

T.C.
GEBZE YÜKSEK TEKNOLOJİ ENSTİTÜSÜ
MÜHENDİSLİK VE FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

VERİCİ ANTEN SEÇİMLİ ÇOK GİRİŞLİ ÇOK
ÇIKIŞLI OFBÇ SİSTEMLERİ

CİHAT ÇINAR
YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI

DANIŞMANI
Yrd. Doç. Dr. OĞUZ KUCUR

GEBZE

2007

 GEBZE YÜKSEK TEKNOLOJİ ENSTİTÜSÜ	YÜKSEK LİSANS ONAY FORMU
--	--

G.Y.T.E. Mühendislik ve Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun tarih ve...../..... sayılı kararıyla oluşturulan jüri tarafından/...../..... tarihinde tez savunma sınavı yapılan Cihat ÇINAR'ın tez çalışması Elektronik Anabilim Dalında YÜKSEK LİSANS tezi olarak kabul edilmiştir.

JÜRİ

ÜYE

(TEZ DANIŞMANI) : Yrd. Doç. Dr. Oğuz KUCUR

ÜYE

: Doç. Dr. A. Arif ERDEM

ÜYE

: Yrd. Doç. Dr. Serdar. S. Süer

ONAY

G.Y.T.E. Mühendislik ve Fen Bilimleri/Sosyal Bilimler Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun tarih ve/..... sayılı kararı.

İMZA/MÜHÜR

ÖZET

TEZİN BAŞLIĞI: VERİCİ ANTEN SEÇİMLİ ÇOK GİRİŞLİ ÇOK ÇIKIŞLI OFBÇ SİSTEMLERİ

YAZAR ADI : Cihat ÇINAR

Bu tezin konusu; geniş bandlı, çok yollu frekans seçici sönümlemeli kanallar üzerinden Verici Anten Seçimi kullanarak Uzay Zaman ya da Uzay Frekans Zaman ve Kafes kodlu, Ortogonal Frekans Bölmeli Çoklama modülasyonlu veri iletişimi yapmaktır. Tezin asıl incelediği bölüm ise bilinen Uzay Zaman Kodlu ve Uzay Frekans Zaman Kodlu Ortogonal Frekans Bölmeli Çoklama modülasyonlu sistemler üzerinde Verici Anten Seçimi yöntemini uygulamak ve hata olasılığı performansı yönünden karşılaştırmaktır. Verici Anten Seçimi yöntemi ile alıcı tarafındaki düşük çözüm karmaşıklığı sürdürülerek yüksek çeşitlilik derecesi elde edilmiştir. Eğrilerde de gösterildiği gibi kanal yapısı ister basit (eşit güç dağılımlı, 2 yollu kanal profili) ister karmaşık (üstel güç dağılımlı, 8 yollu kanal profili) olsun hata performansı bakımından yüksek bir kazanç elde edilmiştir. Bu kazanç kullanılan verici anten sayısına bağlı olarak artmaktadır ve hem alıcı tarafındaki çözüm işlemlerinin hem de verici tarafındaki kodlama işlemlerinin karmaşıklığı korunmaktadır.

Anahtar Kelimeler: UZBK; UZKK; Kafes Kodlama; OFBÇ; VAS; Çok Yollu Frekans Seçici Sönümlemeli Kanal

SUMMARY

TITLE OF THESIS: MULTI INPUT MULTI OUTPUT OFDM SYSTEMS
WITH TRANSMIT ANTENNA SELECTION

AUTHOR'S NAME: Cihat ÇINAR

This thesis's aim is to study Space Time Coded and Space Frequency Time Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing systems with Transmit Antenna Selection method over frequency selective multipath fading channels. Main purpose of this thesis is to apply Transmit Antenna Selection method to known Space Time Trellis Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing and Space Frequency Time Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing systems and compare in terms of the performance of error probability. With Transmit Antenna Selection method maintaining low complexity on the receiver side, high degree of diversity is obtained. As shown by simulation results whether simple (2 multipath, equal power profile) or hard channel characteristics (8 multipaths, exponential power profile) high gain is obtained on the performance of error probability. This gain increases as the number of transmit antennas increases. At the same time, complexity of present decoding processes at receiver side and present coding processes at transmitter side do not change.

Key Words: STBC, STTC, Trellis Coding, OFDM, TAS, Frequency Selective Multipath Fading Channel

TEŞEKKÜR

Danışman hocalarım Yrd. Doç. Dr. Oğuz KUCUR ve Doç. Dr. İbrahim ALTUNBAŞ'a beni yönlendirdikleri ve akademik destek sağladıkları için teşekkürlerimi sunarım. Her zaman ve her koşulda beni destekleyen ve benden yardımlarını esirgemeyen aileme teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER DİZİNİ

	<u>Sayfa</u>
ÖZET	iv
SUMMARY	v
TEŞEKKÜR	vi
İÇİNDEKİLER DİZİNİ	vii
KISALTMALAR DİZİNİ	ix
ŞEKİLLER DİZİNİ	x
TABLolar DİZİNİ	xiii
1. GİRİŞ	1
2. UZAY ZAMAN BLOK KODLAMA	6
2.1 Alamouti – G2 UZBK Yapısı	6
2.2 G3 ve G4 UZBK Yapıları	10
3. UZAY ZAMAN KAFES KODLAMA	21
3.1 Kafes Kodlama	21
3.2 UZKK Yapısı	25
4. ORTOGONAL FREKANS BÖLMELİ ÇOKLAMA	27
4.1 OFBÇ Yapısı	27
4.2 ÇÖ OFBÇ	30
5. VERİCİ ANTEN SEÇİMİ	35
5.1 VAS / MOB UZBK Yapısı	35
5.2 VAS UZKK Yapısı	41
5.3 VAS ÇGTÇ UZBK OFBÇ Yapısı	42
6. VERİCİ ANTEN SEÇİMLİ UZAY FREKANS ZAMAN KODLU OFBÇ SİSTEMİ	47
6.1 UFZ Kodlu OFBÇ	47
6.2 VAS UFZ Kodlu OFBÇ	51

7. VERİCİ ANTEN SEÇİMLİ UZAY ZAMAN KODLU OFBÇ SİSTEMİ	61
7.1 UZ Kodlu OFBÇ	61
7.2 VAS UZ Kodlu OFBÇ	64
8. SONUÇLAR	69
9. ÖNERİLER	70
KAYNAKLAR	71
ÖZGEÇMİŞ	73

KISALTMALAR DİZİNİ

<u>Kısaltma</u>	<u>Açıklama</u>
UZBK :	Uzay Zaman Blok Kodlama
UZKK :	Uzay Zaman Kafes Kodlama
UZ :	Uzay Zaman
UFZ :	Uzay Frekans Zaman
OFBÇ :	Ortogonal Frekans Bölmeli Çoklama
VAS :	Verici Anten Seçimi
FKA :	Faz Kaydırmalı Anahtarlama
DÖGM :	Dörtlü Genlik Modülasyonu
ÇÖ :	Çevrimsel Önek
ÇÖ S :	Çevrimsel Önek Silici
ÇTM :	Çok Taşıyıcılı Modülasyon
TTM :	Tek Taşıyıcılı Modülasyon
SAG :	Semboller Arası Girişim
AFD :	Ayrık Fourier Dönüşümü
TAFD :	Ters Ayrık Fourier Dönüşümü
MOB :	Maksimum Oranlı Birleştirici
İGO :	İşaret Gürültü Oranı
ÇGÇÇ :	Çok Girişli Çok Çıkışlı
ÇGTÇ :	Çok Girişli Tek Çıkışlı
MEK :	Maksimum Eşbenzerlikli Karar
EBGG :	Eklenen Beyaz Gauss Gürültüsü
İFKA :	İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama
DFKA :	Dörtlü Faz Kaydırmalı Anahtarlama
BHO:	Bit Hata Olasılığı
SHO:	Sembol Hata Olasılığı
ÇHO:	Çerçeve Hata Olasılığı

ŞEKİLLER DİZİNİ

<u>Sekil</u>	<u>Sayfa</u>
2.1 G2 – Alamouti UZBK yapısının blok şeması.	7
2.2 Alamouti UZBK ve klasik MOB eğrilerinin karşılaştırılması.	9
2.3 a)- 4 FKA İşaret Diyagramı ($E_s=1$) b)- 8 FKA İşaret Diyagramı ($E_s=1$) c)- 16 DÖGM İşaret Diyagramı (ort. $E_s=10A^2$).	12
2.4 2 bit/sn/Hz iletim hızı için UZBK SHO eğrileri.	16
2.5 2 bit/sn/Hz iletim hızı için UZBK BHO eğrileri.	17
2.6 1 bit/sn/Hz iletim hızı için UZBK SHO eğrileri.	17
2.7 1 bit/sn/Hz iletim hızı için UZBK BHO eğrileri.	18
2.8 1 bit/sn/Hz iletim hızı ve 2 alıcı anten için UZBK SHO eğrileri.	19
2.9 1 bit/sn/Hz iletim hızı ve 2 alıcı anten için UZBK BHO eğrileri.	19
3.1 4 durumlu, $\frac{1}{2}$ kodlama hızlı-oranlı konvolüsyonel kodun blok diyagramı.	21
3.2 4 durumlu, $\frac{1}{2}$ oranlı konvolüsyonel koda ait durum diyagramı.	22
3.3 4 durumlu, $\frac{1}{2}$ oranlı konvolüsyonel kodun kafes diyagramı.	23
3.4 a)- Giriş bitleri için Kafes Kodlama b)-Viterbi çözüm algoritması için dal metrikleri ve hesabı c)- Seçilen yola ait çözüm çıkış bilgilerinin elde edilmesi.	24
3.5 UZKK verici ve alıcı devrelerinin blok şemaları.	25
3.6 Bir alıcı anten için 4 durumlu, QFKA kafes kodlu UZKK eğrisi.	26
4.1 Tek ve çok taşıyıcılı modülasyonun karşılaştırılması.	27
4.2 OFBÇ ile frekans seçici bir kanalın düz sönümlemeli kanallara ayrılması.	29
4.3 Frekans spektrallarının karşılaştırılması: a-örtüşmeyen band sınırlı ortogonal işaretler b-örtüşen zaman sınırlı ortogonal işaretler c- örtüşen band sınırlı ortogonal işaretler.	30
4.4 i-1). ve i. zamanda gönderilen işaretler. a- koruma aralığı eklentisi yok b- koruma aralığı eklentili c- çevrimsel önek ile koruma aralığı eklentili.	31
4.5 Kanaldan alınan işaretler a- koruma aralığı yok b- koruma aralığı eklemeli c- koruma aralığı ve çevrimsel önekli.	32

4.6	OFBÇ verici şeması.	33
4.7	OFBÇ alıcı şeması.	34
5.1	VAS / MOB yönteminin blok şeması.	36
5.2	VAS / MOB yönteminde kullanılan çerçeve yapısı.	36
5.3	İFKA VAS / MOB yöntemi ile aynı çeşitlilik derecesindeki UZBK sisteminin karşılaştırılması.	40
5.4	3 ve 6 anten için VAS UZKK eğrileri ve 2 alıcı antenli yapı ile karşılaştırılması.	42
5.5	$n_T = 3$ verici anten sayısı için VAS ÇGTÇ UZBK OFBÇ yapısı (3,2;1)	44
5.6	UZBK OFBÇ ile Kodsuz OFBÇ'in ve VAS UZBK OFBÇ yapılarının karşılaştırılması.	46
6.1	$L = 2$ ve $L = 8$ yollu kanalların outage kapasite eğrileri.	49
6.2	$n_T = 2$ $n_R = 1$ anten sayısı için UFZ kodlamalı OFBÇ sistemi. (ÇÖ: Çevrimsel Önek, ÇÖ S : Çevrimsel Önek Silici)	50
6.3	4 FKA sembol diyagramı ve $\frac{1}{2}$ oranlı 4 durumlu Kafes kodu kafes yapısı.	50
6.4	VAS UFZ Kodlu OFBÇ sisteminin blok yapısı.	53
6.5	G3 ve G4 blok kodlu UFZ kodlu OFBÇ yapılarında kullanılan 4 FKA, 4 durumlu, $\frac{1}{4}$ oranlı Kafes kodun kafes yapısı.	55
6.6	$L = 2$ yollu, eşit güç dağılımlı, 5 μ sn gecikme yayımlı kanal için UFZ Kodlu OFBÇ eğrilerinin karşılaştırılması.	56
6.7	$L = 2$ yollu, eşit güç dağılımlı, 40 μ sn gecikme yayımlı kanal için UFZ Kodlu OFBÇ eğrilerinin karşılaştırılması.	56
6.8	$L = 8$ yollu ve üstel güç dağılımlı kanal için UFZ Kodlu OFBÇ eğrilerinin karşılaştırılması.	57
6.9	$L = 2$ yollu, eşit güç dağılımlı ve 5 μ sn gecikme yayımlı kanal için G3ve G4 blok Kodlu UFZ Kodlu OFBÇ eğrilerinin karşılaştırılması.	58
6.10	$L = 2$ yollu, eşit güç dağılımlı ve 40 μ sn gecikme yayımlı kanal için G3ve G4 blok Kodlu UFZ Kodlu OFBÇ eğrilerinin karşılaştırılması.	59
6.11	$L = 8$ yollu ve üstel güç dağılımlı kanal için G3 ve G4 blok Kodlu UFZ Kodlu OFBÇ eğrilerinin karşılaştırılması.	60
7.1	$n_T = 2$ $n_R = 1$ anten sayısı için UZ kodlu OFBÇ sistemi.	62

7.2	16 durumlu, 4 FKA, $\frac{1}{2}$ oranlı kafes kodun kafes yapısı.	63
7.3	Düz Rayleigh sönümlmeli kanalda UZ Kodlu OFBÇ yapısına ait eğriler.	65
7.4	L = 2 yollu, eşit güç dağılımlı ve 5 μ sn gecikme yayımlı kanalda UZ Kodlu OFBÇ yapısına ait eğriler.	66
7.5	L = 2 yollu, eşit güç dağılımlı ve 40 μ sn gecikme yayımlı kanalda UZ Kodlu OFBÇ yapısına ait eğriler.	67
7.6	L = 8 yollu ve üstel güç dağılımlı kanalda UZ Kodlu OFBÇ yapısına ait eğriler.	68

TABLOLAR DİZİNİ

<u>Tablo</u>	<u>Sayfa</u>
2.1 G2 UZBK yapısında sembol iletim modeli.	6

1. GİRİŞ

Yeni nesil kablosuz sistemler, mevcut hücresel mobil radyo standartlarına göre daha yüksek ses kalitesine ve daha yüksek bit hızlı (2 Mbit/sn gibi) veri servislerine olan ihtiyaçtan doğmuşturlar. Aynı zamanda uzak birimler küçük hafif cep iletişim cihazları haline gelmiştir. Ayrıca bu cihazlar geniş dar hücrelerde kırsal, kentsel ve yarı kırsal bölgelerde; yapı içi ve yapı dışı gibi çeşitli ortamlarda güvenilir şekilde çalışmaktadırlar. Diğer bir deyişle gelecek nesil sistemlerin daha iyi kalitede ve daha çok kapsama alanında; daha çok güçlü ve band genişliği bakımından verimli, üstelik farklı kanal profillerinde de kullanılabilecek kapasitede olmaları beklenmektedir.

