

# DPSK ve MSK Haberleşme Sistemleri için Turbo Denkleştirme

Serkan YAKUT\*

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

## Özet

Sayısal haberleşme sistemlerinde, alıcıda denkleştirme ve kod çözme işlemlerinin birlikte yapılması genellikle turbo denkleştirme olarak adlandırılır. Her bit hakkındaki yumuşak bilginin, denkleştirici ile kod çözücü arasında değiş-tokuş edilmesi yoluyla bit-hata-oranı (BER) performansı, turbo denkleştirmede iyileştirilir. Bu çalışmada, farksal faz kaydırmalı anahtarlama (DPSK) demodülasyonu kullanan turbo denkleştirici ile minimum kaydırmalı anahtarlama (MSK) demodülasyonu kullanan turbo denkleştiricinin BER performansları karşılaştırılmıştır. DPSK ve MSK modülasyonlarının tercih edilmelerinin sebebi faz belirsizliğinden kaçınmaktır.

**Anahtar kelimeler:** turbo denkleştirme, DPSK modülasyon, MSK modülasyon.

## Turbo Equalization for DPSK and MSK Communication Systems

### Abstract

In digital communication systems, joint equalization and decoding at the receiver is generally called turbo equalization. Soft information about each bit is exchanged between an equalizer and a decoder, by means of this, bit-error-rate (BER) performance is improved in turbo equalization. In this study, BER performances of the turbo equalizers, one of which uses differential phase shift keying (DPSK) demodulation and the other uses minimum shift keying (MSK) demodulation, are compared. The reason for preferring DPSK and MSK is to avoid the phase ambiguity.

**Keywords:** turbo equalization, DPSK modulation, MSK Modulation.

---

\* Serkan YAKUT, syakut@balikesir.edu.tr

## 1. Giriş

Sayısal haberleşme sistemlerinde, haberleşme kanalının frekans yanıtının ideal olmamasından ve verici-alıcı filtre işlemlerinden dolayı modülasyonlu sinyal bozunuma uğrar. Bu bozunuma semboller arası girişim (ISI) denir. ISI'nın zararlı etkisini telafi etme işlemine genellikle kanal denkleştirme denir [1]. Vericide kanal kodlama, alıcıda ise kod çözme işlemleri; kanal gürültüsüne ve alıcı hatalarına karşı yapılır [2].

Kodlanmış veri iletimi için denkleştirme ve kod çözme işlemlerinin birlikte yapılması turbo denkleştirme olarak adlandırılır. Turbo denkleştirme ilk kez bu çalışma [3] ile literatüre girmiştir. Turbo denkleştirme de yumuşak-girdi yumuşak-çıkış (SISO) denkleştirici ile SISO kod çözücü, iletilen semboller hakkında bildikleri yumuşak (olasılıksal) bilgileri, birbirleriyle paylaşarak yinelemeli bir döngü oluşturur. Yumuşak bilginin değiş tokuşu esnasında, yinelemeli döngüde sadece harici bilginin olmasına dikkat edilmelidir [2-4]. SISO denkleştirici ile SISO kod çözücü arasında döngü sayısı arttıkça haberleşme sisteminin bit hata oranı (BER) performansı artmaktadır. En iyi veya istenilen BER değerlere ulaşıldıktan sonra döngüye son verilir.

