



Çok Girişli Çok Çıkışlı Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullamalı Sistemlerde Kanal Kodlaması Performans Analizi

Performance Analysis of Channel Coding in Multi Input Multi Output Orthogonal Frequency Division Multiplexing

Ramazan GÜNGÜNEŞ¹, Eyüp TUNA², Murat LÜY^{*2}

¹Kırıkkale Üniversitesi, Keskin MYO, Elektrik ve Enerji Bölümü, Kırıkkale

² Kırıkkale Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Kırıkkale

Başvuru/Received: 12/11/2018

Kabul/Accepted: 12/12/2018

Son Versiyon/Final Version: 31/12/2018

Öz

Dikgen frekans bölmeli çoğullama (OFDM) ve frekans bölmeli çoğullama (FDM) gibi çok taşıyıcı modülasyon tekniklerinin, hızlı değişen çok yollu iletişim kanallarında, semboller arası girişimlere (ISI) ve gürültüye karşı tek taşıyıcı iletişim sistemlerine göre çok daha dayanıklı olduğu son yıllarda yapılan çalışmalarla ortaya konmuştur. Bu nedenle yeni nesil data hızı yüksek, geniş bantlı kablosuz iletişim sistemleri için, çok taşıyıcı modülasyon teknikleri aday olarak düşünülmekte ve standart olarak yerleşmektedir. Bu çalışmada, çok girişli çok çıkışlı dikgen frekans bölmeli çoğullamalı (MIMO-OFDM) sistemlerde, hata kontrol kodları olarak bilinen düşük yoğunluklu eşlik kontrol (LDPC) kodları, uzay-zaman blok kodları (STBC) ve konvolüsyon kodları ele alınmıştır. Her üç kod için de ikili faz kaydırmalı anahtarlama (BPSK) sistemlerinde, toplamsal beyaz Gauss gürültülü (AWGN) kanal için performans analizleri yapılmış ve sonuçları karşılaştırılmıştır. LDPC kodları, uzay-zaman blok kodları ve konvolüsyon kodlarının ikili faz kaydırmalı anahtarlama sistemleri üzerindeki bit hata oranı (BER) karşılaştırması matlab programıyla simüle edilerek verilmiştir. Simülasyon sonuçlarında, uzay-zaman blok kodlarının, düşük yoğunluklu eşlik kontrol kodları ve konvolüsyon kodlarına göre daha üstün bir performans sağladığı gözlemlenmiştir.

Anahtar Kelimeler

“Düşük yoğunluklu eşlik kontrol kodlar, uzay-zaman blok kodlar, konvolüsyon kodlar, dikgen frekans bölmeli çoğullama, çok girişli çok çıkışlı dikgen frekans bölmeli çoğullama.”

Abstract

Multicarrier modulation techniques like orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) and frequency division multiplexing (FDM) have recently been introduced as robust techniques against intersymbol interference (ISI) and noise, compared to single carrier communication systems over fast fading multipath communication channels. Therefore, multicarrier modulation techniques have been considered as a candidate for new generation, high data rate broadband wireless communication systems and have been adopted as the related standards. In this study, low density parity-check (LDPC) codes, space-time block codes (STBC) and convolutional codes, which are known as error control codes, are discussed in multi-input multiple-output orthogonal frequency division multiplexed (MIMO-OFDM) systems. Specifically, performance results for additive white Gaussian noise (AWGN) channel in binary phase shift keying (BPSK) systems of these three codes have been compared. Bit error rates (BER) on binary phase shift keying systems of space-time block codes, low density parity check codes and convolutional codes are simulated using matlab. Simulation results show that space-time block codes provide better performance than the other two error control codes.

Key Words

“Low density parity check codes, space-time block codes, convolutional codes, orthogonal frequency division multiplexing, multi-input multi-output orthogonal frequency division multiplexing.”

1. GİRİŞ

İletişim hizmetlerinin son yıllarda kullanım oranının hızlı bir şekilde artış göstermesi, daha hızlı ve kaliteli veri iletimi ve daha verimli band genişliği kullanılması gerekliliğini beraberinde getirmiştir. Gezgin iletişim sistemlerinde çok yönlü sönümlemeli kanalların etkisi istenilen düzeyde iletişimin sağlanmasını zorlaştırmaktadır (S. M. Alamouti, 1998). Verici ile alıcı arasında kurulan kanal, bu iki birim arasındaki engellerin (yüksek binalar, dağlar, v.s.) ve gezgin birimin ya da birimlerin hareketi sonucu sürekli değişimlere maruz kalmaktadır. Kanalin darbe yanıtının zamanla değişmesi alıcıda elde edilen işaretin aşırı sönümlemesine neden olabilmektedir (E. Eryılmaz, 2004). C.E. Shannon'a dek haberleşme teorikçileri, gürültülü bir kanal üzerinden enformasyon iletimi işleminde yapılan hata olasılığını küçültmek için yegane yolun işaret/gürültü oranının büyütülmesi ve/veya iletim hızının düşürülmesi gerektiğini düşünmekteydiler. Claude Shannon'un 1948'de yayınlanan iletişimin matematiksel teorisi adlı tezinde gürültülü kodlama teorisine bir başlangıç yapılmıştır (C. E. Shannon, 1948). Shannon'un bu tezinde, her iletişim kanalının kanal kapasitesi adı verilen bir sayıyla ilişkili olduğu saptanmıştır. Gönderilen bilgi kanal tarafından bozulsa bile, bilginin kanal kapasitesinden daha düşük oranda gönderilmesi koşulu altında güvenli bir iletişimin sağlanabileceği kanıtlanmıştır. Güvenli bir iletişim sağlamak için literatürde değişik hata sezme ve/veya hata düzeltme şeklinde hata kontrol kodları kullanılmıştır. Düşük yoğunluklu eşlik kontrol kodlama, uzay zaman blok kodlama ve konvolüsyon kodlama türleri bunlardan birkaçıdır. Çok girişli çok çıkışlı (MIMO) sistemlerde verici ve alıcıda birden fazla anten kullanılmaktadır. Bu tür sistemlerde maliyeti azaltmak ve kapasiteyi arttırmak için verici-alıcı arasındaki kanallardan en iyi başarıyı sağlayanlar seçilir (A. F. Molisch, 2003).

Dikgen frekans bölmeli çoğullama (OFDM) yüksek frekanslı askeri uygulamalarda kullanılan çok taşıyıcılı modülasyon tekniğiyle 60'ların son zamanlarında ortaya çıkarılmıştır (R.W. Chang, 1966). 1971 yılında Weinstein ve Ebert, semboller arası girişim (ISI) ve taşıyıcılar arası girişimden (ICI) korunmak için koruma aralığı eklemesini ve etkin bir şekilde OFDM fonksiyonu sağlamak için ters hızlı fourier dönüşümü / hızlı fourier dönüşümü (IFFT/FFT) kullanımını önermiştir. Böylelikle OFDM'nin yeni yapısını oluşturmuştur (S.B. Weinstein et al, 1971). 1980'lerde OFDM, yüksek hızlı modemler, sayısal iletişim sistemleri ve yüksek yoğunluklu kaydedicilerde kullanılmıştır. Hirosaki, ayrık fourier dönüşümünü (DFT) kullanarak çoğullanmış QAM için OFDM tekniklerini araştırmış ve aynı zamanda çoğullanmış QAM kullanarak 12.9 kbps'lik ses veri modeminin tasarlamıştır. Bu sistemde taşıyıcıyı dengede tutmak ve saat frekans kontrolü için bir pilot ton kullanılmış ve istenen taşıyıcı-gürültü oranını azaltmak için kafes kodlama kullanılmıştır. Bu yıllarda değişik hızlı modemler, telefon ağları için tasarlanmıştır. 1990'larda OFDM, yüksek bit hızlı asimetrik sayısal kullanıcı hattı (HDSL), çok yüksek bit hızlı asimetrik kullanıcı hattı (VHDSL), dijital ses yayıncılığı (DAB), dijital görüntü yayıncılığı (DVB) gibi genişband veri haberleşme uygulamaları için uygulanmaya başlanmıştır. Bu teknik her geçen gün daha fazla ilgi çekmiş ve daha fazla kullanım alanına sahip olmuştur ve günümüzde de sayısal ses yayıncılığı ve sayısal video görüntü yayıncılığında standart haline gelmiştir (Digital Broadcasting Systems, 1996). Geçtiğimiz birkaç yıl öncesinde kablosuz yerel ağlarda geniş bir kullanım alanına sahip olmuştur. OFDM tekniği, Kuzey Amerika'da IEEE 802-11 ve Avrupa da Hiperlan/2 olarak kablosuz yerel ağ standartlarına uyarlanmıştır (Onizawa, T., et al, 1999).