Güvenilir kablosuz iletişimi zorlaştıran temel olgu zaman değişimli çok-yollu kanal sönümlemesidir. Tipik bir modülasyon ve kodlama kullanarak Eklenen Beyaz Gauss Gürültülü [EBGG - Additive White Gaussian Noise (AWGN)] kanalda efektif bit hata oranını 10^{-n} 'den 10^{-n-1} 'e düşürmek için 1-2 dB fazla İşaret Gürültü Oranı [İGO – Signal to Noise Ratio (SNR)] gerekirken, çoklu sönümlemeli kanalda hata oranındaki aynı azalmayı sağlamak için İGO'da 10 dB'ye kadar bir artış yapılmalıdır [1]. İGO'daki bu iyileşme gelecek nesil sistemlerin ihtiyacına zıt olarak daha yüksek iletim gücü ve ek band genişliği üzerinden sağlanmamalıdır.

Teorik olarak sönümlemeli kanalla başa çıkmak için verimli olan bir yöntem verici gücü kontrolüdür [2]. Eğer alıcıya ait kanal koşulları verici tarafında bilinirse, verici; kanalın olumsuz etkilerini azaltmak için gönderdiği işareti değiştirebilir. Burada iki temel problem vardır. Her sembol süresinde değişen çıkış gücünde iletim yapabilen vericiye ihtiyaç duyulması önemli bir sorundur. Vericide belli bir seviyede sönümleme etkisini azaltmak için aynı seviyede çıkış gücü arttırılmalıdır. Bu da yayım güç sınırlamaları ve yükselteçlerin maliyeti yüzünden pratik olmayabilir. Diğer bir problem de uzak birimden baz istasyonuna ve baz istasyonundan uzak birime iletimlerin farklı frekanslar üzerinden yapıldığı sistemlerde vericiye geri besleme ile kanal bilgisi yollanmasıdır.

Baz istasyonu binlerce uzak birime hizmet vermektedir. Bu yüzden baz istasyonlarına ekipman eklemek uzak birimlere eklemekten daha ekonomik ve pratiktir. Dolayısıyla verici çeşitlemesi (transmit diversity) çok cazip hale gelmektedir. Verici çeşitliliği; hata performansını, veri hızını ya da kablosuz haberleşme sistemlerinin kapasitesini düzeltebilir. Sönümlemeye karşı azalan hassasiyet; efektif veri hızını arttırmak için yüksek seviyede modülasyon yapılarının kullanılmasına ya da çoklu hücreli yapılarda sistem kapasitesini arttırmak için daha küçük tekrar kullanma faktörleri (reuse factor) seçilmesine imkan sağlar. Verici çeşitliliği kablosuz haberleşme sisteminin kapsama alanının genişlemesini de sağlar. Ayrıca sistem kapasitesinin çoklu yol sönümlemesi yüzünden sınırlı olduğu sistemlerde verimliliği artırır, mevcut olan sistemleri komple yeniden tasarlamaya gerek kalmadan kaliteli ve verimli müşteri taleplerine basit ve ucuz çözüm yolları sunar [1].

Ortogonal Frekans Bölmeli Çoklama [OFBÇ – Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)] kablosuz kanallar üzerinden veri iletimi için giderek yaygınlaşan bir modülasyon türüdür. Dijital Ses Yayını [DSY – Digital Audio Broadcasting (DAB)], Dijital Video Yayını [DVY – Digital Video Broadcasting (DVB)], yerel ağ standardı IEEE 802.11a ve metropolitan alan ağı (MAN) standardı IEEE 802.16a gibi sistemlerde kabul gördü. Ayrıca 4. nesil mobil kablosuz sistemler için çok yüksek potansiyelli bir adaydır [3].

OFBÇ, frekans seçici sönümlemeli kanalı, düz sönümlemeli alt kanalların paralel toplamı haline dönüştürmektedir. Alt taşıyıcılar arası frekans aralığı, zaman boyutunda karşılık gelen dalga formlarının ortogonallığını sağlayacak şekilde minimum seçilir. Fakat farklı taşıyıcılara karşılık gelen işaret spektrumları frekans boyutunda örtüşürler. Dolayısıyla mevcut band genişliği çok verimli kullanılır.

OFBÇ frekans seçici kanallarla başa çıkmak için verimli ve düşük karmaşıklığa sahiptir. Kabaca söylenirse OFBÇ vericisi frekans bandını dar alt bandlara böler ve her bir alt kanal üzerinden farklı bir sembol dizisi yollar. Alt kanalların band genişliği yeterince dar olduğunda her bir alt kanal boyunca frekans cevabı yaklaşık

olarak düzdür. Böylece karmaşık zaman boyutlu eşitleme-tahmin (equalization) işlemlerine gerek kalmaz.

OFBÇ ve Uzay Zaman Kafes Kodlamanın [UZKK - Space Time Trellis Coding (STTC)] birlikte kullanılmasıyla modülasyon ve kodlama işlemleri birleştirilir. Uzay Zaman [UZ – Space Time (ST)] kodları şimdiye kadar dar bandlı kablosuz kanallar için öneriliyordu. Bu kodlar, yüksek spektral verimliliğe sahiptirler ve çok düşük İGO değerlerinde çalışabilirler. Diğer taraftan OFBÇ geniş bandlı kanallar için uygun modülasyon türüdür.

UZ kodları herhangi bir serpiştirici (interleaver) yapısına ihtiyaç duymadığından bu yapılar gecikmeye karşı hassas olan sistemler için caziptir. Geniş bandlı kablosuz haberleşme sistemlerinde, UZ kodlu sembol süresi, sönmülemeli çok yollu (multipath) kanalın gecikme yayılımından küçüktür. Bu da ciddi biçimde semboller arasında girişime [SAG – Inter Symbol Interference (ISI)] sebep olmaktadır. UZ kodlarını geniş bandlı sistemlerde kullanmak için SAG etkileri yok edilmelidir. OFBÇ yapısı yüksek hızlı veri iletimi başardığı gibi, SAG etkilerini azaltmakta da gayet başarılıdır. Bu yüzden UZ Kodlu OFBÇ sistemleri tüm dikkatleri üzerine çekmektedir. [4] ve [5] makalelerinde bu yapılar incelenmiş ve performansları gösterilmiştir.

Verici çeşitliliği kompleks yapıları alıcıdan vericiye taşıdığı için revaçta olan diğer bir konudur. [6]'da UZBK Kodlu OFBÇ üzerinden Verici Anten Seçimi [VAS – Transmit Antenna Selection (TAS)] uygulanmış ve performansı gösterilmiştir. Diğer tüm verici çeşitlemeleri arasında UZKK yapıları daha özel bir ilgi alanı içine girer; çünkü UZKK yapıları sadece tam çeşitlilik sağlamakla kalmaz, aynı zamanda kodlama kazancı da sağlarlar. Çeşitlilik derecesini arttırmak için 2 antenden fazla verici anten kullanılmalı ve uygun UZKK uygulanmalıdır. Fakat bu görüldüğü kadar kolay bir konu değildir ve UZKK yapıları en fazla 4 ve 6 verici anten için tasarlanmıştır. Üstelik anten sayısı arttıkça tam çeşitlilik elde etmek için koda ait hafıza derecesi çok büyümekte ve kodun durum sayısı, karmaşıklığı artmaktadır. Örneğin 4 Faz Kaydırmalı Anahtarlama [FKA – Phase Shift Keying (PSK)] UZKK'da 4 verici anten için kafes kodu 64 durumlu; 6 verici anten için kafes kodu

1024 durumudur. Bu da mobil cihazda kodlama işlemini çok karmaşık hale getirir. [7]'de ise UZKK yapısına VAS uygulanmıştır.

[8]'de Uzay Zaman Kodlama, Anten Seçimi ve yeni bir uyarlamalı (adaptive) OFBÇ modülasyon yapısı birleştirilmiştir. Uzay Zaman Kodlama olarak G2 ve G3 gibi blok kodlar kullanılmıştır. Uzay Frekans Blok Kodlu OFBÇ [UFBK OFBÇ-Space Frequency Block Coded OFDM (SFBC OFDM)] olarak adlandırılmaktadır. Bu yapıda herhangi bir kafes kodlama yapılmamıştır. Yeni OFBÇ yapısı ile modülasyon ve demodülasyon yapıldığında klasik OFBÇ'li mevcut sistemlere göre hata performansı bakımından iyileştirme sağlandığından bahsedilmektedir. [9]'da G2, G3 ve G4 blok kodlamalı UFBK OFBÇ yapıları anlatılmakta; kusursuz ve kusursuz olmayan kanal tahminleri ve değişik modülasyon türleri için bit hata olasılığı eğrileri gösterilmektedir. [10]'da Turbo kodlanmış veri G3 ve G4 gibi blok kodların kullanıldığı UFBK OFBÇ yapıları üzerinden hem alıcı hem verici anten seçimi yöntemleriyle iletilmektedir. Bu yapıların ayrı ayrı ya da beraber kullanılmasıyla oluşan sistemlere ait bit hata oranları gösterilmektedir. [11]'de Uzay Zaman Frekans Kodlu OFBÇ yapısına, yeni bir uyarlamalı anten seçimi metodu 4 verici 1 alıcı anten üzerinden uygulanmaktadır. Sistemde 1/3 oranlı Konvolüsyonel kod ve A4 gibi farklı bir blok kod kullanılmakta ve OFBÇ tonlarının tek ve çift sayı değerlerine göre farklı iletim ve hesaplamalar yapılmaktadır. Değişik modülasyon türleri, belirtilen anten yönlendirmeleri ve değiştirilen kanal parametreleri için ortalama bit hata olasılığı eğrileri gösterilmektedir. [12]'de Uzay Frekans Kafes Kodlamalı OFBÇ yapısı üzerinde dar bandlı girişimi (Narrow Band Interference) hafifletmek için çeşitli analizler yapılmış ve 2 verici 3 alıcı antenli yapı üzerinden değişik işaret-girişim oranları için çerçeve (frame) hata olasılığı eğrileri gösterilmiştir. [13]'de Uzay Zaman Kodlu OFBÇ yapılarında 2 verici 2 alıcı anten ve değişik OFBÇ ton sayısı ve zaman periyotları için ikişerli (pairwise) hata olasılığına dair hesaplamalar ve eğriler gösterilmiştir. [14]'de, G2 blok kodlu OFBÇ yapısına, bağlantı (link) temelli verici sektör seçimli anten seçimi yöntemi uygulanmıştır. Veri, blok kodlanmadan önce konvolüsyonel kod ile kodlanmıştır. Değişik seçim yöntemleri ve sektör sayıları için eğriler gösterilmiştir.

Bu çalışmada [4] ve [5]'de belirtilen sistemlere [6]'da anlatıldığı gibi optimum yöntemi kullanarak VAS uygulanmış ve hata performansı yönünden karşılaştırmalar yapılmıştır. 2. Bölümde Uzay Zaman Blok Kodlama [UZBK – Space Time Block Coding (STBC)] [2] anlatılmış ve makalede yer alan simülasyon eğrileri elde edilmiştir. 3. Bölümde konvolüsyonel kodlama ve UZKK yapısı anlatılarak [15]'de gösterilen bir yapının simülasyon sonucu çizilmiştir. 4. Bölümde bu tezde kullanılan OFBÇ tekniği hakkında genel bir bilgi verilmektedir. 5. Bölümde VAS metodunun farklı yapılar üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Sırasıyla [16], [17] ve [6]'da anlatılan yapılar incelenerek simülasyonu yapılmış ve makalelerde yer alan hata olasılığı eğrileri elde edilmiştir. 6. Bölümde Uzay Frekans Zaman [UFZ – Space Frequency Time (SFT)] Kodlu OFBÇ yapısı [4] anlatılmıştır. Makalede gösterilen yapının ve bu yapıya VAS uygulanarak elde edilen yeni yapının iki farklı kanal profilinde (makalede kullanılan eşit güç dağılımlı, 2 yollu sönümlemeli kanalda ve farklı olarak üstel güç dağılımlı, 8 yollu sönümlemeli kanalda) simülasyonu yapılarak hata olasılığı eğrileri gösterilmiştir. Ayrıca Alamouti – G2 blok kodu yerine farklı olarak G3 ve G4 blok kodlamalı UFZ Kodlu OFBÇ yapısı oluşturulmuş ve VAS uygulanmıştır. 7. Bölümde UZ Kodlu OFBÇ yapısı [5] açıklanıp makalede gösterilen hata olasılığı eğrileri elde edilmiştir. Ayrıca makalede anlatılan UZ Kodlu OFBÇ yapısına yeni olarak VAS uygulanmış ve iki farklı kanal profili için simülasyonlar yapılmıştır. Son bölümde ise elde edilen sonuçlar açıklanmış ve öneriler sunulmuştur.