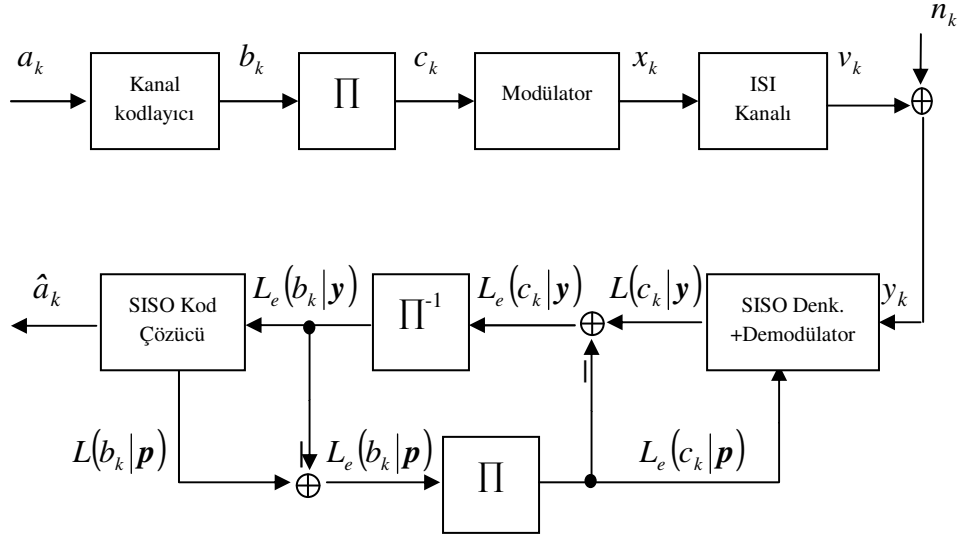
Son yıllarda, DPSK modülasyon yoğun biçimde araştırılmaktadır. Bu modülasyonun, hem atmosferik olan olmayan kanallar için hem de yüksek hızlı fiberler için çok uygun olduğu gösterilmiştir [5-7]. MSK modülasyon ise çok güzel özelliklere sahiptir; yüksek spektral verimlilik, kolay senkronizasyon ve iyi BER performansı üretmesi. MSK ve onun varyantları günümüzde telsiz haberleşme sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır mesela GSM ve uydu haberleşmesi gibi [8, 9].

Bu çalışmada, DPSK demodülasyonu kullanan turbo denkleştirici ile MSK demodülasyonu kullanan turbo denkleştiricinin BER performansları karşılaştırılmıştır. Demodülasyon, alıcıda ayrı bir işlem olarak yapılmamış, bunun yerine modülasyon ve ISI kanalından oluşan süper-kafes yapısından faydalanılarak; kanal denkleştirme ve demodülasyon, alıcıda birlikte yapılmıştır. Çalışmanın geri kalan kısmı aşağıdaki şekilde düzenlenmiştir. Kısım 2 de, verici, kanal modeli, denkleştirme ve kod çözme işlemleri tartışılmıştır. Alıcıların performansları benzetimler aracılığıyla kısım 3 te ölçülmüş ve çalışmanın sonuç tespitleri kısım 4 te yapılmıştır.

## 2. Sistem Modeli

Bu makalede turbo denkleştirici terimi, bütünüyle bir alıcıya karşılık gelecek şekilde kullanılmıştır. Kullanılan notasyonları belirtmek makaleyi daha iyi takip edebilmek için faydalı olacaktır. Vektörler küçük koyu harflerle belirtilmiştir. Transpoz ve karmaşık eşlenik sırasıyla  $(.)^T$ ,  $(.)^*$  ile gösterilmiştir. Serpiştirici ve ters serpiştirici için sırasıyla  $\Pi(.)$  ve  $\Pi^{-1}(.)$  sembolleri kullanılmıştır. Gürültü, karmaşık değerli AWGN olarak modellenmiştir (gürültü örnekleri karmaşık değerli birbirinden bağımsız ve özdeş dağılıma sahip Gauss rastlantı değişkenleridir, 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.

Vericide, K uzunluğundaki bilgi bitleri  $\mathbf{a} \triangleq [a_1, a_2, \dots, a_K]$ , ilkönce geri beslemesiz sistematik olmayan bir katlamalı (NRNSC) kodlayıcı ile kodlanır. Kod bitleri ise  $\mathbf{b} \triangleq$



Şekil 1. Çalışmada kullanılan haberleşme sistemi. Alıcıda, turbo denkleştirme yapılıyor.