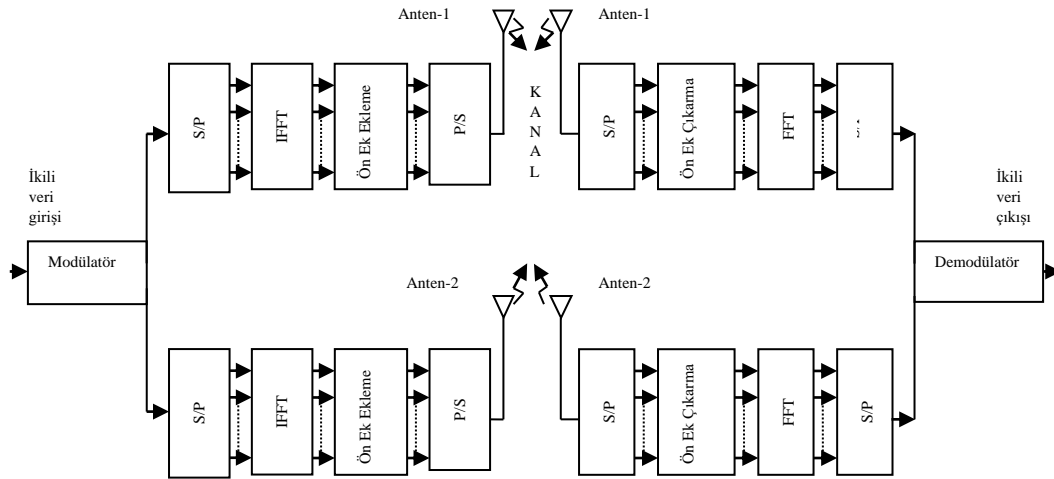
Bu çalışmada düşük yoğunluklu eşlik kontrol (LDPC) kodları, uzay-zaman blok kodları (STBC) ve konvolüsyon kodları kullanılarak kodlanmış çok girişli çok çıkışlı dikgen frekans bölmeli çoğullamalı (MIMO-OFDM) sistemlerin ikili faz kaydırmalı anahtarlama (BPSK), dik faz kaydırmalı anahtarlama (QPSK) ve dik genlik modülasyonu (QAM) türleri ile toplamsal beyaz Gauss gürültülü kanalda (AWGN) performansları incelenmiş ve sonuçlar karşılaştırılmıştır.

2. MIMO-OFDM Sistem Modeli

Kablosuz haberleşme sistemlerinde sönümleme etkilerine karşı koyma yöntemlerinden biri çok antenli, bir başka deyişle çok girişli çok çıkışlı sistemler kullanmaktır. Bu yöntem anten çeşitlemesi olarak bilinir (Sampath, H., et al., 2002). MIMO sistemler tek girişli ve tek çıkışlı (SISO) sistemlere göre sönümlemeye karşı daha fazla dayanıklı olmalarından dolayı son yıllarda yüksek hızlarda veri iletimine izin veren OFDM sistemlerinde kullanılmaktadır. Bu sayede bir MIMO-OFDM sisteminde sönümlemenin meydana getirebileceği veri kayıpları en aza indirilmekte ve bu sayede daha az kayıplı ve kazancı yüksek veri iletimleri gerçekleştirilmektedir (Gordon, L.S, et al, 2004). Ancak sönümlemeli etkiye sahip kablosuz iletişim kanalının etkilerini yok etmek için kullanılan MIMO-OFDM sistemlerinde alıcı sinyali yeniden elde edebilmek için kanalların durum bilgilerine (CSI) ihtiyaç duyulmaktadır. Eğer alıcı tarafta kanal durum bilgisi tam olarak kestirilemezse gönderilen verilerin doğru bir biçimde alınması mümkün olmayacaktır (Barhumı, I., 2003 & Li, J., 2004). Şekil 1'de bir MIMO-OFDM sisteminin blok diyagramı görülmektedir.

Bir MIMO-OFDM sisteminde gelen ikili veriler, modülasyon işleminden alıcı ve verici anten sayısına bağlı olarak ayrılmaktadır. Her bir antene bağlı yapıda tek girişli tek çıkışlı OFDM yapısı yer almaktadır. Her bir koldaki seri veri akışı IFFT'si alınabilmesi için seri-paralel dönüştürücüden geçer. OFDM sisteminde dikgenliği sağlayan ters hızlı fourier dönüşümü işlemi (N veri sembollerinin blokları üzerinde) vericide gerçekleştirilmekte ve bunu IFFT bloğunun paralelden seriye dönüştürülmüş çıkışının ilk "v" örneğinin kopyasını içeren "v" uzunluklu çevrimsel ön ek ekleme işlemi izlenmektedir. "j." alıcı antende "i." verici

antenden gönderilen sembollere ait çevrimsel ön ek kaldırılır ve FFT'si alındıktan sonra işaret Denklem 1'deki gibi olur (Minn, H., et al. 2005).



Şekil 1. MIMO-OFDM blok diyagramı.

$$Y_j[n, k] = \sum_{i=1}^{N_r} X_i[n, k]H_{i,j}[n, k] + N_j[n, k] \quad (1)$$

Bu ifade; $H_{i,j}[n, k]$ "i." verici ile "j." alıcı anten arasındaki frekans cevabı, $X_{i,j}[n, k]$ iletilen OFDM sembolü ve $N_j[n, k]$ ise σ_n^2 varyans ve sıfır ortalamalı toplamsal beyaz Gauss gürültüsüdür (Minn, H., et al. 2005).

3. KANAL KODLAMA TÜRLERİ

3.1. Düşük Yoğunluklu Eşlik Kontrol Kodları

Düşük yoğunluklu eşlik kontrol kodları, eşlik-kontrol matrisi H'nin düşük yoğunluklu olarak l'lere sahip olduğu bir tür blok kodudur. "Düşük yoğunluk" ile kastedilen kodun özelliğini belirleyen eşlik-kontrol matrisinin blok kodunun matrisine göre daha az sayıda "1", daha fazla sayıda "0" içermesidir. "H" eşlik kontrol matrisinin yapısı Denklem 2'de gösterildiği gibidir (C. Yıldız, 2006).

$$H = k \begin{Bmatrix} \overbrace{1 \dots 1 \dots 1}^n \\ \vdots \\ \dots 1 \dots \\ \vdots \\ \dots 1 \dots \\ \vdots \\ \dots 1 \dots \\ \vdots \\ \dots 1 \dots \end{Bmatrix} \quad (2)$$

Düşük yoğunluklu eşlik kontrol kodları düzenli LDPC kodları ve düzensiz LDPC kodları olarak ikiye ayrılır.

3.1.1. Düzenli Düşük Yoğunluklu Eşlik Kontrol Kodları

Düzenli LDPC kodu, H eşlik-kontrol matrisinin, her bir sütununun aynı w_c sayıda 1 içermesi ve her bir satırının da aynı $w_r = w_c(n/m)$ sayıda 1 içermesiyle oluşturulur. Burada "m", "n-k" tane eşlik-kontrol bitini gösterir ve $w_c \ll m$ 'dir. Kod oranı $R = k/n$ olduğundan, bu parametreler ile kod oranı arasında $R = 1 - w_c/w_r$ şeklinde bir ilişki mevcuttur (C. Yıldız, 2006).