2. UZAY ZAMAN BLOK KODLAMA

Birinci kısımda basit olan ve tam çeşitlilik sağlayan Alamouti – G2 blok kod yapısı [1], ikinci kısımda daha kompleks, kodlama oranları $\frac{1}{4}$ olan G3 ve G4 blok kodları [18] anlatılmaktadır.

2.1 Alamouti – G2 UZBK Yapısı

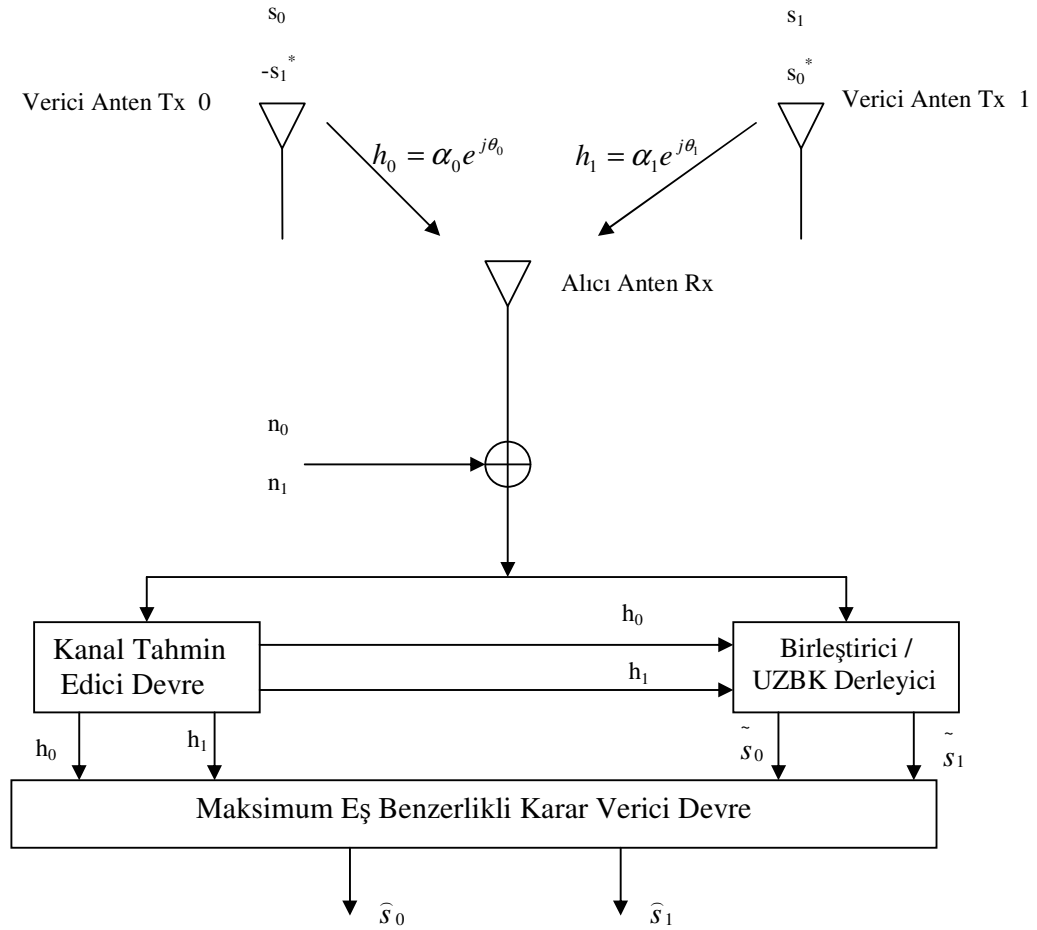
Girişim, bozulma, sönümleme, gürültü ve çoklu kanal gibi bir çok bozucu faktörden dolayı kablosuz haberleşme sistemlerinde daha güvenilir, daha etkin yapılara ihtiyaç duyulmaktadır. Sistem performansını arttıran ve aynı zamanda da gün geçtikçe küçülen ve daha hızlı veri aktarımı isteyen mobil cihazların gereksinimlerini karşılayabilecek yapılar önem kazanmaktadır. Çoklu anten kullanımı çeşitliliği arttırarak performansı iyileştirdiği için iyi bir çözüm olarak görülmektedir. Baz istasyonundan mobil cihaza olan veri iletiminde mobil cihazların hacim problemlerinden dolayı verici anten çeşitlemesi bu sorunu çözebilir.

Verici anten çeşitlemesinde en basit ve pratik yol Alamouti – G2 UZBK yapısıdır. Şekil 2.1’de sistemin blok şeması verilmektedir [1].

İki verici antenden bir alıcı antene düz sönümlemeli Rayleigh kanal üzerinden iletim yapılmaktadır. Tablo 2.1’de görüldüğü gibi birinci iletim periyodunda 0. verici antenden s_0 , 1. verici antenden ise s_1 sembolü iletilmektedir. İkinci iletim periyodunda 0. verici antenden $-s_1^*$, 1. verici antenden ise s_0^* sembolü iletilmektedir.

Tablo 2.1 G2 UZBK yapısında sembol iletim modeli.

	Verici Anten 0	Verici Anten 1
t zamanı	s_0	s_1
t + T zamanı	$-s_1^*$	s_0^*



Şekil 2.1 G2 – Alamouti UZBK yapısının blok şeması.

Alıcı tarafı kanal tahmin devresi ile her iki verici antene ait kanalı kusursuz tahmin etmekte; yani alıcının kusursuz kanal durum bilgisine sahip olduğu varsayılmaktadır. h_0 ve h_1 verici anten 0 ve anten 1'e ait Rayleigh sönümleme özelliği gösteren kanal kazançları olup iki periyot boyunca değişmedikleri varsayılmaktadır [1].

$$\begin{aligned}
 h_0 &= \alpha_0 e^{j\theta_0} \\
 h_1 &= \alpha_1 e^{j\theta_1} \\
 h_0(t) &= h_0(t+T) = h_0 = \alpha_0 e^{j\theta_0} \\
 h_1(t) &= h_1(t+T) = h_1 = \alpha_1 e^{j\theta_1}
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

Alıcıda birinci iletim periyodu ve ikinci iletim periyodu süresince alınan işaretler aşağıda yazılmıştır:

$$\begin{aligned} r_0 &= r(t) = h_0^* s_0 + h_1 s_1 + n_0 \\ r_1 &= r(t+T) = -h_0^* s_1^* + h_1 s_0^* + n_1. \end{aligned} \quad (2.2)$$

Alınan işaretler ve kanal katsayıları UZBK derleyiciye girer. Burada sembollere ait $\tilde{s}_0$ ve $\tilde{s}_1$ yumuşak karar (soft decision) işaretleri elde edilir.

$$\begin{aligned} \tilde{s}_0 &= h_0^* r_0 + h_1 r_1^* \\ \tilde{s}_1 &= h_1^* r_0 - h_0 r_1^* \end{aligned} \quad (2.3)$$

Yukarıdaki formüller açıldığında aşağıdaki ifadeler elde edilir:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_0 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_0 + h_0^* n_0 + h_1 n_1^* \\ \tilde{s}_1 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_1 - h_0 n_1^* + h_1^* n_0. \end{aligned} \quad (2.4)$$

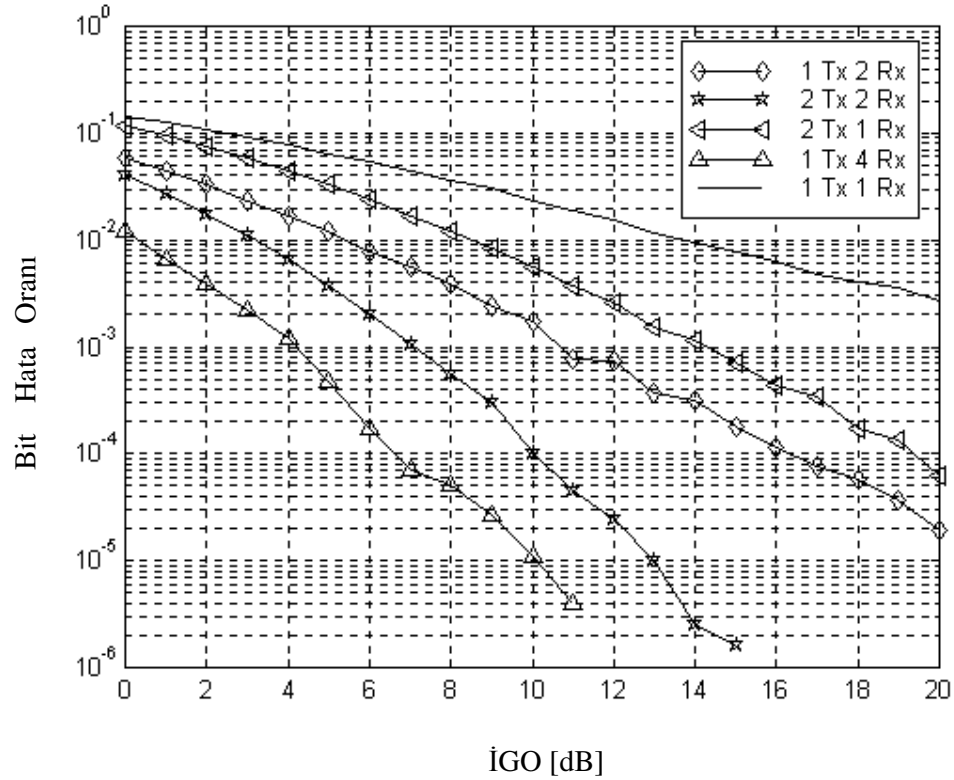
Eş benzerlikli karar kuralı için $d^2(x,y)$ Euclid uzaklıklarının kareleri alınır. Euclid uzaklık formülü aşağıda verilmiştir:

$$d^2(x, y) = (x - y)(x^* - y^*). \quad (2.5)$$

Yumuşak karar işaretleri Maksimum Eş Benzerlikli Karar Verici Devreye [MEK – Maximum Likelihood Decision (MLD)] girerler ve burada İFKA sembolleri üzerinden nihai karar için aşağıdaki karşılaştırma yapılır [1]:

$$\forall i \neq k \quad d^2(\tilde{s}_0, s_i) \leq d^2(\tilde{s}_0, s_k) \Rightarrow \text{Karar} = s_i. \quad (2.6)$$

Şekil 2.2’de G2 - UZBK yapısına ve klasik Maksimum Oranlı Alıcı Birleştirici [MOB – Maximum Ratio Combining (MRC)]’ye ait eğriler gösterilmektedir. [1]’de gösterilen eğriler elde edilmiştir. Şekil 2.2’deki eğriler [1]’dekiler ile uyumludur.



Şekil 2.2 Alamouti UZBK ve klasik MOB eğrilerinin karşılaştırılması.

MOB ile alıcı tarafında çoklu anten kullanılır. Eğrilerde G2 (2,1) yapısı ile MOB (1,2) yapısı karşılaştırıldığında (iki yapıda da çoklu anten kullanımından kaynaklanan çeşitleme miktarı $2 \times 1 = 1 \times 2 = 2$ değerindedir) G2 yapısının toplam iletim gücü MOB (1,2) yapısı ile aynı seçildiği halde MOB (1,2) ile benzer eğri karakteristiği gösterdiği anlaşılmaktadır [1].

Eğrilerden de görüldüğü gibi çoklu anten kullanma 1 antenli sistemlere göre çok iyi performans sergilemektedir. Ancak giderek küçülen mobil cihazlar için kullanılabilecek anten sayısı sınırlıdır ve çözüm işlemleri cihaza fazla bir yük getirmemelidir. Bu yüzden verici tarafında yani baz istasyonunda verici çeşitlemesi yapılmalıdır. Verici çeşitlemesinde işlem karmaşıklığı ve sayısı bakımından en basit

ve tam kodlama oranı sağlayan G2 kodudur. Bu kod ile veri hızında ya da spektral verimlilikte herhangi bir azalma olmamaktadır [1].

2.2 G3 ve G4 UZBK YAPILARI

G3 ve G4 UZBK yapıları işaret diyagramı genişliği, yüksek veri hızı, daha fazla çeşitlilik derecesi gibi avantajlar sağlar ve kafes kodlamanın kodlama-çözüm karmaşıklığına karşın daha basit yapılar sunarlar. Verici anten sayısı sabitlendiğinde, UZKK kodlama-çözüm karmaşıklığı iletim hızı ve çeşitlilik seviyelerine bağlı olarak logaritmik bir artış gösterdiğinden çoğu sistemlerde UZBK yapıları tercih edilebilir.

G3 ve G4 UZBK yapıları Alamouti tarafından keşfedilen iletim yapısını herhangi sayıdaki verici antenine geneller ve verici - alıcı antenler tarafından sağlanan çeşitliliği tümüyle kullanır. Bu kodlar alıcıda lineer işlemlere dayanan MEK çözüm algoritmasını kullanırlar.

Kompleks işaret diyagramları kullanıldığında, bu kodlarla herhangi bir verici anten sayısı için iletim modeli yapılandırılabilir. Alıcıda sadece lineer işlem gerektiren çözüm algoritması kullanılır. Kompleks işaret diyagramı ve 3-4 verici anten gibi belli durumlarda bu çeşitlilik yapıları mümkün en büyük iletim hızının $\frac{3}{4}$ değerine (H3 ve H4 Blok Kodları ile) imkan tanırırlar.