$[b_1, b_2, \dots, b_N]$  ile gösterilir ve  $R = K/N$ , kod oranıdır. Daha sonra, kanalın bozucu etkisinden korunmak için kod bitleri serpiştirilir (kod bitlerinin sırası değiştirilir). Serpiştirme sonucu elde ettiğimiz ikili dizi  $\mathbf{c} \triangleq [c_1, c_2, \dots, c_N]$  ile gösterilir. Kanal sembollerini elde etmek için, bir modülör kullanılır. Farksal BPSK modülör çıktı sembolleri:

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

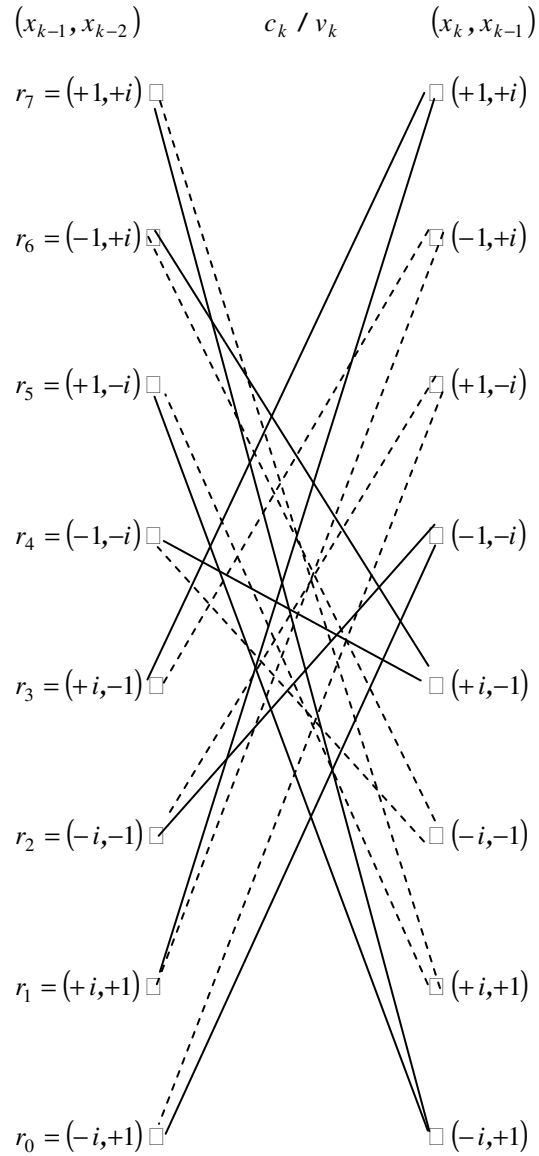
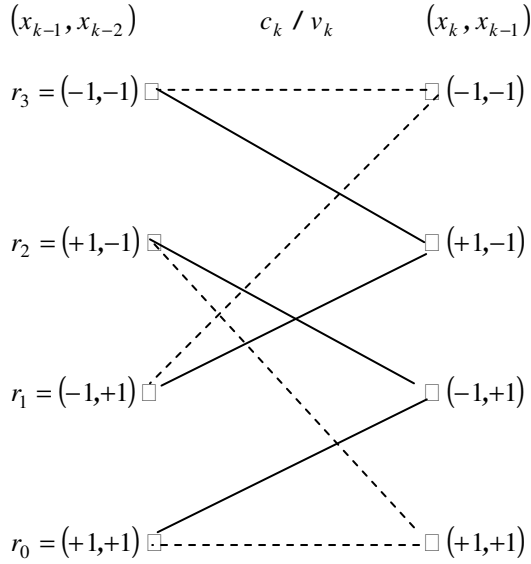
MSK modülör çıktı sembolleri ise [10]:

$$x_k = i(-1)^{c_k} \cdot x_{k-1}, \quad 1 \leq k \leq N \quad \text{ve} \quad x_0 = 1 \quad (2)$$

