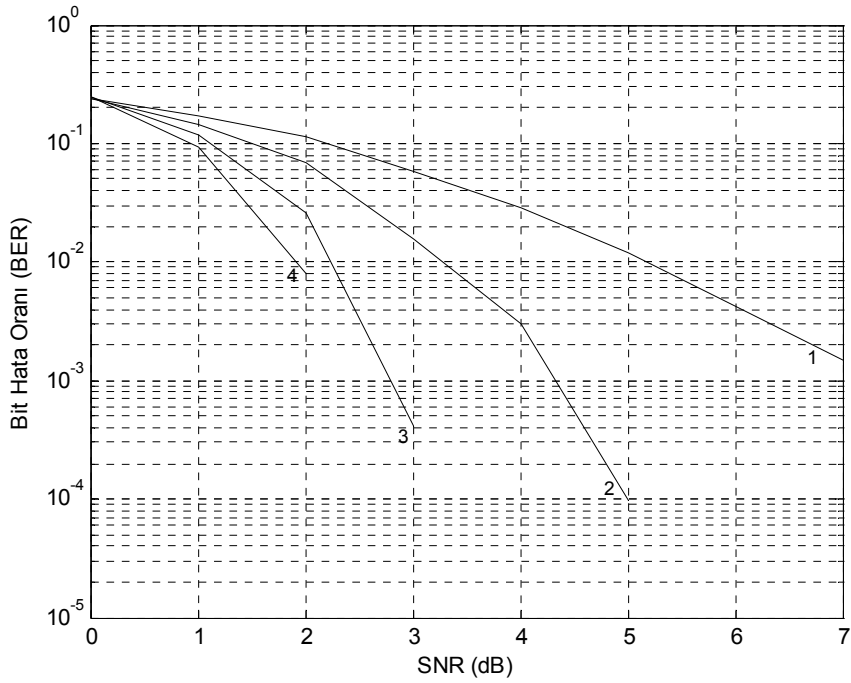
Kanal parametrelerinin mükemmel bilindiği koşullarda, en iyi bit hata oranı (BER) değerlerinin 3. döngüde elde edildiği ve SNR>1 dB olduğunda BER = 0 olduğu Şekil 4 te gözükmektedir. Gözü kapalı turbo denkleştiricinin ise en iyi BER değerlerini, 4.döngü de ürettiği Şekil 5 ten gözükmektedir. LMS algoritma kanal katsayılarını kestirmek için ML kriteri ise gürültü varyansını kestirmek için kullanılmıştır. Kestirilmiş kanal parametre değerleri, denkleştiriciye kullanması için verilir. Şekil 6 dan görüldüğü üzere iki eğri arasındaki fark BER'in sıfır olmadığı durumlarda, 1.5 dB'nin altındadır. Geliştirilen gözü kapalı turbo denkleştirici, SNR>2 dB olduğu andan itibaren sıfır bit hata oranı üretmektedir.

Tablo 1. Benzetimde kullanılan blokların (komponent) parametre değerleri

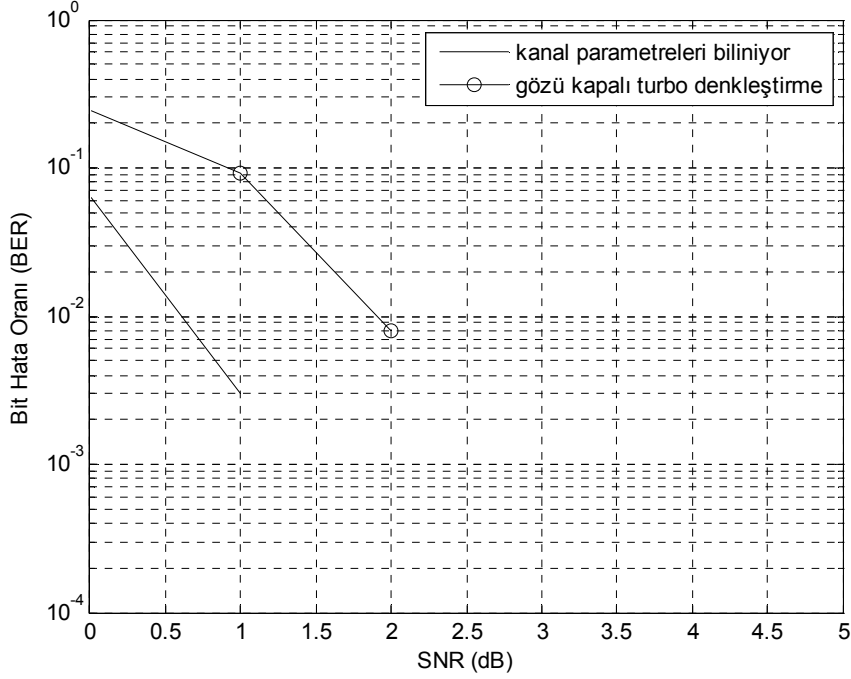
İkili veri dizisi uzunluğu	K = 512 bit
Kanal kodlayıcı	R = 1/2 oranlı, 4 durumlu NRNSC(7,5) katlamalı kodlayıcı, kısıt uzunluğu = 3.
Serpiştirici	Rastgele serpiştirici
Kanal	Proakis B kanalı, kanal katsayılarının başlangıç değeri $[1/\sqrt{L+1} \ 1/\sqrt{L+1} \ 1/\sqrt{L+1}]^T_{1 \times (L+1)}$
AWGN gürültü varyansı	Başlangıç değeri = 1
LMS artım aralığı	$\Delta = 0.005$
Alıcıda kullanılan denkleştirici ve kanal kod çözücü	SISO MAP (maksimum sonsal olasılık) denkleştirici, SISO MAP kanal kod çözücü