Baz istasyonunda n tane ve uzak istasyonda m tane anten bulunduğu düşünülmektedir. Her bir zaman periyodu t de, c_t^i , $i=1,2,..., n$ işaretleri n verici antenlerinden eş zamanlı iletilirler. Kanal düz sönümlemeli kabul edilmekte ve i verici anteninden j alıcı antenine yol kazanç katsayısı $\alpha_{i,j}$ olarak tanımlanmaktadır. Yol kazanç katsayıları gerçel boyut için varyansı 0.5 olan bağımsız kompleks gauss değişkenleri olarak alınırlar. Kablosuz kanalın quasi-static olduğu varsayılır yani yol kazanç katsayıları l uzunluklu çerçeve boyunca sabit ve bir çerçeveden diğerine değişmektedirler. t zaman periyodunda j . alıcı anteninde alınan işaret:

$$r_t^j = \sum_{i=1}^n \alpha_{i,j} c_t^i + n_t^j \quad (2.7)$$

ile verilir. Burada gürültü örnekleri n_t^j ; $n/(2\dot{I}GO)$ varyanslı, sıfır ortalamalı kompleks gauss değişkenlerdir. Her bir antenden iletilen sembollerin ortalama enerjisi 1 olacak şekilde işaretler normalize edilmiştir. Böylece her bir alıcı antende alınan ortalama güç n ve işaret gürültü oranı $\dot{I}GO$ 'dur.

Mükemmel kanal durum bilgisinin olduğu varsayılarak, alıcı; karar metrik değeri olarak

$$\sum_{t=1}^l \sum_{j=1}^m \left| r_t^j - \sum_{i=1}^n \alpha_{i,j} c_t^j \right|^2 \quad (2.8)$$

tüm sembol dizileri üzerinden yani

$$c_1^1 c_1^2 \dots c_1^n c_2^1 c_2^2 \dots c_2^n \dots c_l^1 c_l^2 \dots c_l^n$$

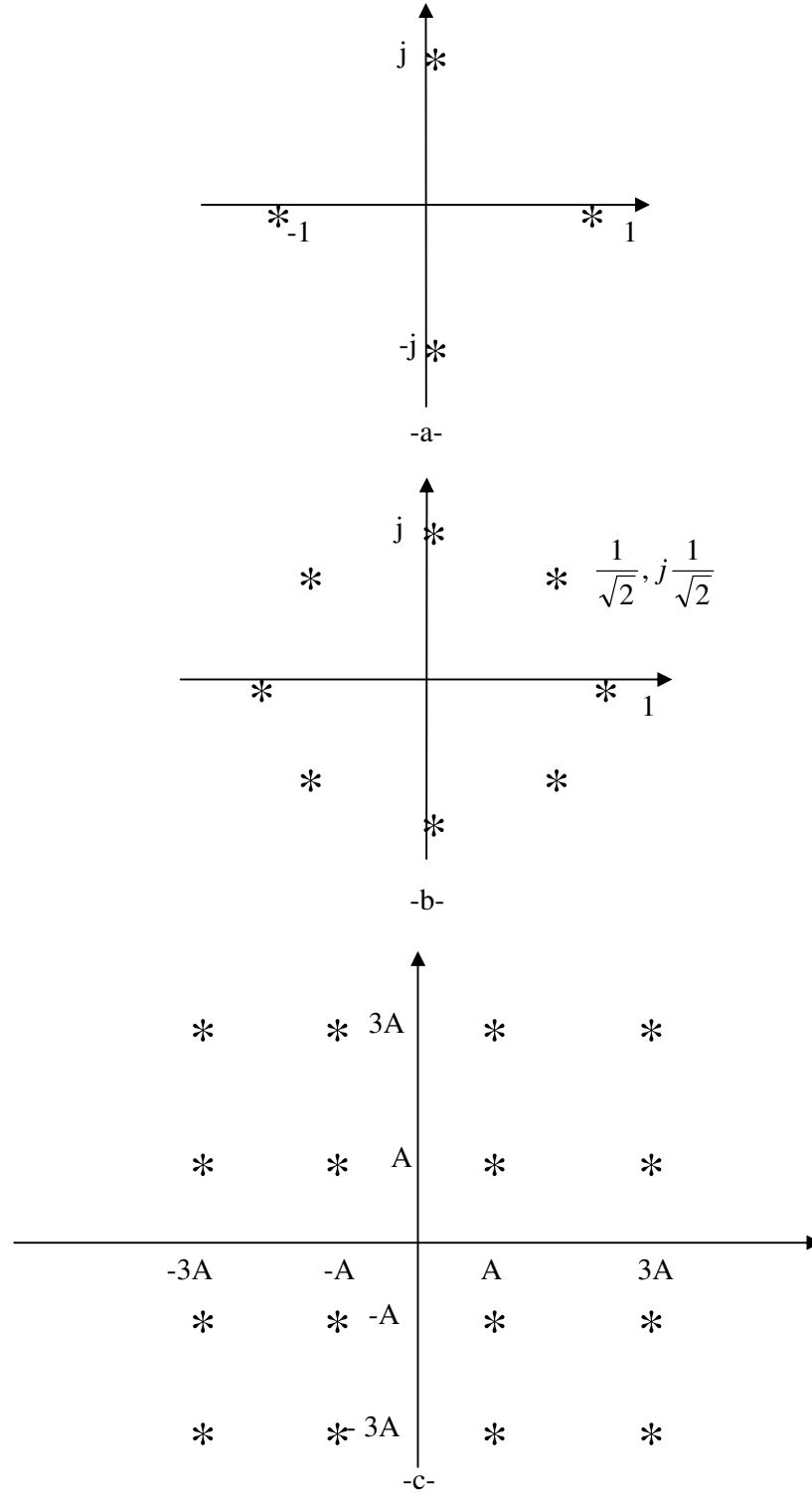
hesaplar ve bu toplamı minimize eden sembol dizisi lehine karar verilir.

Şekil 2.3'te bazı kompleks işaret diyagramları gösterilmektedir. Yapılan simülasyonlarda bu modülasyon tipleri kullanılmıştır.

UZBK $p \times n$ boyutlu iletim matrisi G ile tanımlanır. G 'nin elemanları $x_1, x_2, \dots, x_k$ değişkenleri ve bunların eşleniklerinin lineer birleşimidir. Örneğin G2 iki verici antenli iletim sistemini gösterir ve

$$G2 = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{pmatrix} \quad (2.9)$$

ile tanımlanır.



Şekil 2.3 a)- 4 FKA İşaret Diyagramı ($E_s=1$) b)- 8 FKA İşaret Diyagramı ($E_s=1$) c)- 16 DÖGM İşaret Diyagramı (ort. $E_s=10A^2$)

Baz istasyonunda 2^b elemanlı A işaret uzaylı iletim yapıldığı varsayılır. Birinci zaman aralığında kb bit şifreleyiciye girer ve $s_1, s_2, \dots, s_k$ uzay işaretleri seçilir. $x_i = s_i$, $i=1, 2, \dots, k$ alınarak elemanları $s_1, s_2, \dots, s_k$ ve bunların eşlenikleri olan bir G matrisi elde edilir. G , n verici anteninden her bir kb bit için iletilen belli işaret uzay sembollerini (veya lineer kombinasyonlarını) gösterir. G matrisinin i . sütunu, i . antenden iletilen sembolleri ve t . satırı da t . zaman periyodunda iletilen sembolleri gösterir. k sembol iletmek için p zaman periyodu kullanılmaktadır, dolayısıyla kod hızı $R=k/p$ olarak tanımlanır. Örneğin G_2 için hız 1 'dir. G_3 ve G_4 kodlarının hızı $1/2$ 'dir. Aşağıdaki denklemlerde G_3 ve G_4 blok kodlarının iletim matrisleri gösterilmektedir [18].

$$G_3 = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 \\ -x_3 & x_4 & x_1 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 \\ x_1^* & x_2^* & x_3^* \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4^* \\ -x_3^* & x_4^* & x_1^* \\ -x_4^* & -x_3^* & x_2^* \end{pmatrix} \quad (2.10)$$

$$G_4 = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 \\ -x_3 & x_4 & x_1 & -x_2 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 & x_1 \\ x_1^* & x_2^* & x_3^* & x_4^* \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4^* & x_3^* \\ -x_3^* & x_4^* & x_1^* & -x_2^* \\ -x_4^* & -x_3^* & x_2^* & x_1^* \end{pmatrix} \quad (2.11)$$

Ayrıca $3/4$ kod hızlı 3 verici anten kullanan H_3 ve 4 verici anten kullanan H_4 Blok kodları da mevcuttur.

İletim matrislerinden de görüldüğü gibi G_3 ve G_4 blok kodları $8T_s$ süresi boyunca kodlama yaparlar. Bu süre zarfında 4 sembol iletilmektedir.

G3 blok kodu için vericide üç anten kullanılır. Denklem 2.10'da gösterildiği gibi 4 sembol bu üç anten üzerinden iletilir. Alıcı gönderilen s_1 , s_2 , s_3 ve s_4 veri sembolleri için aşağıda verilen denklemleri tüm mümkün semboller üzerinden minimum yaparak karar verir [18].

s_1 sembolü için

$$\left[\sum_{j=1}^m \left(r_1^j \alpha_{1,j}^* + r_2^j \alpha_{2,j}^* + r_3^j \alpha_{3,j}^* + (r_5^j)^* \alpha_{1,j} + (r_6^j)^* \alpha_{2,j} + (r_7^j)^* \alpha_{3,j} \right) \right] - s_1 \Bigg|^2 + \left(-1 + 2 \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^3 |\alpha_{i,j}|^2 \right) |s_1|^2 \quad (2.12)$$

s_2 sembolü için

$$\left[\sum_{j=1}^m \left(r_1^j \alpha_{2,j}^* - r_2^j \alpha_{1,j}^* + r_4^j \alpha_{3,j}^* + (r_5^j)^* \alpha_{2,j} - (r_6^j)^* \alpha_{1,j} + (r_8^j)^* \alpha_{3,j} \right) \right] - s_2 \Bigg|^2 + \left(-1 + 2 \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^3 |\alpha_{i,j}|^2 \right) |s_2|^2 \quad (2.13)$$

s_3 sembolü için

$$\left[\sum_{j=1}^m \left(r_1^j \alpha_{3,j}^* - r_3^j \alpha_{1,j}^* - r_4^j \alpha_{2,j}^* + (r_5^j)^* \alpha_{3,j} - (r_7^j)^* \alpha_{1,j} - (r_8^j)^* \alpha_{2,j} \right) \right] - s_3 \Bigg|^2 + \left(-1 + 2 \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^4 |\alpha_{i,j}|^2 \right) |s_3|^2 \quad (2.14)$$

s_4 sembolü için

$$\left[\sum_{j=1}^m \left(-r_2^j \alpha_{3,j}^* + r_3^j \alpha_{2,j}^* - r_4^j \alpha_{1,j}^* + (r_6^j)^* \alpha_{3,j} + (r_7^j)^* \alpha_{2,j} - (r_8^j)^* \alpha_{1,j} \right) \right] - s_4 \Bigg|^2 + \left(-1 + 2 \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^4 |\alpha_{i,j}|^2 \right) |s_4|^2 \quad (2.15)$$

G4 blok kodu için vericide 4 anten kullanılır. Denklem 2.11’de gösterildiği gibi 4 sembol bu dört anten üzerinden iletilir. Alıcı gönderilen s_1 , s_2 , s_3 ve s_4 sembolleri için aşağıda verilen denklemleri tüm mümkün semboller üzerinden minimum yaparak karar verir [18].

s_1 sembolü için

$$\left[\sum_{j=1}^m \left(r_1^j \alpha_{1,j}^* + r_2^j \alpha_{2,j}^* + r_3^j \alpha_{3,j}^* + r_4^j \alpha_{4,j}^* + (r_5^j)^* \alpha_{1,j} + (r_6^j)^* \alpha_{2,j} + (r_7^j)^* \alpha_{3,j} + (r_8^j)^* \alpha_{4,j} \right) \right] - s_1 \Bigg|^2$$

$$+ \left(-1 + 2 \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^4 |\alpha_{i,j}|^2 \right) |s_1|^2 \quad (2.16)$$

s_2 sembolü için

$$\left[\sum_{j=1}^m \left(r_1^j \alpha_{2,j}^* - r_2^j \alpha_{1,j}^* - r_3^j \alpha_{4,j}^* + r_4^j \alpha_{3,j}^* + (r_5^j)^* \alpha_{2,j} - (r_6^j)^* \alpha_{1,j} - (r_7^j)^* \alpha_{4,j} + (r_8^j)^* \alpha_{3,j} \right) \right] - s_2 \Bigg|^2$$

$$+ \left(-1 + 2 \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^4 |\alpha_{i,j}|^2 \right) |s_2|^2 \quad (2.17)$$

s_3 sembolü için

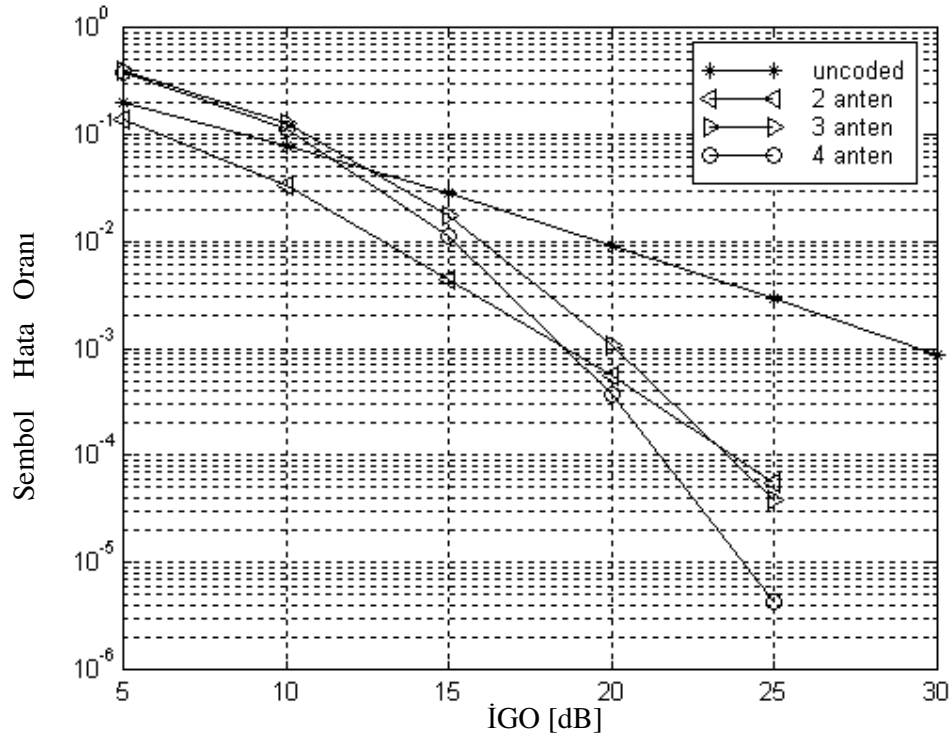
$$\left[\sum_{j=1}^m \left(r_1^j \alpha_{3,j}^* + r_2^j \alpha_{4,j}^* - r_3^j \alpha_{1,j}^* - r_4^j \alpha_{2,j}^* + (r_5^j)^* \alpha_{3,j} + (r_6^j)^* \alpha_{4,j} - (r_7^j)^* \alpha_{1,j} - (r_8^j)^* \alpha_{2,j} \right) \right] - s_3 \Bigg|^2$$

$$+ \left(-1 + 2 \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^4 |\alpha_{i,j}|^2 \right) |s_3|^2 \quad (2.18)$$