İletim filtresi, haberleşme kanalı ve alıcı filtresi örnekleme anlarında bir bütün olarak, ayrık zamanlı FIR (sonlu-dürtü yanıtı) filtre olarak modellenenbilir [1, 11] ve şöyle yazılabilir kanal çıktısı:

$$y_k = \sum_{l=0}^L h_l x_{k-l} + n_k = \mathbf{h}^T \mathbf{x}_n + n_k = v_k + n_k, \quad 1 \leq k \leq N \quad (3)$$

Denklem (3) te  $\mathbf{L}$ , 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 toplanır beyaz Gauss gürültü (AWGN) örneği olduğunu belirtir. Kanal hafıza uzunluğu iki olan farksal BPSK/ISI süper-kafes yapısı Şekil 2 de gösterilmektedir. Bu süper kafes yapısında geçerli dal sayısı sekiz;  $\mathfrak{S} = \{(r_0, r_0), (r_0, r_1), (r_1, r_2), (r_1, r_3), (r_2, r_0)$



Şekil 2. DBPSK/ISI süper-kafes yapısı L=2      Şekil 3. MSK/ISI süper-kafes yapısı L=2

, $(r_2, r_1), (r_3, r_2), (r_3, r_3)$  ve kanal  $k$  anında, dört farklı durumdan birinde olabilir. MSK/ISI süper-kafes yapısı ise Şekil 3 te verilmiştir. Süper-kafes yapısındaki geçerli dal sayısı onaltı;  $\mathfrak{S} = \{(r_0, r_4), (r_0, r_5), (r_1, r_6), (r_1, r_7), (r_2, r_4), (r_2, r_5), (r_3, r_6), (r_3, r_7), (r_4, r_2), (r_4, r_3), (r_5, r_0), (r_5, r_1), (r_6, r_2), (r_6, r_3), (r_7, r_0), (r_7, r_1)\}$  ve haberleşme kanalı sekiz farklı durumdan birinde  $s_k \in \{r_0, r_1, r_2, r_3, r_4, r_5, r_6, r_7\}$  olabilir. Şekil 2 ve 3 te, kesikli çizgi  $c_k = 0$  olduğunu sürekli çizgi ise  $c_k = 1$  olduğunu belirtir. DBPSK/ISI ve MSK/ISI süper-kafes yapıları için durum geçiş olasılıkları aşağıdaki ifade ile hesaplanırlar [12]:

$$\gamma_k(s_{k-1}, s_k) = \frac{e^{-c \cdot L(c_k)}}{\pi \sigma_n^2 (1 + e^{-L(c_k)})} e^{-\frac{|y_k - v_k|^2}{\sigma_n^2}}, \quad c \in \{0, 1\} \quad (4)$$

Denklem (4) te, Logaritmik olabilirlik oranı,  $L(c_k) \triangleq \ln (P(c_k=0)/ P(c_k=1))$  olarak tanımlanmıştır. İleri metrik  $\alpha_k(s_k)$  ve geri metrik  $\beta_k(s_k)$  yinelemeli hesaplanabilir [1, 13]:

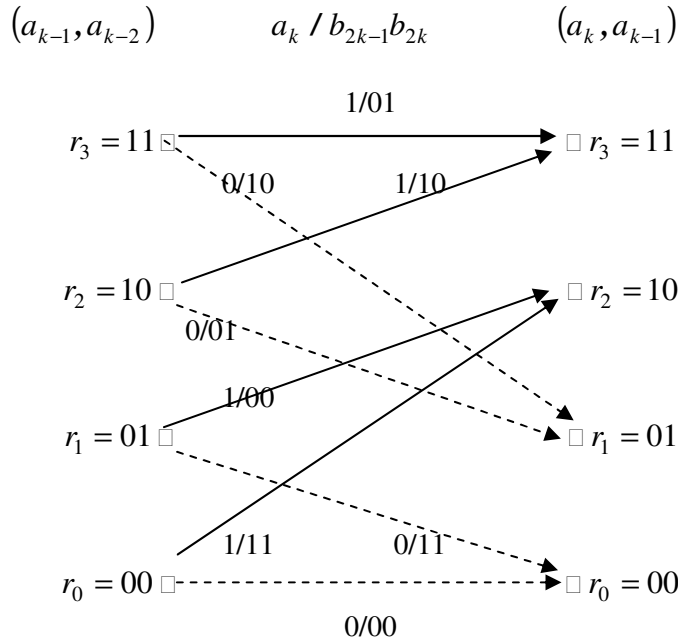
$$\alpha_k(s_k) = \sum_{\forall (s_{k-1}, s_k) \in \mathfrak{S}} \gamma_k(s_{k-1}, s_k) \cdot \alpha_{k-1}(s_{k-1}) \quad (5)$$

$$\beta_{k-1}(s_{k-1}) = \sum_{\forall (s_{k-1}, s_k) \in \mathfrak{S}} \gamma_k(s_{k-1}, s_k) \cdot \beta_k(s_k) \quad (6)$$

kanal denkleştirme artı demodülasyon işlemleri sonucunda üretilen yumuşak bilgi [2]:

$$L(c_k | \mathbf{y}) = \ln \frac{P(c_k = 0 | \mathbf{y})}{P(c_k = 1 | \mathbf{y})} = \ln \frac{\sum_{\forall (s_{k-1}, s_k) \in \mathfrak{S}, c_k=0} P(s_{k-1}, s_k, \mathbf{y})}{\sum_{\forall (s_{k-1}, s_k) \in \mathfrak{S}, c_k=1} P(s_{k-1}, s_k, \mathbf{y})} \quad (7)$$

Vericide kullanılan kanal kodlayıcıya [2] karşılık gelen kafes gösterimi Şekil 4 te verilmiştir.



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

Kodlayıcının kafes yapısında geçerli dal sayısı sekizdir ve şu şekilde gösterebilir;  $\mathfrak{X} = \{(r_0, r_0), (r_0, r_2), (r_1, r_0), (r_1, r_2), (r_2, r_1), (r_2, r_3), (r_3, r_1), (r_3, r_3)\}$ . ,durum geçiş olasılıkları ise şöyle yazılabilir [2]:

$$\gamma_k(s_{k-1}, s_k) = P(a_k = a) \cdot P(b_{2k-1} | \mathbf{y}) \cdot P(b_{2k} | \mathbf{y}) \quad (8)$$

Veri bitlerinin özdeş dağılıma sahip olduğu varsayımı altında  $Pr(a_k = a) = 1/2$  olur. Kod çözücünün yumuşak bilgi çıktıları şu şekilde yazılabilir [2]:

$$L(a_k | \mathbf{p}) = \ln \frac{\sum_{\forall (s_{k-1}, s_k) \in \mathfrak{N}, a_k=0} \alpha_{k-1}(s_{k-1}) \gamma_k(s_{k-1}, s_k) \beta_k(s_k)}{\sum_{\forall (s_{k-1}, s_k) \in \mathfrak{N}, a_k=1} \alpha_{k-1}(s_{k-1}) \gamma_k(s_{k-1}, s_k) \beta_k(s_k)} \quad (9)$$

$$L(b_{2k-1} | \mathbf{p}) = \ln \frac{\sum_{\forall (s_{k-1}, s_k) \in \mathfrak{N}, b_{2k-1}=0} \alpha_{k-1}(s_{k-1}) \gamma_k(s_{k-1}, s_k) \beta_k(s_k)}{\sum_{\forall (s_{k-1}, s_k) \in \mathfrak{N}, b_{2k-1}=1} \alpha_{k-1}(s_{k-1}) \gamma_k(s_{k-1}, s_k) \beta_k(s_k)} \quad (10)$$