3.1.2. Düzensiz Düşük Yoğunluklu Eşlik Kontrol Kodları

H düşük yoğunluklu olduğu halde her bir satır ve sütunundaki 1'lerin sayısı sabit değilse, o zaman bu koda düzensiz düşük yoğunluklu eşlik kontrol kodu denir. Richardson (T. J. Richardson, 2001) ve Luby (M. G. Luby, 2001) düzensiz düşük yoğunluklu eşlik kontrol kodlarının derece dağılım polinomlarını $\lambda(x)$ ve $\rho(x)$ olarak tanımlamışlardır ve bu tür kodların bu polinomlarla kanalların özelliklerine göre nasıl uygunlaştırılacağını göstermişlerdir. Düzensiz düşük yoğunluklu eşlik kontrol kodları için w_c ve w_r parametreleri satır ve sütun sayılarının fonksiyonudur ve gösterimleri farklıdır. Bunun yerine literatürde kullanılan değişken düğüm ve kontrol düğümü derece dağılım polinomları $\lambda(x)$ ve $\rho(x)$ tarafından elde edilir ve gösterilirler (T. J. Richardson, 2001). Bu polinomlar Denklem 3 ve Denklem 4'te gösterildiği gibidir.

$$\lambda(x) = \sum_{d=1}^{d_v} \lambda_d x^{d-1} \quad (3)$$

dir. Burada; λ_d , tüm köşelerin d-dereceli değişken düğümlere bağlandığı parçayı belirtir. d_v , maksimum değişken düğüm derecesidir. Aynı şekilde;

$$\rho(x) = \sum_{d=1}^{d_c} \rho_d x^{d-1} \quad (4)$$

dir. Burada; ρ_d , tüm köşelerin d-dereceli kontrol düğümlerine bağlandığı parçayı gösterir. d_c ise maksimum kontrol düğüm derecesidir.

3.1.3. LDPC Kod Çözümü

3.1.3.1. Yinelemeli Kod Çözümü

Bir yinelemeli kod çözme yolu olan bit-çevirme algoritması, her bir alınan bitin anlık kuvvetli kararı (0 veya 1) değerlendirmesine dayanmaktadır. Yinelemeli kod çözmenin yapılabilmesi için gerekli olan kodun, Tanner grafiğindeki düğümler arasındaki mesajların geçişidir. Bit-çevirme algoritması için mesajlar basittir. Eğer alınan bit "1" ya da "0" ise, tanımlanan düğüme bağlı olan bit düğümü kontrol düğümlerinin her birine alınan mesajı gönderir ve her kontrol düğümü eşlik kontrol eşitliğinin sağlanması ya da sağlanmaması durumuna bakmaksızın bit düğümünün her birine mesajı gönderir (C. Di, D. Proietti, 2002).

3.1.3.2. Toplam-Çarpım Kod Çözümü

Toplam-çarpım kod çözüm algoritması ilk olarak Gallager tarafından 1962'de sahte-rasgele yapıldı LDPC kodlarını içeren tezinde tanıtılmıştır (S. Y. Chung,2001). Toplam-çarpım algoritmasıyla çözülmüş "10⁷" blok uzunluklu yüksek kullanımlı düzensiz LDPC kodları Shannon'un limit değerine iki girişli toplamsal beyaz Gauss gürültülü kanalda, desibelin yüzde birine yaklaşabildiği bilinmektedir (S. Y. Chung,2001).

Toplam-çarpım algoritması bit-çevirim algoritmasına benzer düşünülebilir. Fakat her kararı temsil eden mesajlar ile olabilir değerler logaritmik olasılık oranlarıyla sunulur. Bit-çevirimli kod çözümü, kanaldan alınan değer anlık kuvvetli karar sonucunda ikili olarak sonuçlandırıldığı, yani kanaldan alınan değer pozitifse "0" negatifse "1" olduğu bir algoritmadır. Kuvvetli karar kullanmanın kod çözerken tek kusuru sinyalin güvenilirliğine bağlı olan bilginin yani yumuşak bilginin atılmasıdır. Alınan değer büyüklüğü kararın güvenilirliğinin ölçüsüdür. Toplam-çarpım kod çözümleri gibi yumuşak karar kod çözümler, iletilen sinyal için olası ifadeleri elde etmek için kanal özelliklerinin bilgileriyle birlikte alınan yumuşak bilgiyi kullanır (Sarah J., 2002).

İkili sinyal için "1" olma olasılığı "p", "0" olma olasılığı "1-p" ise logaritmik olasılık oranı (LLR) Denklem 5'deki gibi gösterilebilir (Sarah J., 2002).

$$LLR(p) = \log_e \left(\frac{1-p}{p} \right) \quad (5)$$

LLR'nin işareti kuvvetli karardır ve $|LLR(p)|$ 'nin büyüklüğü bu kararın güvenilirliğidir. Olasılıkların logaritmik gösteriminin yararı; uyarılma karmaşıklığını azaltmak için sonucun olasılıkların çarpımı olmasına rağmen, logaritmik olasılık oranlarının toplamıdır. Toplam-çarpım kod çözümünün amacı; kod kelimesindeki her bit için sonsal olasılıkların (APP) hesaplanmasıdır. APP, $P_i = P\{c_i = 1/N\}$ tüm eşlik kontrol kısıtlamalarının sağlandığı "i." kod kelimesinin bitinin "N" durumunda "1" şartlı olasılığıdır. İçsel veya önsel olasılık P_i^{int} , kod kısıtlama bilgilerinden bağımsız orjinal olasılıktır ve dışsal olasılık P_i^{ext} , "N"

durumundan ne öğrenildiğini temsil eder [17]. Toplam-çarpım algoritması yinelemeli olarak her bitin yaklaşık APP değerini hesaplar. Eğer kod periyodik değilse yaklaşımlar kesindir. Bir periyoddaki kontrol sınırlamalarında elde edilen dışsal bilgi, sonraki yineleme için önsel bilgi olarak kullanılır. Eşlik kontrol sınırlamasından elde edilen dışsal bit bilgisi, yinelemenin başlangıcındaki bit için önsel değerinden bağımsızdır. Sonraki yinelemelerden sağlanan dışsal bilgi, periyod yoluyla bilginin döndürülmesine kadar orjinal önsel olasılıktan bağımsız kalır (Sarah J., 2002). “j.” eşlik kontrol denkleminde kod kelimesinin “i.” dışsal olasılığını hesaplamak için, “i.” bitin “1” olduğu kabul edilerek bu olasılık hesaplanır ve eşlik kontrol eşitliği sağlanır. Bu olasılık diğer kod kelime bitlerinin tek numaralı bitlerinin 1 olduğu olasılıktır.

$$P_{i,j} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \prod_{i' \in B_j, i' \neq i} (1 - 2P_{i'}^{int}) \quad (6)$$

Denklem 6; P_j notasyonu ilgilenilen kodların “j.” eşlik kontrol denklemindeki bitlerin kolon yerlerini gösterir. Denklem 6 logaritmik olasılık notasyonunun içine konulursa;

$$LLR(P_{i,j}^{ext}) = \log_e \left(\frac{1 + \prod_{i' \in B_j, i' \neq i} \tanh(LLR(P_{i'}^{int}) / 2)}{1 - \prod_{i' \in B_j, i' \neq i} \tanh(LLR(P_{i'}^{int}) / 2)} \right) \quad (7)$$

Denklem 7 elde edilir. Her yinelemedeki “i.” bitinin tahmin edilen APP’nin LLR’si basitleştirilirse Denklem 8 elde edilir.

$$LLR(P_i) = LLR(P_i^{int}) + \sum_{j \in A_i} LLR(P_{i,j}^{ext}) \quad (8)$$

Burada P_i , kodun “i.” bitin eşlik kontrol denklemlerinin satır yerlerinin gösterimidir.