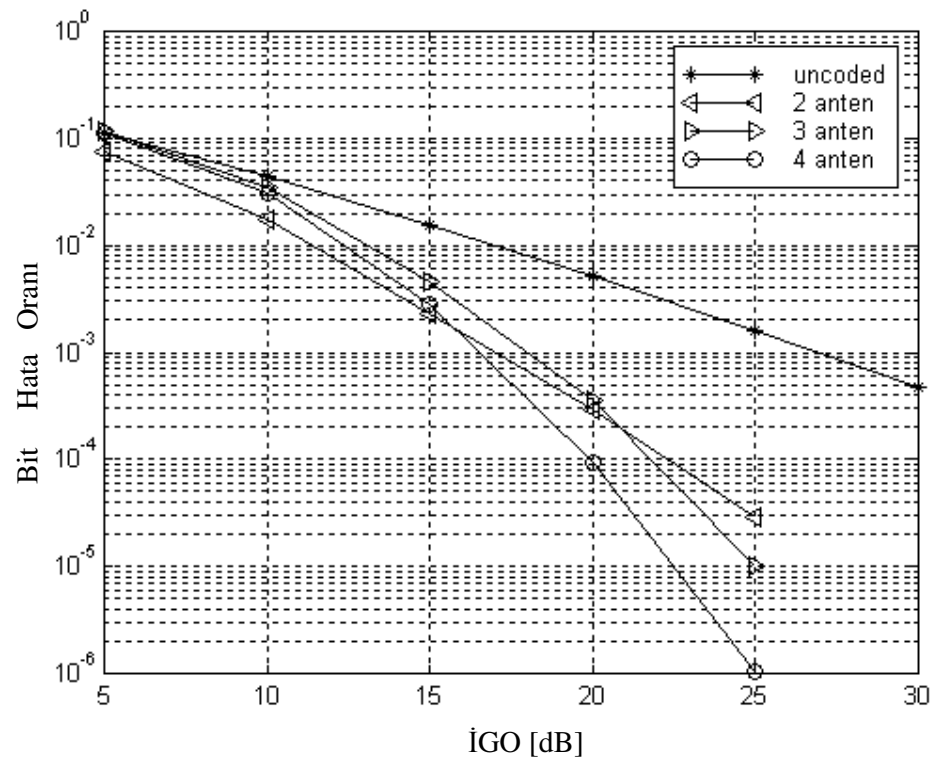
s_4 sembolü için

$$\left[\sum_{j=1}^m \left(r_1^j \alpha_{4,j}^* - r_2^j \alpha_{3,j}^* + r_3^j \alpha_{2,j}^* - r_4^j \alpha_{1,j}^* - (r_5^j)^* \alpha_{4,j} - (r_6^j)^* \alpha_{3,j} + (r_7^j)^* \alpha_{2,j} - (r_8^j)^* \alpha_{1,j} \right) - s_4 \right]^2 + \left(-1 + 2 \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^4 |\alpha_{i,j}|^2 \right) |s_4|^2 \quad (2.19)$$

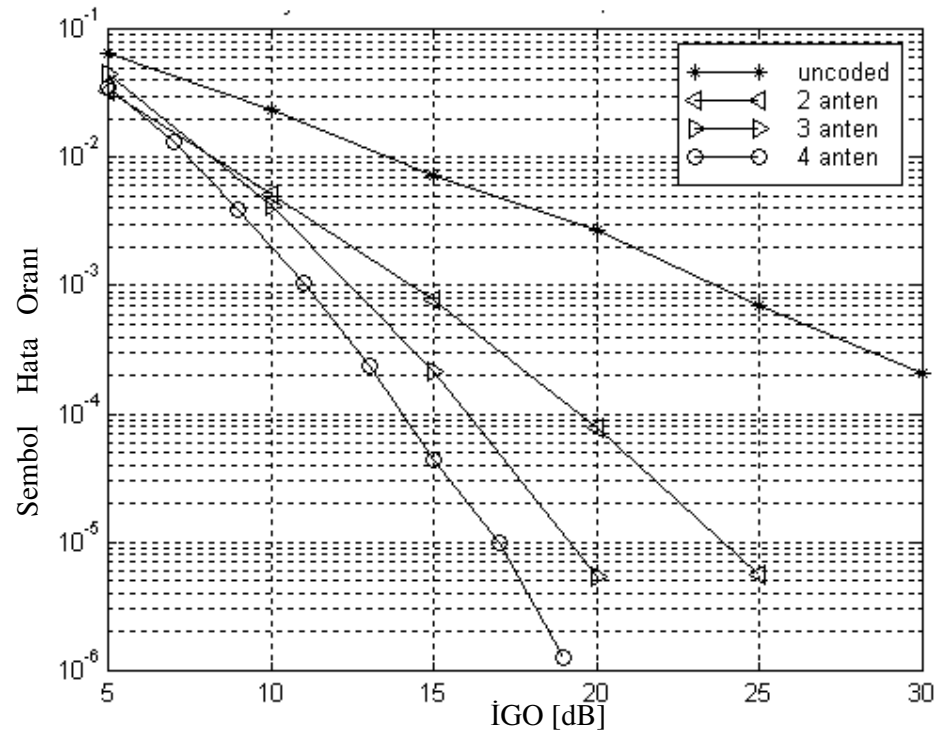
Şekil 2.4 ve 2.5'te 2 bit/sn/Hz iletimi hızı (transmission rate) için bit ve sembol hata oranları [BHO - Bit Error Rate (BER), SHO - Symbol Error Rate (SER)] elde edilmiştir. İletim hızı bir iletim periyodunda gönderilen bit sayısıdır, kapasite ile karıştırılmamalıdır. Kodlamasız yani tek verici anten için 4 FKA ; G2 UZBK matrisli yani 2 verici antenli yapıda da 4 FKA kullanılmıştır. 3 ve 4 verici antenli yapılarda ise 16 DÖGM modülasyonu ve G3 ve G4 matrisleri kullanılmıştır. Görüldüğü gibi 10^{-4} bit hata oranı için G4 yapısı G2 'ye göre yaklaşık 2 dB üstünlük sağlamaktadır. Kanal, düz Rayleigh sönümlemeli kanaldır. Her bir çerçeve boyunca sabittir ve bir kod sözcüğünden diğerine değişir [18] .



Şekil 2.4 2 bit/sn/Hz iletim hızı için UZBK SHO eğrileri.

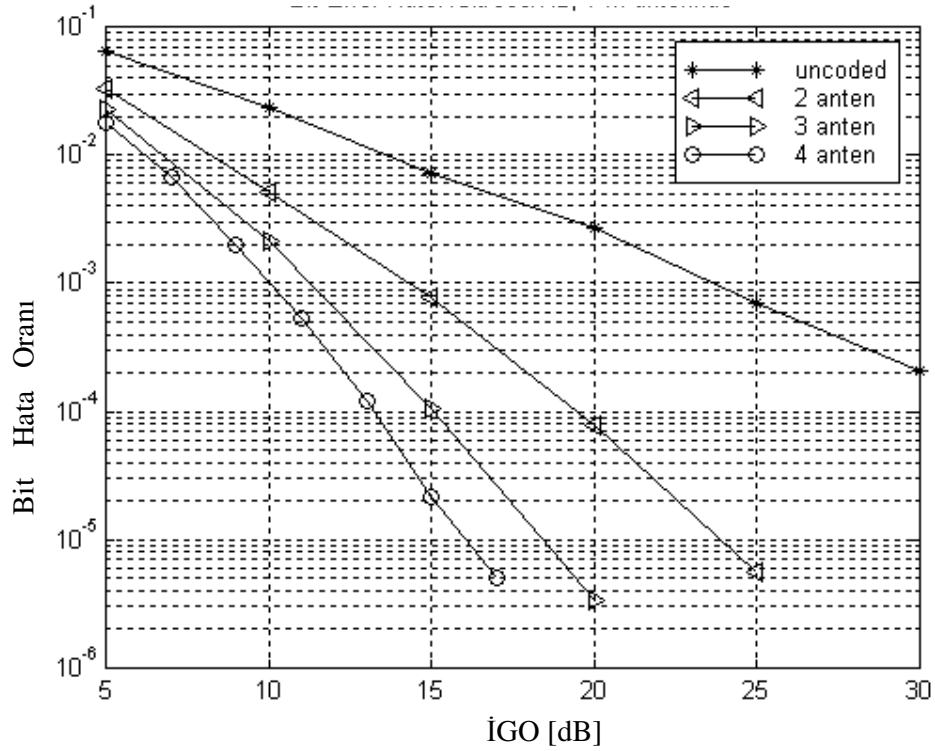


Şekil 2.5 2 bit/sn/Hz iletim hızı için UZBK BHO eğrileri.



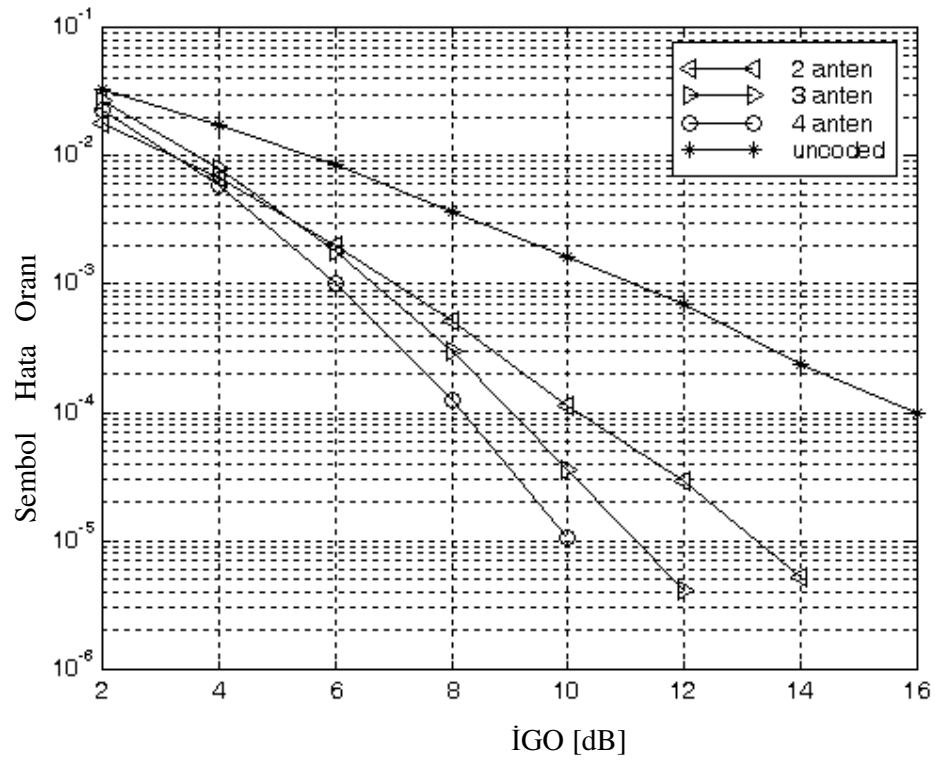
Şekil 2.6 1 bit/sn/Hz iletim hızı için UZBK SHO eğrileri.

Şekil 2.6 ve 2.7’de 1 bit/sn/Hz iletimi hızı için bit ve sembol hata oranları çizilmiştir. Kodlamasız yani tek verici anten için İFKA ; G2 UZBK matrisli yani 2 verici antenli yapıda da İFKA kullanılmıştır. 3 ve 4 verici antenli yapılarda ise 4 FKA modülasyonu ve G3 ve G4 matrisleri kullanılmıştır. Görüldüğü gibi 10^{-5} bit hata oranı için G4 yapısı G2 ‘ye göre yaklaşık 7.5 dB üstünlük sağlamaktadır.