$$L(b_{2k} | \mathbf{p}) = \ln \frac{\sum_{\forall (s_{k-1}, s_k) \in \mathfrak{N}, b_{2k}=0} \alpha_{k-1}(s_{k-1}) \gamma_k(s_{k-1}, s_k) \beta_k(s_k)}{\sum_{\forall (s_{k-1}, s_k) \in \mathfrak{N}, b_{2k}=1} \alpha_{k-1}(s_{k-1}) \gamma_k(s_{k-1}, s_k) \beta_k(s_k)} \quad (11)$$

Denklem (9, 10, 11) te  $\mathbf{p} \triangleq [Pr(b_1 | \mathbf{y}), Pr(b_2 | \mathbf{y}), \dots, Pr(b_N | \mathbf{y})]$ , kanal kod çözücüne gelen olasılık girdi kümesidir. Orijinal veri bitlerinin tahmini  $\hat{a}_k$  ile gösterilir ve şöyle hesaplanır:

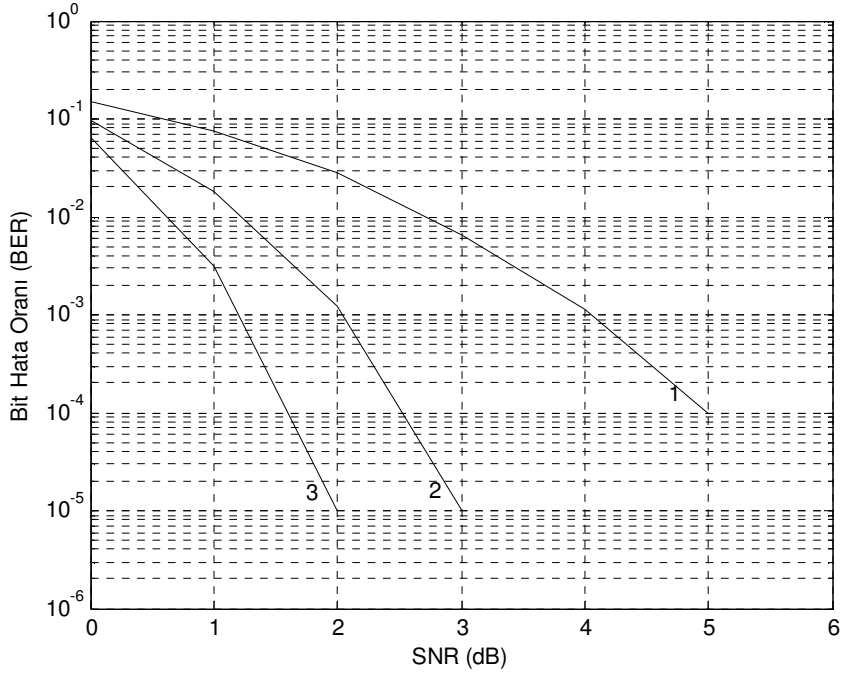
$$\hat{a}_k = \begin{cases} 0, & L(a_k | \mathbf{p}) = \ln \frac{P(a_k = 0 | \mathbf{p})}{P(a_k = 1 | \mathbf{p})} \geq 0 \\ 1, & L(a_k | \mathbf{p}) = \ln \frac{P(a_k = 0 | \mathbf{p})}{P(a_k = 1 | \mathbf{p})} < 0 \end{cases} \quad (12)$$