3.2. Uzay-Zaman Blok Kodlaması

Çok sayıda verici ve alıcı antenin kullanılmasıyla telsiz iletişim sistemlerinin kapasiteleri oldukça artmaktadır. Telsiz kanallar üzerinden iletim hızını (data rate) arttırmanın en etkin yaklaşımlarından bir tanesi çok sayıda verici antenine uygun olan kodlama tekniğidir. Bu kodlama tekniklerinden biri de uzay-zaman kodlamasıdır. Uzay-zaman kodlaması çok sayıda verici anten ile kullanılmak üzere tasarlanmış kodlama tekniğidir. Bu kodların uzay-zaman yapıları basit bir alıcı yapısı içeren telsiz sistemlerin kapasitelerini arttırmakta kullanılabilmektedir (Naguib, A., 2000). “N” tane verici ve “M” tane alıcı anteni içeren uzay-zaman (ST) kodlaması uygulanmak istensin. “l” anında bilgi simgesi $s^{(l)}$ uzay-zaman kodlayıcı tarafından “N” tane kod simgesine, $c_1(l), c_2(l), \dots, c_N(l)$ kodlanır. Her kod simgesi farklı antenlerden aynı anda iletilirler. Kodlama kazancının ve çeşitleme kazancının alıcıda maksimum olacağı biçimde, kodlayıcı iletilecek olan “N” tane kod simgesini seçer (Naguib, A., 2000).

Farklı alıcılara ulaşan işaretler bağımsız sönmülemelere uğrarlar. Alıcıda elde edilen işaret “N” tane iletilen işaretin sönmülemeli haliyle gürültünün bileşimi şeklindedir. Kanalin düz sönmülemeli ve kodlanmış işaretlerin ortalama enerjilerinin “1 joule” olduğu varsayımı altında, Es her giriş simgesi için tüm antenlerden iletilmiş olan toplam enerji olarak tanımlansın. Bu durumda her simge için iletim antenlerinin enerjileri E_s / N ‘dir. $r_j(l), j = 1, \dots, M$ için, “j.” alıcı antende elde edilen işaret olarak tanımlarsak, ideal zamanlama ve frekans bilgileriyle $r_j(l)$ ’yi Denklem 9’daki gibi yazabiliriz,

$$r_j(l) = \sqrt{\frac{E_s}{N}} \sum_{i=1}^N h_{ij}(l) c_i(l) + n_j(l), \quad j = 1, 2, \dots, M \quad (9)$$

Burada $n_j(l)$ çift yönlü güç spektral yoğunluğu $N_0 / 2$ olan sıfır ortalamalı beyaz Gauss gürültü sürecidir. $h_{ij}(l)$, “i.” verici antenden “j.” alıcı antene karmaşık sönmülemeli kanal kazancını modellemektedir. Verici ve alıcı arasındaki her bir kanalın birbirinden bağımsız olduğu varsayılmaktadır (Naguib, A., 2000).

“N” tane antenden “l” anında gönderilen $N \times 1$ boyutlu kod vektörü $c_l = [c_1(l), c_2(l), \dots, c_N(l)]^T$ olarak, “j.” alıcıyla “N” tane iletim anteni arasındaki kanallar; $h_j(l) = [h_{1j}(l), h_{2j}(l), \dots, h_{Nj}(l)]^T$ olarak ve alınan işaret vektörü de $r(l) = [r_1(l), r_2(l), \dots, r_M(l)]^T$ olarak ifade edilmiş olsun. “N” tane verici anten ile “M” tane alıcı anten arasındaki kanalı $M \times N$

boyutlu, $H(l)$ matrisini de $H(l) = [h_1(l), h_2(l), \dots, h_M(l)]^T$ şeklinde ifade edebiliriz. Bu durumda Denklem 9 yeniden yazılarak Denklem 10 elde edilir.

$$r_j(l) = \sqrt{\frac{E_s}{N}} H(l) c_1 + n(l) \quad (10)$$

herbir alıcıda elde edilen SNR Denklem 11'deki gibi yazılabilir.

$$SNR = \frac{E_s}{N_0} \quad (11)$$

Alamouti, 2 tane verici anteni kullanarak kod çözme karmaşıklığını azaltacak mükemmel bir yapı önermiştir. Alamouti'nin önerdiği yapı 2 verici antene ilişkin olduğundan Tarokh (Tarokh, V., 1997), Alamouti'nin yapısını farklı sayıda verici anten için genelleştirme yollarını aramıştır. Bu araştırma sonucu uzay-zaman blok kodlama kavramı ortaya çıkmıştır (Liew, T. H. 2002). Uzay-zaman blok kodlarını, Alamouti'nin önerdiği 2 verici anten yerine çok sayıda verici anten için oluşturabilmek amacıyla genelleştirilmiş dik tasarım teorisinden yararlanılmıştır (V. Tarokh, 1998). İletilecek olan "x" işareti ile çeşitli kanallardan iletmek üzere bu işaretin vericide oluşturulmuş bir çok kopyasının arasındaki ilişkiyi tanımlayan bir uzay-zaman blok kod (n x p) boyutlu iletim matrisi ile tanımlanır. Matris elemanları, k'lı giriş simgeleri x_1, x_2, \dots, x_k ve bu simgelerin eşlenikleriyle veya doğrusal bileşimleriyle oluşturulur. k'lı giriş simgeleri $x_i, i = 1, \dots, k$ iletim çeşitlemeli kanal üzerinden gönderilmek üzere bilgi taşıyan ikili bitleri ifade etmek için kullanılmaktadır. 2b tane farklı işarete sahip bir işaret kümesinde "b" tane ikili bit xi simgesini ifade etmek için kullanılır. Bundan dolayı (k x b) ikili bit bloğu, aynı anda uzay-zaman blok kodlayıcıya gönderilir. "k" tane giriş simgesini iletmek için kullanılan zaman dilimi sayısı "n" ve verici anten sayısı "p" ile ifade edilirse uzay-zaman blok kodun iletim matrisi yapısı Denklem 12'deki gibidir (Liew, T. H. 2002).

$$\begin{pmatrix} g_{11} & g_{21} & g_{31} & \cdot & \cdot & \cdot & g_{p1} \\ g_{12} & g_{22} & g_{32} & \cdot & \cdot & \cdot & g_{p2} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \end{pmatrix} \quad (12)$$

Burada g_{ij} değerleri x_1, x_2, \dots, x_k simgeleri ve bunların eşleniklerini veya doğrusal bileşimlerini ifade etmektedir. g_{ij} değerleri, $i = 1, \dots, p$ iletim antenlerinden her zaman dilimi $j = 1, \dots, n$ içerisinde aynı anda iletilmektedir. Örneğin, 2. zaman diliminde ($j = 2$), $g_{12}, g_{22}, \dots, g_{p2}$ işaretleri aynı anda Tx:1, Tx:2, ... Tx:p antenlerinden gönderilirler. Matris yapısından da görüldüğü gibi kodlama hem uzayda hem de zamanda yapılmaktadır (Liew, T. H. 2002). Uzay-zaman blok kodu tanımlayan (n x p) iletim matrisi karmaşık dik tasarım üzerine oluşturulmuştur. n tane zaman diliminden k tane simge iletildiğinden uzay-zaman blok kodun kodlama oranı Denklem 13'deki gibidir (Liew, T. H. 2002).

$$R = k / n \quad (13)$$

Alıcı tarafta istenilen sayıda anten kullanılabilir. "q" tane alıcı anten kullanılması durumunda oluşacak çeşitleme düzeyi (p x q) olacaktır. İncelenen bu durumda çeşitleme kanallarının düz sönümlenmeye uğradığı varsayılmaktadır. Frekans seçici sönümlenmeli kanallarda yüksek iletim hızlarında aynı koşulların sağlanabilmesi için yüksek hızlı bit dizileri çok sayıda düşük hızlı bit dizilerine ayrılır ve düz sönümlenmeli kanallar üzerinden gönderilirler. Bu koşullar dikgen frekans bölme modülasyon sistemi ile de gerçekleştirilebilmektedir (Liew, T. H. 2002).

Uzay-zaman blok kodlama Rayleigh/Ricean ortamlarda çok sayıda verici anteni ile iletim için basit ve etkili bir tekniktir. Bu kodlar doğrusal işleme dayalı basit bir ML (maksimum olabilirlik) kod çözme algoritmasına sahiptir. Bu kodlamayla belirtilen verici ve alıcı antenleriyle sağlanabilecek tam çeşitleme sağlanmaktadır. Yukarıda belirtilen genel yapı çerçevesinde kullanılan modülasyon tekniğine göre uzay-zaman blok kodlar, genelleştirilmiş gerçel ya da karmaşık dik tasarım olarak ifade edilmektedirler (V. Tarokh, 1998).