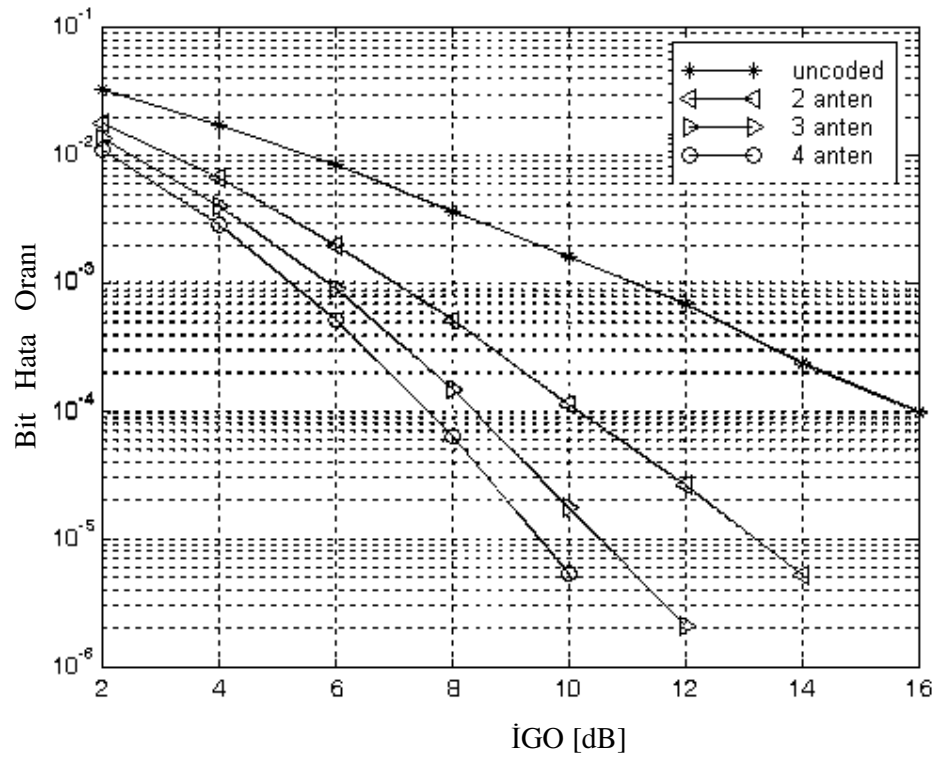


Şekil 2.7 1 bit/sn/Hz iletim hızı için UZBK BHO eğrileri.

Şekil 2.8 ve 2.9’da 1 bit/sn/Hz iletimi hızı için bit ve sembol hata oranları çizilmiştir. Ama bu sefer 2 alıcı anten kullanılmıştır. Görüldüğü gibi 10^{-5} bit hata oranı için G4 yapısı G2 ‘ye göre yaklaşık 3.5 dB üstünlük sağlamaktadır. Alıcı anten sayısı arttığı halde bu üstünlük tek alıcı anten kullanıldığı duruma göre azalmıştır. Bunun sebebi G2 blok kodu ve 2 alıcı antenli yapı (2 verici, 2 alıcı anten) ile elde edilebilir çeşitlilik derecesinin çoğunun zaten elde edilmiş olmasıdır.



Şekil 2.8 1 bit/sn/Hz iletim hızı ve 2 alıcı anten için UZBK SHO eğrileri.



Şekil 2.9 1 bit/sn/Hz iletim hızı ve 2 alıcı anten için UZBK BHO eğrileri

Elde edilen eğriler [18]'de verilen eğrilerle uyumludur. G2 ve G3 gibi üst blok kodlar kullanıldıkça hata olasılığı iyileşir. Ancak bu sefer de iletim hızını aynı tutmak için 16 DÖGM gibi daha yüksek düzeyli modülasyon türlerini kullanmak gerekmektedir.

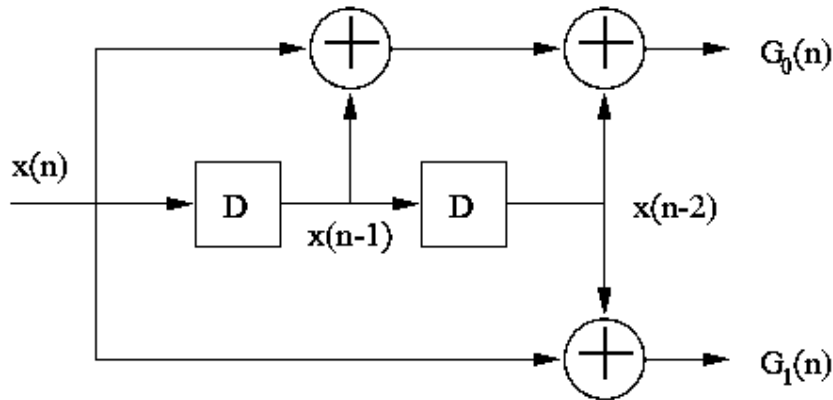
3. UZAY ZAMAN KAFES KODLAMA

Birinci kısımda kafes kodlama ile genel bilgiler verilecektir. İkinci kısımda UZKK yapısı [15] anlatılacaktır.

3.1 Kafes Kodlama

Konvolüsyonel kodlar, sayısal haberleşme sistemlerinde düşük İGO değerleri için güvenilir iletişim sağlarlar. Kullanılan sistemin ve kanalın gereksinimlerine göre çok çeşitli konvolüsyonel kodlar seçilebilir.

Şekil 3.1’de 4 durumlu, $\frac{1}{2}$ oranlı kodlayıcının diyagramı gösterilmektedir [15]. $x(n)$ giriş bilgisi ve $G_0(n)$ ve $G_1(n)$ 0. ve 1. çıkışlara ait kodlanmış çıkış bilgileridir. Şekil 3.1’de D birim gecikme elemanı, + ise mod 2 işlemidir. Kodlayıcı hızı giriş bit sayısının çıkış bit sayına bölünmesiyle elde edilir.

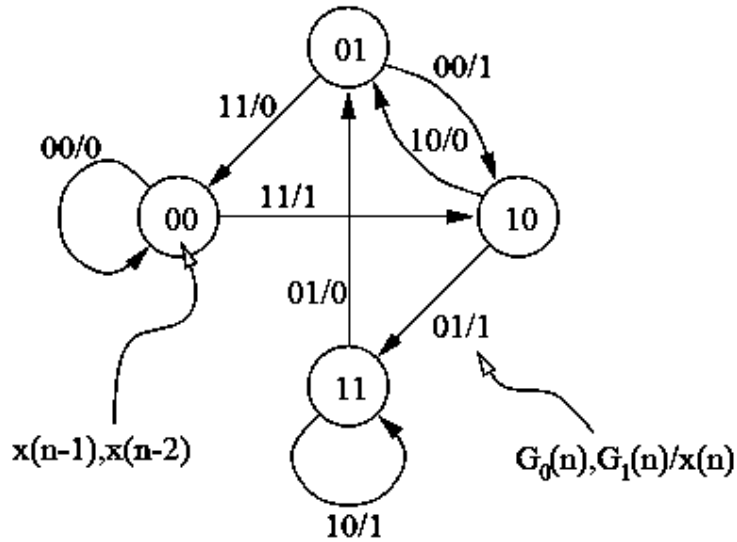


Şekil 3.1 4 durumlu, $\frac{1}{2}$ kodlama hızlı-oranlı konvolüsyonel kodun blok diyagramı.

Bu sistem 1 giriş 2 çıkışa sahip olduğu için $\frac{1}{2}$ oranlıdır. Konvolüsyon kodlayıcının durum sayısı kodun gecikme elemanlarının sayısı ile belirlenir. Bu kodda 2 tane gecikme elemanı kullanıldığı için $2^2 = 4$ durum vardır. Kodun blok diyagramı aşağıdaki formüllerle ifade edilebilir:

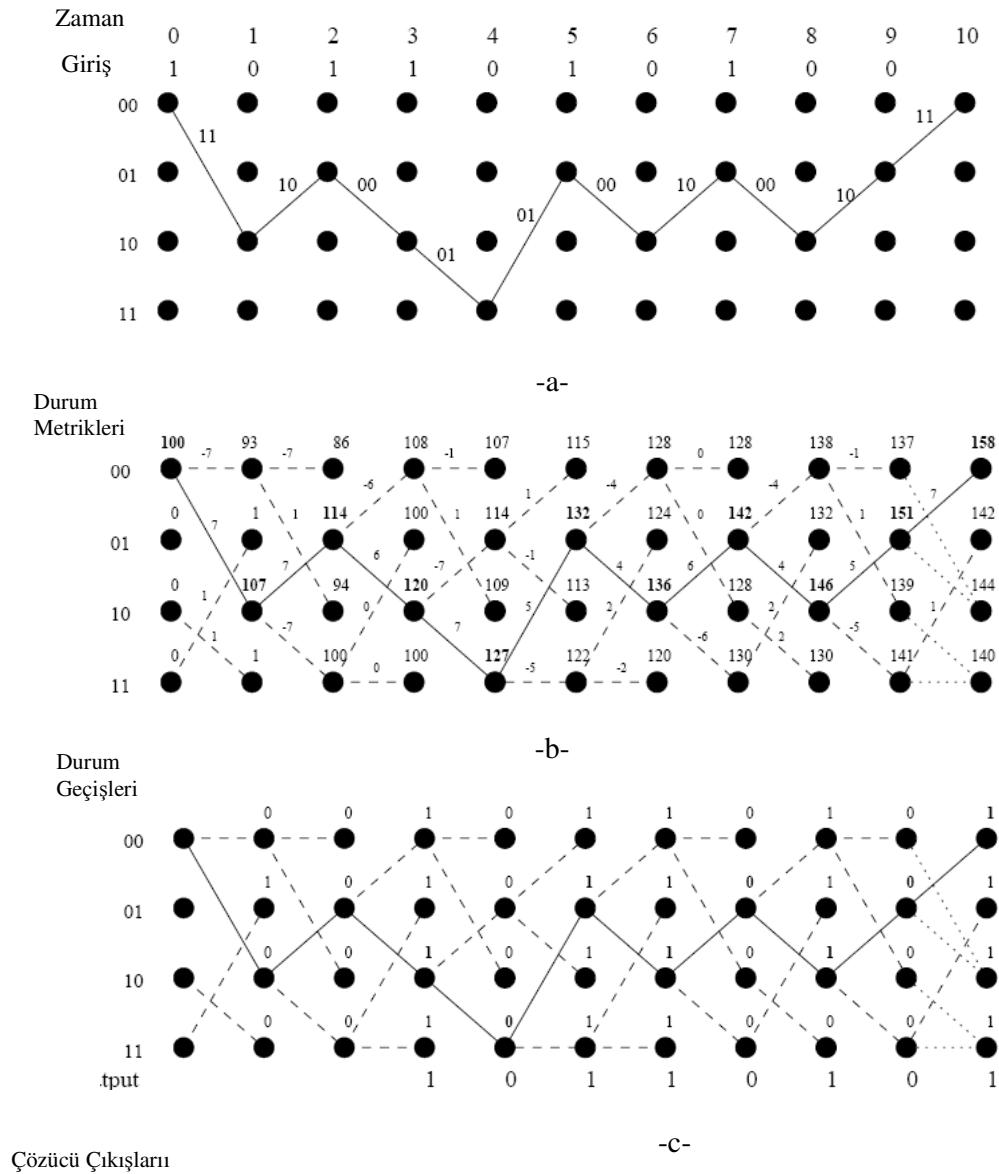
$$\begin{aligned} G_0(n) &= x(n) \oplus x(n-1) \oplus x(n-2) \\ G_1(n) &= x(n) \oplus x(n-2). \end{aligned} \quad (3.1)$$

Şekil 3.2’de kodun durum diyagramı gösterilmektedir [15]. Durumlar (daire içleri) $x(n-1), x(n-2)$ değerleri ile geçişler ise (oklar) $G_0(n), G_1(n) / x(n)$ değerleri ile tanımlanırlar. Bu durumlar sistem hafızasını temsil ederler. Geçişler, verilen giriş için çıkışları ve ilgili yolu gösterirler. Durumlar arası geçişler mümkün giriş bilgilerine bağlıdır. Dolayısıyla m giriş bilgisi için 2^m tane durum geçişleri mevcuttur. Verilen bir zamandaki durum geçiş sayısı, geçiş sayısı ve durum sayısının çarpımı olup 2^{m+k} ‘dır (k hafıza elemanı sayısıdır).



Şekil 3.2 4 durumlu, 1/2 oranlı konvolüsyonel koda ait durum diyagramı.

Durum diyagramı sistemin tam bir tanımını yapar. Fakat sadece anlık geçişleri gösterir. Zamanda meydana gelen durum değişikliklerini ifade etmez. Zamanda durum geçişlerini göstermek için kafes yapıları kullanılır. Kullanılan konvolüsyonel koda ilişkin kafes diyagramı Şekil 3.3’te verilmektedir [15]. Kafes diyagramındaki her bir nokta o zamandaki durum bilgisini gösterir.