### 3. Simülasyon Sonuçları

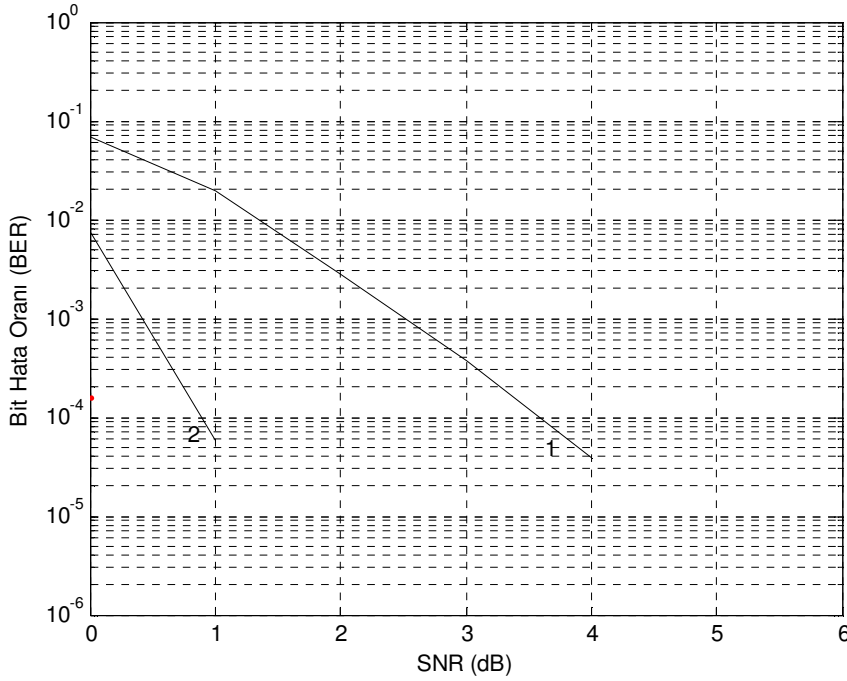
DBPSK demodülasyonlu turbo denkleştirme bilgisayar simülasyon sonuçları ve MSK demodülasyonlu turbo denkleştirme simülasyon sonuçları sırasıyla Şekil 5 ve Şekil 6 da gösterilmektedir. Bilgisayar benzetimleri için kullanılan blok parametre değerleri tablo 1 de verilmiştir.

Tablo 1. Benzetimde kullanılan blokların (komponent) parametre değerleri

İkili veri dizisi uzunluğu	K = 512 bit
Kanal kodlayıcı	R = 1/2 oranlı, 4 durumlu NRNSC(5,7) katlamalı kodlayıcı, kısıt uzunluğu = 3.
Serpiştirici	Rastgele serpiştirici
Kanal	Proakis B kanalı,
Alıcıda kullanılan denkleştirici ve kanal kod çözücü	SISO MAP (maksimum sonsal olasılık) denkleştirici, SISO MAP kanal kod çözücü



Şekil 5. Bir DPSK haberleşme sisteminde, MAP algoritma kullanılarak yapılan turbo denkleştirme



Şekil 6. Bir MSK haberleşme sisteminde, MAP algoritma kullanılarak yapılan turbo denkleştirme

Kanal parametrelerinin mükemmel bilindiği koşullar altında DBPSK demodülasyonlu turbo denkleştirmede en iyi BER değerlerinin 3.döngüde elde edildiği ve SNR>2 dB olduğunda BER=0 olduğu hem Tablo 2 den hem de Şekil 5 ten görülmektedir. MSK demodülasyonlu turbo denkleştirmede en iyi BER değerlerinin 3.döngüde elde edildiği Tablo 3 ten görülmektedir.

Tablo 2. Alıcıda, DBPSK demodülasyonlu turbo denkleştirme yapılması sonucunda elde edilen BER değerleri

SNR	1.döngü	2.döngü	3.döngü
0 dB	0.149336	0.094395	0.063057
1 dB	0.074795	0.018203	0.003106
2 dB	0.027959	0.001221	0.000010
3 dB	0.006582	0.000010	0
4 dB	0.001123	0	0
5 dB	0.000098	0	0
6 dB	0	0	0

Tablo 3. Alıcıda, MSK demodülasyonlu turbo denkleştirme yapılması sonucunda elde edilen BER değerleri