3.3. Konvolüsyon Kodları

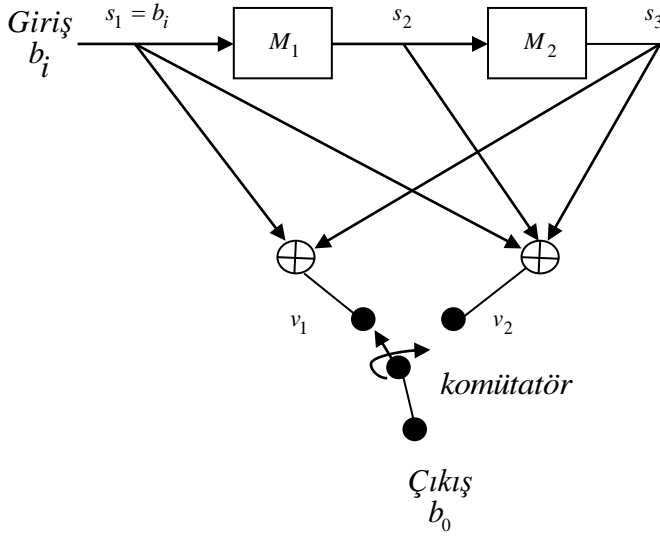
3.3.1. Kod Üretimi

Konvolüsyon kodları, "K" sayıda kaydırmalı kaydedicinin çıkışlarını "ÖZEL VEYA" lojik toplayıcılar kullanılarak toplanmasıyla üretilirler. $K = 2$ ve $v = 2$ çıkış için bu kodlayıcı Şekil 2.'de gösterilmektedir (A. J. Viterbi, 1979).

Burada; M1 ve M2 “1” bitlik hafıza elemanlarıdır. Toplayıcıların v1, v2 çıkışları; Denklem 14 ve Denklem 15'de verilmiştir.

$$v_1 = s_1 \oplus s_3 \quad (14)$$

$$v_2 = s_1 \oplus s_2 \oplus s_3 \quad (15)$$



Şekil 2. Konvolüsyon kodlayıcı (A. J. Viterbi, 1979).

Kodlayıcının çalışması şu şekildedir; başlangıçta kaydırmalı kaydedicinin boş olduğu kabul edilmektedir. Giriş veri bitleri dizisinin birinci biti, M1'e girilir. Bu bit aralığı süresince komütatör toplayıcıların (v1,v2) çıkışlarını örnekler. Bu durumda mevcut zamanda “1” bitlik giriş kodlanmış “2” bitlik çıkışı verir. Bu nedenle kodlayıcının kod oranı 1/2'dir. Takip eden bit kodlayıcıya girilirken önceki bit M1'den M2'ye aktarılır ve komütatör tekrar tüm toplayıcı çıkışlarını örnekler. Bu işlem mesajın son bitinin M1'e girilmesine kadar devam eder. Bundan sonra, bütün mesaj bitlerinin işleme alınması ve dolayısıyla komple kodlama işlemi gerçekleştirilmesi için, hafıza elemanı sayısınca “0” bitleri kodlayıcıya girilir ve bunlar da kodlanır. Sonuçta en son mesaj biti M2 kaydırmalı kaydediciyi terk ettirilmiş, hafıza elemanları boşaltılmış ve kodlayıcı sonraki mesajlar için hazır hale getirilmiş olur.

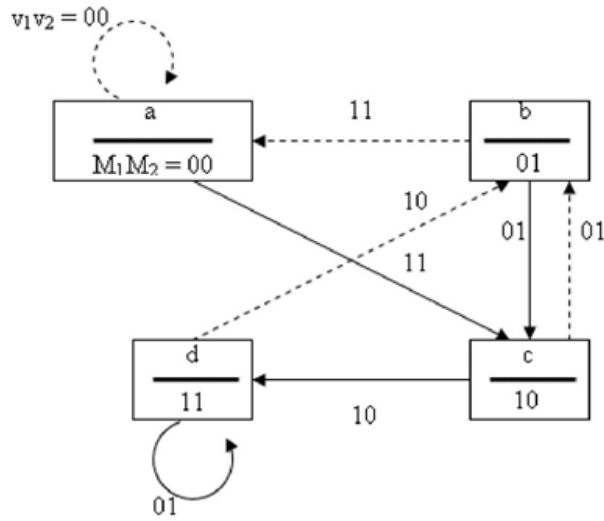
Eğer mesaj dizisindeki bitlerinin sayısı L ise, çıkışta elde edilen kodlanmış dizideki bitlerin sayısı v(L+K) olur. Uygulamanın bir gereği olarak K nispeten çok küçük sayı iken, L genellikle oldukça büyük bir sayıdır. Bu yüzden $v(L+K) \approx vL$ 'dir. Sonuç olarak kod bitlerinin sayısı, v kere mesaj biti sayısıdır. Bu yüzden kodun kod oranı 1/v'dir (A. J. Viterbi, 1979).

Konvolüsyon kodlayıcının işlemi sürekli bir işlemdir, giriş bitlerinin sayısı ne kadar çok olursa olsun dizi kodlayıcıda sürekli şekilde işlenir. Her bit, kaydırmalı kaydedicinin bölümlerinde mesaj bitleri aralığı kadar bekler. Dolayısıyla her bir giriş biti “v” bitlerinin “K” grubunu etkiler. Kodlanmış çıkış, kaydırmalı kaydedicinin bölümlerinin “K” sayısına, kullanılan “ÖZEL VEYA” toplayıcıları sayısına ve kaydırmalı kaydedicinin bölümlerinin toplayıcılara bağlantı şekline bağlıdır.

3.3.2. Durum ve Kafes Diyagramı

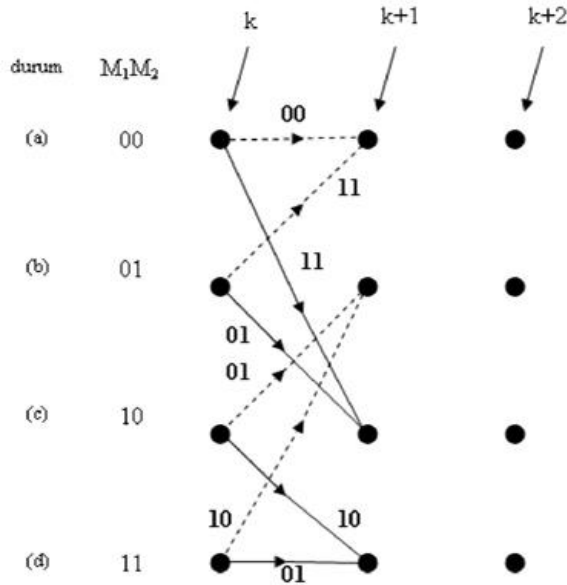
Bir konvolüsyon kodlayıcı, durum diyagramı tarafından tanımlanabilir. Şekil 2.'deki konvolüsyon kodlayıcı göz önüne alınır.

Kod oranı 1/2 olan kodlayıcıda; $v_1 = s_1 + s_3$ ve $v_2 = s_1 + s_2 + s_3$ 'tür. Her bir “k” aralığındaki v1 ve v2 çıkışları, o aralığın başlangıcında kodlayıcıya girilen bite ve kodlayıcının önceki durumuna bağlıdır. Bu yüzden Şekil 2.'deki kodlayıcının hafıza elemanlarının $M_1M_2 = 00, 01, 10$ ve 11 olan mümkün 4 durumu sırasıyla a, b, c ve d olarak isimlendirilir (A. J. Viterbi, 1979). Herhangi bir giriş dizisine kodlayıcının cevabı Şekil 3.'deki durum diyagramı ile gösterilir. Burada dört durum ve aralarındaki geçişler oklar ile gösterilmiştir. Kesik çizgili oklar kodlayıcıya girilen “0” bitinin sağladığı geçişi, düz oklar kodlayıcıya girilen “1” bitinin sağladığı geçişi temsil eder (A. J. Viterbi, 1979).