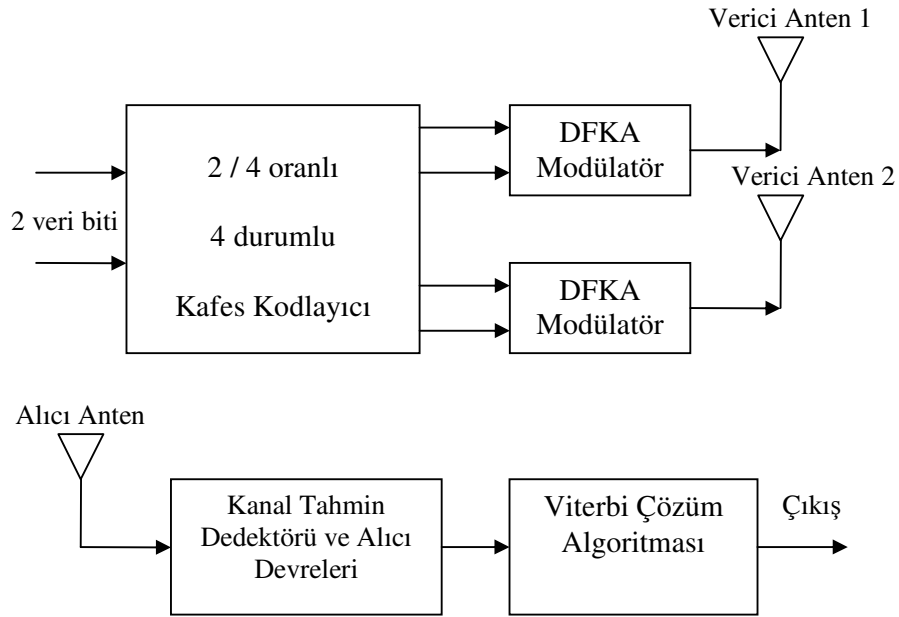
Şekil 3.4 a)-Giriş bitleri için kafes kodlama b)-Viterbi çözüm algoritması için dal metrikleri ve hesabı c)-Seçilen yola ait çözüm çıkış bilgilerinin elde edilmesi

3.2 UZKK Yap1s1

Kafes kodlamanın hata performansı üzerindeki büyük başarısı onu çoklu antenli yapılarda da cazip bir konu haline getirmiştir. UZKK yapılar, hem uzay hem de zamanda çeşitlilik sağlar, üstelik kafes kodlamadan dolayı kod kazancı da elde edilir. Ayrıca normal kafes kodlamalı sistemlere göre band genişliği bakımından avantaj

sağlar. Kod kazancı ve tam çeşitlilik elde etmesi, UZKK yapılarının hata olasılığı performansının diğer UZBK yapılara göre yüksek olmasına sebep olmaktadır.

Şekil 3.5'te bir UZKK yapısının blok şeması görülmektedir. Görüldüğü gibi 2 veri biti kafes kodlayıcıya girer ve 4 çıkış biti olarak kodlanır. Çıkış bitleri Dörtlü Faz Kaydırmalı Anahtarlama [DFKA – Quadrature Phase Shift Keying (QPSK)] ile modüle edilip birinci çıkış sembolü 1. verici antenden, 2. çıkış sembolü 2. verici antenden iletilir.



Şekil 3.5 UZKK verici ve alıcı devrelerinin blok şemaları.

Alıcı antene $1 \leq j \leq m$ t anında gelen işaret aşağıda yazılmıştır:

$$r_t^j = \sum_{i=1}^n \alpha_{i,j} c_t^i + n_t^j . \quad (3.3)$$

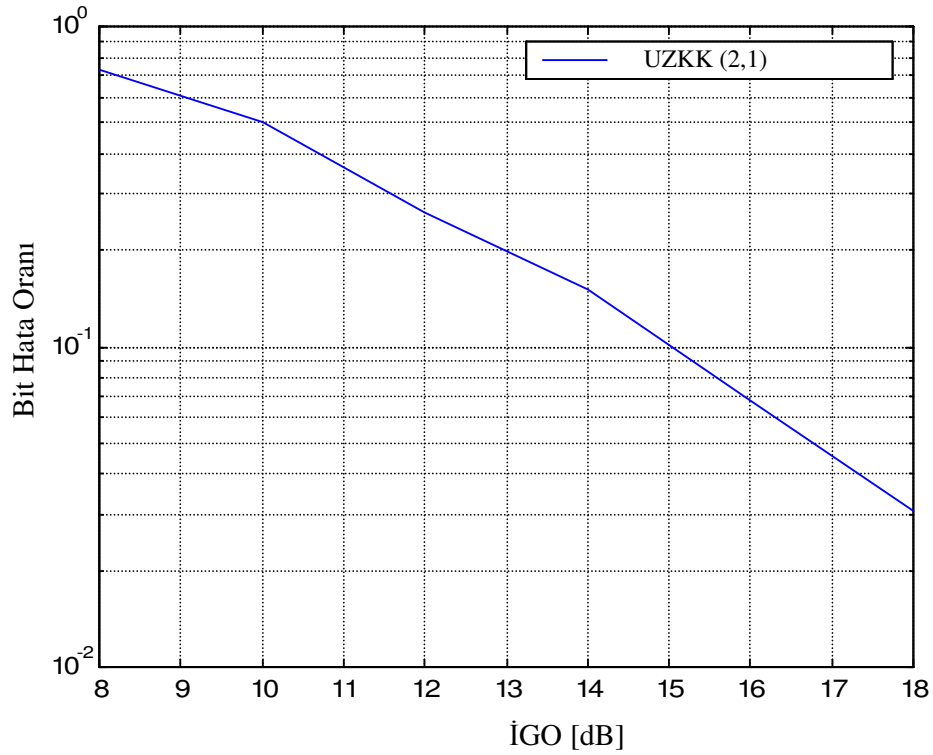
n_t^j , t anında j . alıcı antene ait gürültüdür ve sıfır ortalamalı $N_0/2$ varyanslı kompleks Gauss değişkenidir. $\alpha_{i,j}$ ise i . verici antenden j . alıcı antene ait yol kazanç sabitidir. Quasi-static düz Rayleigh dağılımlı sönmülemeli kanal modeli kullanılmaktadır. Kanal sabitleri bir çerçeve boyunca sabit alınıp bir çerçeveden diğerine değiştikleri kabul edilir.

$q_t^1 q_t^2 \cdots q_t^n$ geçişleri için t anında dal metrikleri aşağıda yazılmıştır [15]:

$$\sum_{j=1}^m \left| r_t^j - \sum_{i=1}^n \alpha_{i,j} q_t^i \right|^2 . \quad (3.4)$$

Viterbi algoritması bu dal metriklerine göre en az toplamı yolu seçerek çözüm yapar.

Şekil 3.6'da 4 durumlu, $\frac{1}{2}$ hızlı, DFKA kafes kodlamalı UZKK yapısı için bit hata oranı gösterilmektedir. Bir çerçeve 130 DFKA sembolünden oluşmaktadır. Şekil 3.6 ile [15]'de gösterilen hata oranı eğrisi elde edilmiştir.



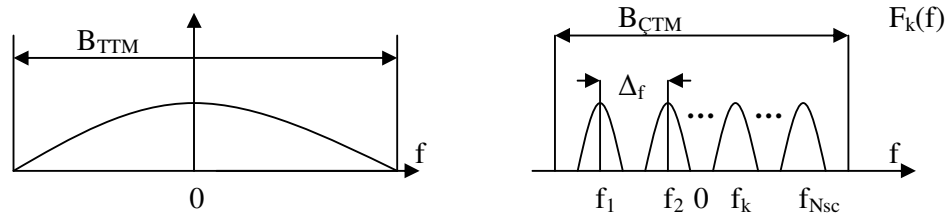
Şekil 3.6 Bir alıcı anten için 4 durumlu, $\frac{1}{2}$ hızlı DFKA kafes kodlu UZKK performansı.

4. ORTOGONAL FREKANS BÖLMELİ ÇOKLAMA

OFBÇ, Çok Taşıyıcılı Modülasyonun [ÇTM – Multi Carrier Modulation (MCM)] tek bir veri akışının çok sayıda düşük hızlı alt taşıyıcılar üzerinden iletildiği özel bir biçimdir. OFBÇ kullanmanın asıl sebepleri frekans seçiciliğine karşı dayanıklılığı arttırması ve girişime karşı gösterdiği dayanıklılıktır. Tek taşıyıcılı bir sistemde tek bir sönümlenme bozucu etkisi ya da bir karışan işaret tüm linkin bozulmasına sebep olabilir; oysa çok taşıyıcılı bir sistemde sadece küçük bir miktardaki alt taşıyıcı etkilenecektir. Bu durumda hata düzeltme kodları bu az sayıdaki hatalı alt taşıyıcıları düzeltmek için kullanılabilir. Birinci kısımda OFBÇ yapısına giriş yapılacaktır. İkinci kısımda ise Çevrimsel Önek [ÇÖ – Cyclic Prefix (CP)] içeren OFBÇ yapısı anlatılacaktır [3].

4.1 OFBÇ Yapısı

ÇTM, veriyi her biri daha düşük hızlı çeşitli sembol dizilerine bölerek iletir ve bu alt diziler çeşitli alt taşıyıcıları modüle eder. Şekil 4.1’de tek ve çok taşıyıcılı modülasyon türlerinin band genişliği açısından karşılaştırılması verilmiştir. B_{TMM} tek taşıyıcılı, $B_{ÇTM}$ ise çok taşıyıcılı modülasyonun band genişliğini göstermektedir. ÇTM için f_k , N_{SC} , Δ_f , $F_k(f)$ sırasıyla k . alt taşıyıcının frekansını, alt taşıyıcıların sayısını, alt taşıyıcılar arasındaki frekans farkını ve k . alt taşıyıcının frekans spektrumunu ifade etmektedir.



Şekil 4.1 Tek ve çok taşıyıcılı modülasyonun karşılaştırılması.

Bu durumda ÇTM işaret için frekans spektrumu Denklem 4.1’deki gibi yazılır [3]:

$$S_{\zeta TM}(f;t) = \sum_{k=1}^{N_{SC}} F_k(f;t) \quad (4.1)$$

$H(f;t)$ frekans seçici sönümlemeli kanalının transfer fonksiyonu ise Tek Taşıyıcı Modülasyon [TTM – Single Carrier Modulation (SCM)] ve ÇTM sistemlerinin frekans spektrumları aşağıdaki gibi yazılır [3]:

$$R_{TTM}(f;t) = H(f;t)S_{TTM}(f;t) \quad (4.2)$$

$$\begin{aligned} R_{\zeta TM}(f;t) &= H(f;t)S_{\zeta TM}(f;t) \\ &= \sum_{k=1}^{N_{SC}} H_k(f;t)F_k(f;t) \end{aligned} \quad (4.3)$$

$S_{TTM}(f;t)$ tekli, $S_{\zeta TM}(f;t)$ çoklu modülasyon türlerinin frekans spektrumudur. $H_k(f;t)$ B_k 'ya karşılık gelen kanal transfer fonksiyonudur (B_k , k . alt taşıyıcı tarafından işgal edilen band genişliğidir). Alt taşıyıcı sayısı yeterince çok olursa $H_k(f;t)$ 'nin genlik ve faz cevabının B_k boyunca sabit olduğu varsayılabilir ve $R_{\zeta TM}(f;t)$ aşağıdaki denklemle ifade edilebilir [3]:

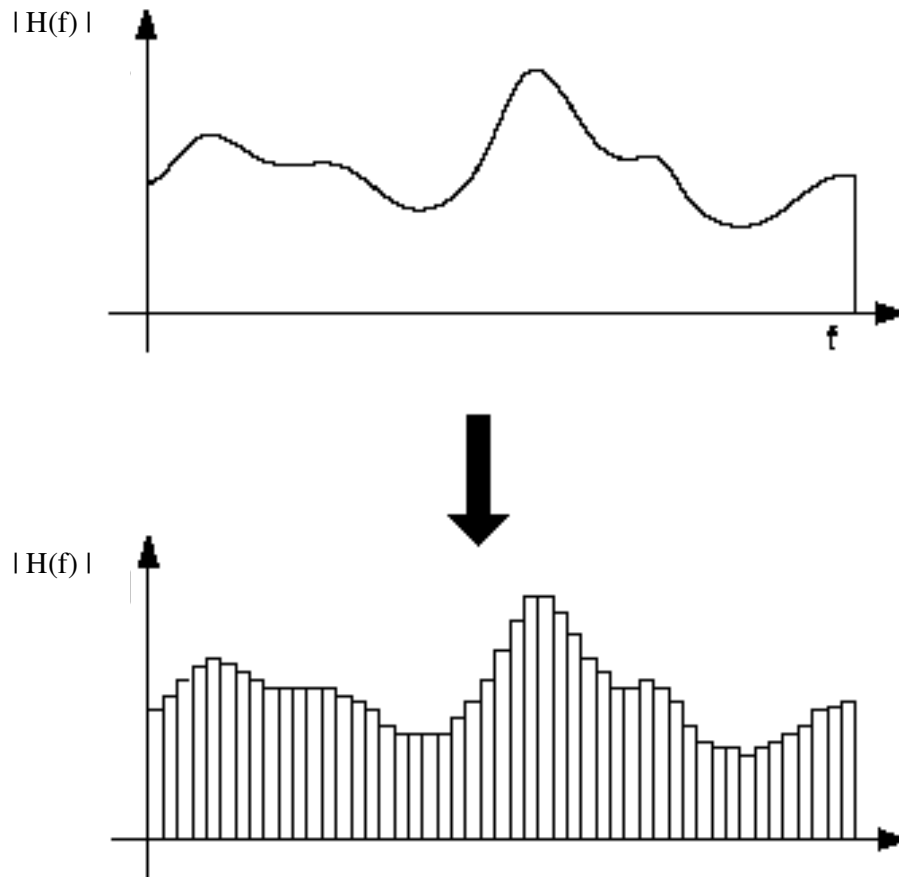
$$R_{\zeta TM}(f;t) \cong \sum_{k=1}^{N_{SC}} H_k(t)F_k(f;t) \quad (4.4)$$

Denklem 4.4, ÇTM iletimin özellikle frekans seçici sönümlemeli kablosuz kanallarda verimli ve dayanıklı olduğunu gösterir. Ayrıca kanal denkleştirmesine gerek duymaz ya da her alt taşıyıcı için en fazla bir adımlı kanal denkleştirmeye gerek duyar. Halbuki TTM sistemleri kompleks yapılı uyumlu denkleştirmeye (adaptive equalization) gerek duymaktadır [3].