Şekil 4. Bir DPSK haberleşme sisteminde, kanalın mükemmel bilindiği durumda MAP algoritma kullanılarak yapılan turbo denkleştirme



Şekil 5. DPSK sistemler için alıcıda, gözü kapalı turbo denkleştirme yapılmış sonucunda elde edilen BER eğrileri.



Şekil 6. İki alıcının ürettiği en iyi BER eğrileri

4. Sonuçlar

Bu çalışmada, DPSK sistemler için yeni bir gözü kapalı turbo denkleştirici geliştirilmiştir. Gözü kapalı turbo denkleştirici, en iyi BER değerlerini dördüncü döngüde üretmiştir. Bilindiği üzere, döngü sayısı az olursa alıcıdaki hesaplama yükü de az olacaktır. Gözü kapalı kanal kestirilerek yapılan turbo denkleştirme ile kanalın mükemmel bilindiği durumda yapılan turbo denkleştirme sonucunda üretilen en iyi BER-SNR eğrileri arasındaki fark bit hata oranının sıfır olmadığı durumlarda 1.5 dB'den küçüktür. Gözü kapalı alıcının, en iyi BER değerlerini dördüncü döngüde üretmesi ve sıfır olmayan herhangi bir BER değerinde farkın 1.5 dB'nin altında olmasından dolayı, önerilen gözü kapalı turbo denkleştiricinin performansının iyi olduğunu söyleyebiliriz.

5. Kaynaklar

- [1].Haykin, S., Moher, M., **Introduction to analog & digital communications** 2nd ed. John Wiley & Sons: New Jersey, 2007.
- [2].Proakis, J.G., Salehi, M., **Digital Communications**, 5th ed. McGraw-Hill: New York, 2008.
- [3].Douillard, C. et al., Iterative correction of intersymbol interference: Turbo equalization, **European Transactions on Telecommunication**, vol. 6, no. 5, pp. 507-511, 1995.
- [4].Tuchler, M., Koetter, R., Singer, A.C., Turbo equalization: principles and new results, **IEEE Transactions on Communication**, vol. 50, no. 5, pp. 754-767, 2002.

- [5].Tuchler, M., Koetter, R., Singer, A.C., Turbo equalization, **IEEE Signal processing Magazine**, vol. 21, no. 1, pp. 67-80, 2004.
- [6].Chen, X. –M., Hoeher, P.A., Blind turbo equalization for wireless DPSK systems, in **Proceedings of the 4th International. ITG Conference on Source and Channel Coding (SCC'02)**, pp. 371–378, 2002.
- [7].Chen, X. –M., Hoeher, P.A., Trellis-based iterative adaptive blind sequence estimation for uncoded/coded systems with differential precoding, **EURASIP Journal on Applied Signal Processing**, vol. 2005, no. 6, pp. 828-843, 2005.
- [8].Nissila, M., Pasupathy, S., Adaptive Baum-Welch algorithms for frequency-selective fading channels, in **Proceedings of the IEEE International Conference on Communication (ICC'02)**, vol. 1, pp. 79-83, 2002.
- [9].Kaleh, G.K., Vallet, R., Joint parameter estimation and symbol detection for linear or nonlinear unknown channels, **IEEE Transactions on Communication**, vol.42, no. 7, pp. 2406-2413, 1994.
- [10].Proakis, J.G., Salehi, M., Bauch, G., **Contemporary communication systems**, 2nd ed. Thomson-Brooks/Cole, Canada, 2004.
- [11]. Bahl, L., Cocke, J., Jelinek, F., Raviv, J., Optimum decoding of linear codes for minimizing symbol error rate, **IEEE Transactions Information on Theory**, vol. 20, no. 2, pp. 284-287, 1974.