Şekil 3. Konvolüsyon kodlayıcı için durum diyagramı.

Her bir ok, durum ve sonraki giriş tarafından belirlenen kodlayıcı çıkışı v_1v_2 şeklinde geçiş üzerinde işaretlenir. Örneğin kodlayıcının “k” aralığında $a(M_1M_2 = 00)$ durumunda olduğunu ve k+1 aralığında M_1 'e “1” bitinin girildiğini kabul edelim. Bu durumda, bu giriş biti kodlayıcının “c” durumuna geçmesine neden olacaktır. k+1 aralığı süresince kodlayıcı $c(M_1M_2 = 10)$ durumda olur ve $v_1v_2 = 11$ çıkışını üretir. Her bir durumda kodlayıcıya “0” ya da “1” bitinin girileceği olasılığı dikkate alınarak benzer şekilde durum diyagramının çizimi tamamlanır. Konvolüsyon kodlayıcı için diğer bir gösterim yolu ise Forney tarafından geliştirilen kafes diyagramıdır (G. D. Forney, 1973). Şekil 4.'te gösterildiği gibi kodlayıcı için kafes diyagramı, giriş biti 0 olduğu zaman üst dalı, 1 olduğu zaman alt dalı izler (A. J. Viterbi, 1979).



Şekil 4. Konvolüsyon kodlayıcı için kafes diyagramı (a. J. Viterbi, 1979).

“k” aralığında kodlayıcının “b” durumunda olduğunu varsayalım. Sonraki giriş biti “a” durumuna ya da “c” durumuna giden iki dalın birisi üzerinden taşınacaktır ve k+1 aralığı süresince kodlayıcı yeni durumda kalacaktır. İkinci bit kodlayıcıyı k+1'den k+2'ye “a” durumundan 2 ve “c” durumundan 2 olmak üzere 4 mümkün dalın herhangi biri üzerinden taşıyacaktır. Önceki durumların her birinden ayrılan dal sayısı 2'dir. 4 durum olduğuna göre k+2'den k+3'e geçmek için mümkün dalların sayısı $4 \times 2 = 8$ olur. Bundan sonra elde edilen dalların sayısı her zaman 8'dir. O zaman kafes içindeki olası yolların toplam sayısı $2 \times 4 \times 8 \times 8 \times \dots$ 'dir. Kafes içinde k'dan $k+l$ 'ye olası toplam yol sayısı $8^{l-1} = 2^{3(l-1)}$ olur (A. J. Viterbi, 1979).

Kafes yapısında bir düğümden başlayan ve bir başka düğüme sonlanan iki yol arasındaki minimum uzaklık öklid uzaklığı olarak tanımlanır. Kanal işaretleri a_n ve \hat{a}_n olarak alınırsa öklid uzaklığı $d_2(a_n, \hat{a}_n)$ ile gösterilir.

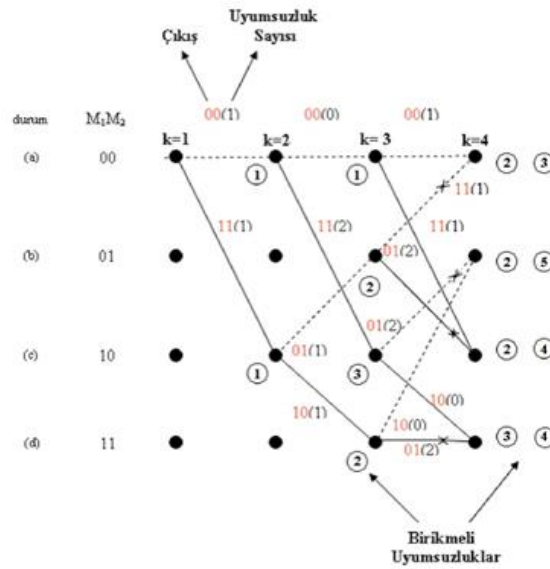
3.3.3. Konvolüsyon Kodlarda Kod Çözme ve Viterbi Algoritması

Konvolüsyon kodlayıcısının kodlama işlemi, hafıza elemanları boş olan kodlayıcı ile başlar. Sonra kodlayıcı içinden bilgi bitlerinin akışı sağlanarak kodlama yapılır ve kodlama işlemi bittikten sonra kodlayıcının boşaltılarak bir sonraki işlem için hazır hale getirilmesi sağlanır. Bunun için kodlanacak diziyen en son biti kodlayıcıyı terk edinceye kadar boş bit olarak anılan "0" bitleri eklenir. Kod çözme işleminde ise, başlangıç noktasından son noktaya kadar kafes diyagramındaki olası yolların tamamı hesaba katılır. Her mümkün giriş bitleri dizisi kendi yolunu üretir. Her bir yol için, kod çözücü bir çıkış bitleri dizisine karar verir. Karar verilen çıkış bitleri dizisi alınması olası bit dizileriyle karşılaştırılır. Karar verilen çıkış bitleri dizisi olası yollardan birisi ile özdeş ise bu yolun dikkate değer yol olduğu varsayılır. Eğer birbirilerine tam benzerlik yoksa o zaman alınan diziyen karşılaştırıldığında en az bit uyumsuzluğu üreten bir yol, giriş dizisi olarak kabul edilir. Yolların sayısı dizi uzunluğu ile üstel olarak artar (A. J. Viterbi, 1979).

Viterbi algoritmasını açıklamak ve göstermek için Şekil 2.'deki konvolüsyon kodlayıcısı kullanılır. Başlangıçta kodlayıcının boş olduğu kabul edilirse, kodlayıcı Şekil 4'teki "a" durumundadır ($M1M2 = 00$). 5 bitlik bir enformasyon dizisi kodlayıcıda kodlandıktan sonra iletilsin ve iletim sonunda çıkış bitleri ($v1R, v2R$) Denklem 16'daki gibi alınmış olsun (A. J. Viterbi, 1979).

$$V_{1R}, V_{2R} = 10\ 00\ 10\ 00\ 00 \quad (16)$$

Başlangıç durumu "a" olduğundan eğer ilk enformasyon biti "0" olursa alınan ilk bit çifti "00", "1" olursa alınan ilk bit çifti "11" olur. Bu durumda alınmış olan ilk bit çifti "10" olduğundan her iki durumla da uyumsuzdur ve hata oluşmuştur (A. J. Viterbi, 1979).



Şekil 5. Kafes boyunca mümkün yollarının gösterilmesi (A. J. Viterbi, 1979).

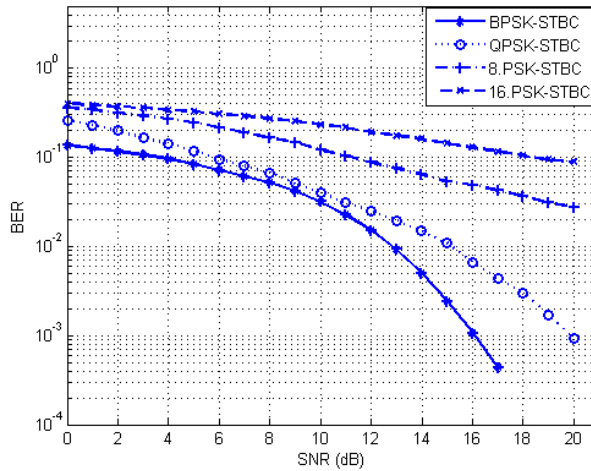
Kodlayıcının kafes diyagramında gösterildiği gibi, mümkün yollardan kodlayıcıya doğru kod çözme algoritmasını izleyelim. $k=1$ aralığında giriş bitinin "0" olması durumunda, "00" çıkışı üretilir ve kodlayıcı tekrar "a" durumuna döner (kesikli çizgi). Giriş bitinin "1" olması durumunda, "11" çıkışı üretilir ve kodlayıcıyı "c" durumuna gider. Bu yolla kafes diyagramı Şekil 5'te gösterildiği gibi çizilir. Alınan dizinin bitleri kafes diyagramındaki yolları birleştirilen bitler ile karşılaştırılır. Her bir periyoddaki uyumsuzlukların sayısı Şekil 5.'te parantez içinde gösterilmiştir. Gerçek çıkış ile "10" arasındaki uyumsuzluk bitlerinin sayısı aynıdır. Sonraki aralıkta, giriş "0" olunca çıkış tekrardan "00" olmalıdır ve alınan bitlerle karşılaştırıldığında uyumsuzluk yoktur. Sonuç olarak, her bir duruma ulaşıldığında karşılaşılan bit uyumsuzluklarının toplamı çember içinde Şekil 5.'te gösterilmiştir. Viterbi algoritması bu şekilde çizilen kafes diyagramındaki toplam uyumsuzluk sayısı en az olan yolu seçecektir ve kod çözme işlemi gerçekleşecektir (A. J. Viterbi, 1979).