SNR	1.döngü	2.döngü	3.döngü
0 dB	0.068428	0.007510	0.000156
1 dB	0.019746	0.000059	0
2 dB	0.002783	0	0
3 dB	0.000371	0	0
4 dB	0.000039	0	0
5 dB	0	0	0
6 dB	0	0	0



#### 4. Sonuçlar

Bu çalışmada, DPSK demodülasyonu kullanan turbo denkleştirici ile MSK demodülasyonu kullanan turbo denkleştiricinin BER performansları karşılaştırılmıştır. Bilgisayar simülasyon sonuçlarına göre; MSK haberleşme sistemlerinde alıcıda turbo denkleştirme yapılması sonucunda elde edilen BER değerleri DPSK haberleşme sistemlerinde elde edilen BER değerlerinden daha iyidir. Bununla birlikte, DPSK modülasyonlu sistemde turbo denkleştirici; üçüncü döngüde SNR >2 dB olduğunda sıfır bit hata oranına ulaşmaktadır. Sonuç olarak, her iki modülasyon türünün de yaygın olarak gelecekte kullanılmaya devam edilmeleri şaşırtıcı olmayacaktır.

#### 5. Kaynaklar

- [1] Proakis, J.G., Salehi, M., **Digital Communications**, 5<sup>th</sup> ed. McGraw-Hill: New York, (2008).
- [2] Tuchler, M., Koetter, R., Singer, A.C., Turbo equalization, **IEEE Signal processing Magazine**, 21, 1, 67-80, (2004).
- [3] Douillard, C. et al., Iterative correction of intersymbol interference: Turbo equalization, **European Transactions on Telecommunication**, 6, 5, 507-511, (1995).
- [4] Tuchler, M., Koetter, R., Singer, A.C., Turbo equalization: principles and new results, **IEEE Transactions on Communication**, 50, 5, 754-767, (2002).
- [5] Neokosmidis, I., Kamalakis, T., Sphicopoulos, T., Multicanonical monte carlo modeling of wavelength division multiplexed differential phase shift keying systems, **IEEE Journal of Lightwave Technology**, 27, 22, 5065-5072, (2009).
- [6] Gao, S., Dang, A., Guo, H., Performance of wireless optical communication systems using DPSK modulation, in **Proceedings of the 11<sup>th</sup> International IEEE Conference on Advanced Communication Technology (ICACT'09)**, 3, 1793-1796, (2009).
- [7] Zhao, J., et al., Chromatic dispersion monitoring for DPSK systems using RF power spectrum, **IEEE Journal of Lightwave Technology**, 27, 24, 5704-5709, (2009).
- [8] Leib, H., Pasupathy, S., Error-control properties of minimum shift keying, **IEEE Communication Magazine**, 31, 1, 52-61, (1993).
- [9] G. Bucci, C. Landi, G. Ocera, A novel technique for testing pulsed RF MSK data communication devices, **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, 49, 5, 1009-1017, (2000).
- [10] Grellier, O., Comon, P., Blind equalization and source separation with MSK inputs, **SPIE Conference on Advances in Signal Processing**, July 22-24, San Diego, USA, (1998).
- [11] Proakis, J.G., Salehi, M., Bauch, G., **Contemporary communication systems**, 2<sup>nd</sup> ed. Thomson-Brooks/Cole, Canada, (2004).
- [12] Yakut, S., DPSK Sistemler için LMS Algoritma ve ML Kriteri Temelli, Gözü Kapalı Kanal Kestiriminin ve Turbo Denkleştirmenin Birlikte Yapılması, **Balıkesir Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi**, 12, 2, 75-84, (2010).
- [13] Bahl, L., Cocke, J., Jelinek, F., Raviv, J., Optimum decoding of linear codes for minimizing symbol error rate, **IEEE Transactions Information on Theory**, 20, 2, 284-287, (1974).