4. ARAŞTIRMA VE BULGULAR

Tablo 1. OFDM sistem parametreleri.

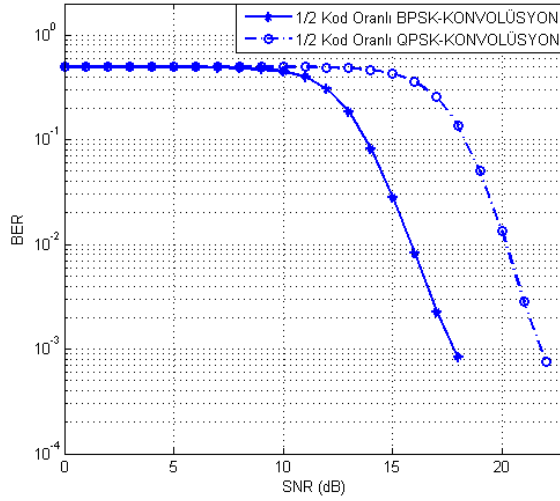
Parametre	Değeri
Örnekleme Frekansı (f_s)	20 MHz
Alt Taşıyıcı Sayısı	174
FFT Boyutu	256
Alt Taşıyıcı Frekans Boşluğu	$20\text{MHz}/256 = 0.078125 \text{ MHz}$
IFFT/FFT süresi (T_{IFFT})	$12.8 \mu\text{s}$
Koruma Arası Süresi	$T_{\text{IFFT}} / 8 = 1.6 \mu\text{s}$
Kullanılan Modülasyon Tipi	BPSK, QPSK, 8PSK, 16PSK, QAM
Kanal Tipi	AWGN

Bu bölümde Tablo 1'de parametreleri verilen çok girişli çok çıkışlı dikgen frekans bölmeli çoğullamalı sistemler için hata kontrol kodları olarak bilinen düşük yoğunluklu eşlik kontrol kodları, uzay-zaman blok kodları ve konvolüsyon kodları ele alınmıştır. Her üç kod için de BPSK sistemler ile toplamsal beyaz Gauss gürültülü kanal için performans analizleri yapılmış ve sonuçları karşılaştırılmıştır. Düşük yoğunluklu eşlik kontrol kodları, uzay-zaman blok kodları ve konvolüsyon kodlarının ikili faz kaydırmalı anahtarlamalı sistemler üzerindeki bit hata oranı karşılaştırması matlab programıyla simüle edilerek verilmiştir.



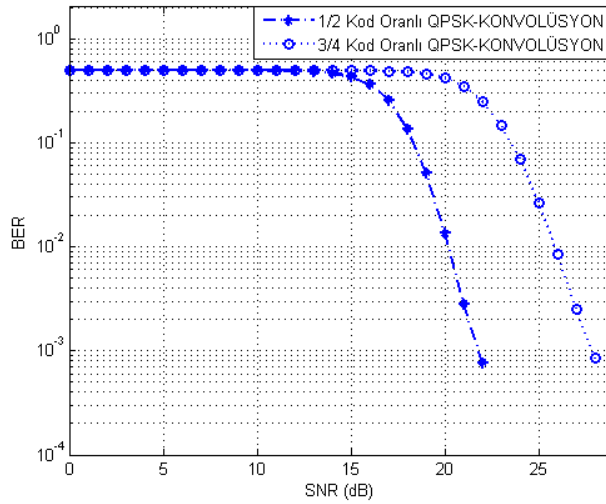
Şekil 6. 2x2 MIMO-OFDM BPSK, QPSK, 8.PSK ve 16.PSK kanal kodlama

Şekil 6.'da 2x2 MIMO-OFDM sisteminde BPSK, QPSK, 8.PSK ve 16.PSK iletim sistemleri uzay-zaman blok kodlar kullanılarak AWGN kanal üzerine uygulanmış ve BER-SNR karşılaştırma sonuçları incelenmiştir. Yapılan incelemeler neticesinde, STBC hata kontrol kodunun farklı iletim sistemlerinde aynı BER değerinde, farklı SNR oranlarında sonuçlar verdiği görülmüştür. Bu çalışma şartlarına göre BPSK iletimli STBC hata kontrol kodu, QPSK, 8.PSK ve 16.PSK iletimli STBC hata kontrol kodlarına göre daha iyi bir kazanç sağlamaktadır.



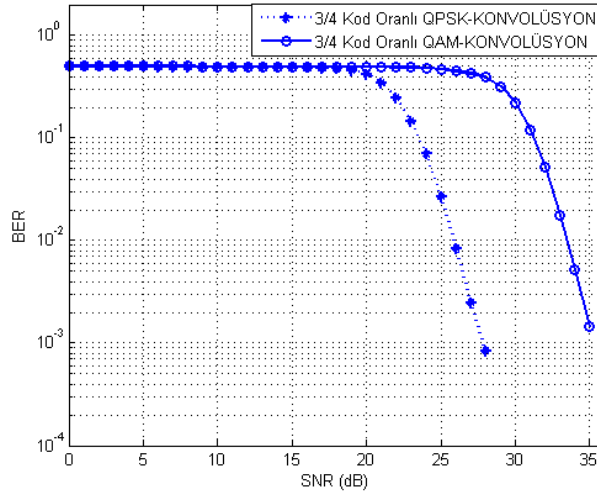
Şekil 7. 2x2 MIMO-OFDM 1/2 kod oranlı BPSK ve 1/2 kod oranlı QPSK

Şekil 7.'de 1/2 kod oranlı BPSK konvolüsyon ve 1/2 kod oranlı QPSK konvolüsyon kodlar AWGN kanal üzerine uygulanmış ve BER-SNR karşılaştırma sonuçları incelenmiştir. SNR oranının düşük olduğu durumlarda BPSK ve QPSK iletiminde, BER oranında fazla değişiklik olmadığı ancak SNR oranı arttığında işaretler arasındaki öklit uzaklığının QPSK iletiminde BPSK iletimine göre daha az olması sebebi ile BER oranında kayda değer bir değişim olduğu görülmüştür. Buna karşılık aynı iletim ortamında QPSK iletiminde iletim hızı BPSK iletimine göre daha iyidir.



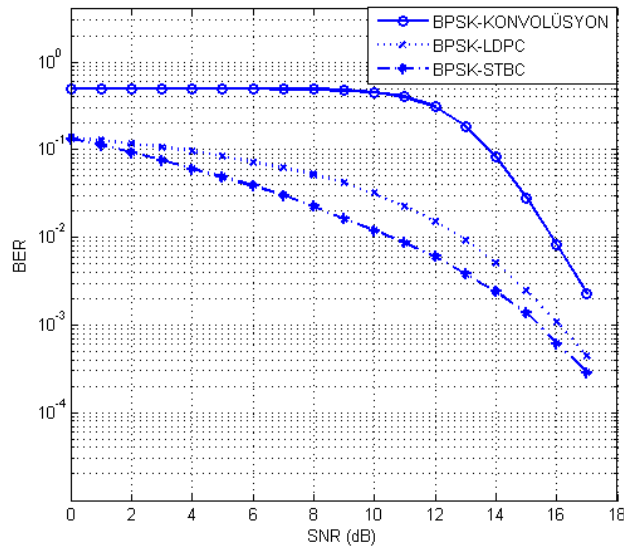
Şekil 8. 2x2 MIMO-OFDM 1/2 kod oranlı QPSK ve 3/4 kod oranlı QPSK

Şekil 8'te 1/2 kod oranlı QPSK konvolüsyon ve 3/4 kod oranlı QPSK konvolüsyon kodlar AWGN kanal üzerine uygulanmış ve BER-SNR karşılaştırma sonuçları incelenmiştir. İnceleme neticesinde 1/2 kod oranlı QPSK iletiminin 3/4 kod oranlı QPSK iletimine göre aynı BER değerinde farklı işaret/gürültü oranlarında çalıştıkları görülmüştür. Sonuç olarak söylenebilir ki; 1/2 kod oranlı QPSK iletimi, 3/4 kod oranlı QPSK iletimine göre gürültüden daha az etkilenmektedir.



Şekil 9. 2x2 MIMO-OFDM 3/4 kod oranlı QPSK ve 3/4 kod oranlı QAM

Şekil 9’te 3/4 kod oranlı QPSK konvolüsyon ve 3/4 kod oranlı QAM konvolüsyon kodlar AWGN kanal üzerine uygulanmış ve BER-SNR karşılaştırma sonuçları incelenmiştir. 3/4 kod oranlı QPSK iletiminin 3/4 kod oranlı QAM iletimine göre aynı BER değerinde farklı SNR oranlarında sonuç verdiği görülmektedir. Sonuç olarak söylenebilir ki 3/4 kod oranlı QPSK iletimi, 3/4 kod oranlı QAM iletimine göre gürültüden daha az etkilenebilir.



Şekil 10. 2x2 MIMO-OFDM konvolüsyon, STBC ve LDPC kanal kodlama

Şekil 10.’de 1/2 kod oranlı BPSK iletimli konvolüsyon, 1/2 kod oranlı BPSK iletimli LDPC ve BPSK iletimli STBC kodlar AWGN kanal üzerine uygulanmış ve BER-SNR karşılaştırma sonuçları incelenmiştir. İnceleme neticesinde AWGN kanalda, BPSK iletimli STBC hata kontrol kodunun, 1/2 kod oranlı BPSK iletimli konvolüsyon ve 1/2 kod oranlı BPSK iletimli LDPC hata kontrol kodlarına göre BER-SNR karşılaştırmasında daha iyi bir başarımla sonuç sağladığı görülmüştür.

5. SONUÇ

Çok girişli çok çıkışlı dikgen frekans bölmeli çoğullamalı sistemlere, hata kontrol kodlarından birkaçı olan düşük yoğunluklu eşlik kontrol kodları, uzay-zaman blok kodları ve konvolüsyon kodları uygulanarak kanal kodlaması yapılmış ve ayrı ayrı performans analizleri incelenmiştir. Analiz sonucunda toplamsal beyaz Gauss gürültülü kanal ve ikili faz kaydırmalı anahtarlamalı sistemlerde, bit hata oranı-sinyal gürültü oranı karşılaştırmasında, uzay-zaman blok kodların diğer hata kontrol kodları olan düşük yoğunluklu eşlik kontrol kodları ve konvolüsyon kodlarına göre daha iyi performans sağladığı görülmüştür.

REFERANSLAR

- A. F. Molisch, MIMO Systems with Antenna Selection – an Overview, Mitsubishi Research Laboratory, 2003.
- A. J. Viterbi and J. K. Omurga, Principles of Digital Communication and Coding, McGraw-Hill, New York, 1979.
- Barhumi, I., Geert, L., Moonen, M., “Optimal training Design for MIMO OFDM Systems in Mobile Wireless Channels”, IEEE Trans. On Signal Processing, vol. 51, No. 6, pp. 1615- 1624, June 2003.
- C. Di, D. Proietti, I. E. Telatar, T. J. Richardson, and R. L. Urbanke, Finitelength Analysis of Low-Density Parity-Check Codes on The Binary Erasure Channel, IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 48, no. 6, pp. 1570-1579, 2002.
- C. E. Shannon, A Mathematical Theory of Communication, Bell Syst. Tech. J., vol. 27, pp. 379-423, 623-656, 1948.
- C. Yıldız, Düşük Yoğunluklu Eşlik Kontrol Kodları Kullanan BPSK Sistemlerinin AWGN Kanal İçin Performans Analizi, Yüksek Lisans Tezi, Kırıkkale Üniversitesi, Kırıkkale, 2006.
- Digital Broadcasting Systems for Television, Sound and Data Services, European Telecommunications Standart, prETS 300 744, April 1996.
- E. Eryılmaz, Uzay-Zaman Blok Kodlarında Verici Anten Seçimi. Bitirme Çalışması, 2004.
- G. D. Forney, Jr., The Viterbi Algorithm, Proc. IEEE, 61, pp. 268-278, 1973.
- Gordon, L.S, John, R. B., Steve, W. M., Ye, L., Marry, A. I., “Broadband MIMO-OFDM Wireless Communications”, Proceedings of the IEEE, vol. 92, No. 2, pp. 271-294, February 2004.
- Li, J., Liao, G., Wu, Y., “MIMO-OFDM Channel Estimation in Presence of Carrier Frequency Offset”, Proc. of the IEEE 6th CAS Sym. on Emerging Technologies Mobile and Wireless Comm. pp 685-688, Shangai China, June 2004.
- Liew, T. H. ve Hanzo L., 2002, Space-Time Codes and Concatenated Channel Codes for Wireless Communications, Proceedings Of The IEEE, Vol. 90, No. 2, 187- 219.
- M. G. Luby, M. Mitzenmacher, M. A. Shokrollahi, and D. A. Spielman, Improved Low-Density Parity-Check Codes Using Irregular Graphs, IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 47, no. 2, pp. 585-598, 2001.
- Minn, H., Al-Dhair, N., “Training Signal Design for MIMO OFDM Channel Estimation in Presence of Frequency Offset”, Proc. of the IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC 2005), pp. 1-6, April 2005.
- Naguib, A., Seshardi, N. ve Calderbank, A. R., 2000, Space-Time Coding and Signal Processing for High Data Rate Wireless Communications, IEEE Signal Processing Magazine, 76- 91.
- Onizawa, T., et all, A Fast Synchronization Scheme of OFDM Signals for High Rate Wireless LAN, IEICE Transactions on Communications, E82-B(2), 455-463, 1999.
- R.W. Chang, Synthesis of Band-Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission, Bell System Technical Journal, vol. 45, pp 1775-1796, December 1966.
- S. M. Alamouti, 1998, A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications, IEEE Journal on Select Areas In Communications, Vol. 16, No. 8., 1451- 1458.
- S. Y. Chung, G. D. Forney, Jr., T. J. Richardson, and R. Urbanke, on the Design of Low-Density Parity-Check Codes Within 0.0045 dB of the Shannon Limit, IEEE Commun. Letters, vol. 5, no. 2, pp. 58-60, 2001.
- S.B. Weinstein, P.M. Ebert, Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform, IEEE Transactions on Communications, vol. 19, no. 5, pp. 628-634, October 1971.
- Sampath, H., Taiwar, S., “A Fourth-Generation MIMO-OFDM Broadband Wireless Systems: Design, Performance, and Field Trial Results”, IEEE Communications Magazine, pp.143-149, September, 2002.
- Sarah J. Johnson, Steven R. Weller, Low-Density Parity-Check Codes: Design and Decoding, Technical Report EE02041, 2002.
- T. J. Richardson, M. A Shokrollahi, and R. L Urbanke, Design of Capacity Approaching Irregular Low-Density Parity-Check Codes, IEEE Trans. On Information Theory, Vol. 47, pp. 619–637, 2001.

Tarokh, V., Seshadri, N. ve Calderbank, A., 1997, Space-Time Codes For High Data Rate Wireless Communications: Code Construction, IEEE Vehicular Technology Conf., 637- 641.

V. Tarokh, N. Seshadri, A.R. Calderbank, (1998), "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction" IEEE Transactions on Information Theory, 44 (2), 744-765.