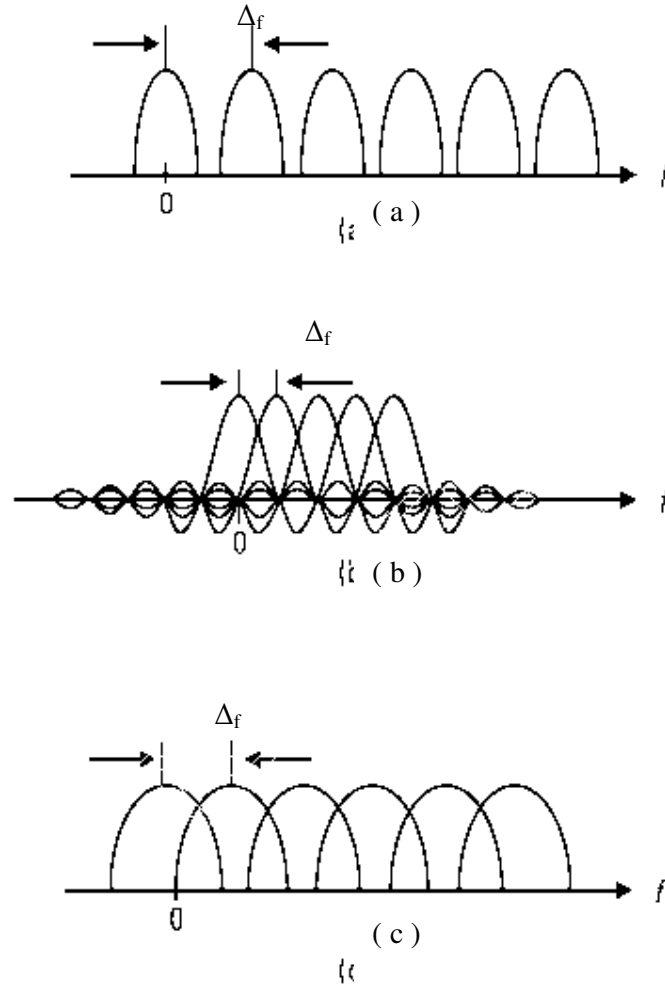
İlk ÇTM kullanan sistemler, 1956 yıllarında KINEPLEX ve KATHRYN gibi askeri HF radyo linkleriydi [3]. Analog filtrelerle alt taşıyıcı işaretleri çözmek ve alt taşıyıcıların yerel osilatörlerinin frekanslarının tam kontrolü zor olduğu için bu ilk sistemlerde örtüşmeyen band sınırlı ortogonal işaretler kullanılmıştır. Süre sınırlı ortogonal işaretlerin kullanılması; yani OFBÇ ile aynı yapı 1960 yıllarına rastlamaktadır.

Şekil 4.2'de görüldüğü gibi OFBÇ tekniği ile frekans seçici kanallar alt taşıyıcılara ayrılarak N_{SC} tane düz sönümlemeli alt kanal elde edilmiştir.

Eğer örtüşmeyen band sınırlı ortogonal işaretler (Şekil 4.3 a), uygun ve denk gelen alt taşıyıcı osilatör ve filtreleriyle kullanılırsa çok geniş band genişliğine ihtiyaç duyulur. Eğer alt taşıyıcılar için dikdörtgensel dürtü dalga şekilleri kullanılırsa bu dalga formlarının frekans spektrumları gerekli band genişliğini sağladıkları halde çok geniş yayılır ve birbirleriyle örtüşürler. Bu yüzden OFBÇ çalışmaları analog filtrelerle karşılıklı alt taşıyıcı girişimi olmadan alt taşıyıcı kanallarını yeniden elde etmenin zorluğu nedeniyle duraksadı.



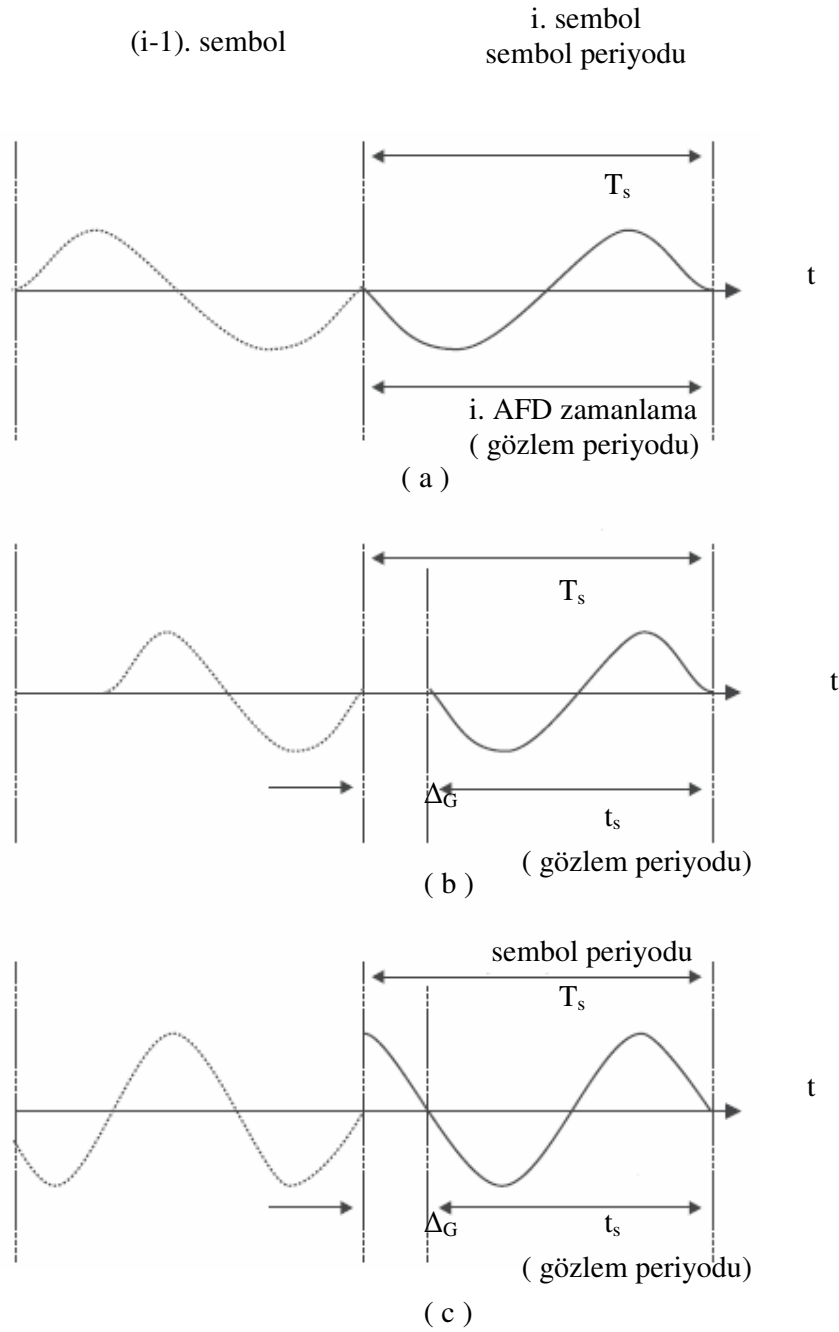
Şekil 4.2 OFBÇ ile frekans seçici bir kanalın düz sönümlemeli kanallara ayrılması.



Şekil 4.3 Frekans spektrumlarının karşılaştırılması: a-örtüşmeyen band sınırlı ortogonal işaretler b-örtüşen zaman sınırlı ortogonal işaretler c- örtüşen band sınırlı ortogonal işaretler

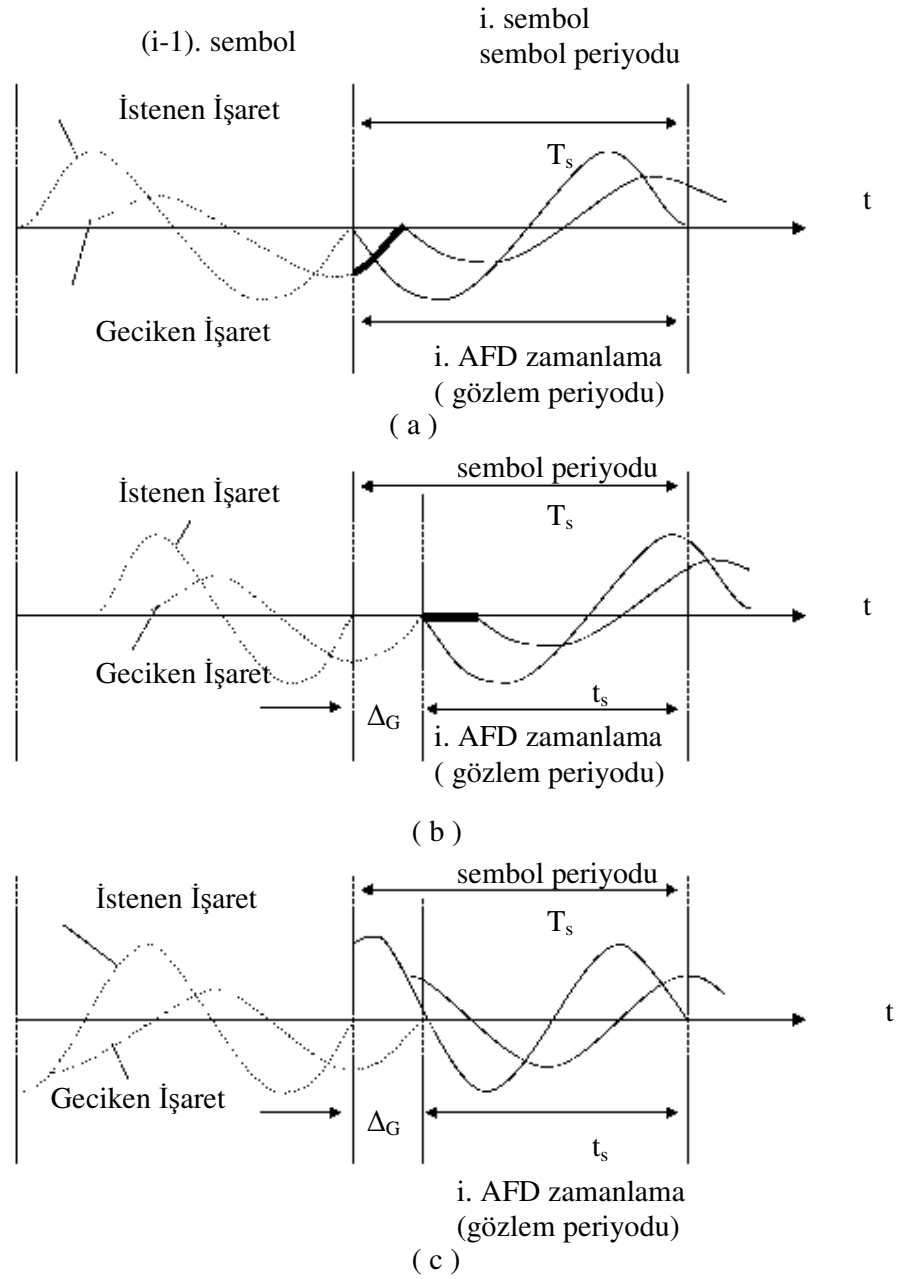
4.2 Çevrimsel Önekli OFBÇ

İletim ortamını yani frekans seçici sönmülemeli kanalı zaman boyutunda bir sembol süresine kıyasla ihmal edilemeyen gecikme süreleriyle gösterelim. Kanalda iki farklı yol olsun ve birisi diğerine göre $\tau_{\max}$ kadar geciksin. Yani kanal boyunca ilk yol işareti aynen iletirken ikinci yol $\tau_{\max}$ kadar gecikmeli iletir. Şekil 4.4 (i-1). ve i. sembol sürelerinde gönderilen üç işaret gösterilmektedir. Şekilde sırasıyla koruma aralıksız, sadece koruma aralıklı ve hem koruma aralıklı hem de çevrimsel önekli iletimler gösterilmektedir.



Şekil 4.4 (i-1). ve i. zamanda gönderilen işaretler. a- koruma aralığı eklentisi yok b- koruma aralığı eklentili c- çevrimsel örnek ile koruma aralığı eklentili.

Şekil 4.5'te, Şekil 4.4'de gönderilen işaretlere karşılık biri gecikmeli iki yolu olan kanaldan gelen ve alıcı tarafından alınan işaretler gösterilmektedir.



Şekil 4.5 Kanaldan alınan işaretler a- koruma aralığı yok b- koruma aralığı eklemeli c- koruma aralığı ve çevrimsel önekli.

Şekil 4.5 (a)'da gösterildiği gibi koruma aralığı eklenmediğinde gecikmeli yoldan gelen işaret yüzünden semboller arasında girişim olmakta ve bir önceki sembol mevcut sembole eklenmektedir. Şekil 4.5 (b)'de görüleceği koruma aralığı kullanıldığında ($\Delta_G > \tau_{\max}$ olmak üzere) kalın çizgi ile gösterildiği gibi sıfır genlikli işaret gelir. Bu şekilde SAG yok edilir, ama bu zaman da dalga şeklindeki ani

değişim sinyal spektrumunun yayılmasına yol açar ve dolayısıyla alt taşıyıcılar arası girişime sebep olur. Şekil 4.5 (c)'de görüleceği gibi hem koruma aralığı hem de çevrimsel önek eklendiğinde SAG ve alt taşıyıcılar arası girişimin ikisi de yok edilir.

ÇÖ OFBÇ'de sembol, belli bir periyotta koruma aralığı boyunca genişletilir. OFBÇ sembol süresi T_s 'dir ancak alt taşıyıcı $1/t_s$ 'nin tam sayı katıdır. Gönderilen sinyal aşağıdaki gibi yazılır:

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{N_{SC}} c_{ki} e^{j2\pi f_k (t-iT_s)} f(t-iT_s) \quad (4.5)$$

$$f(t) = \begin{cases} 1 & (-\Delta_G < t \leq t_s) \\ 0 & (t \leq -\Delta_G, t > t_s) \end{cases} \quad (4.6)$$

$$f_k = \frac{(k-1)}{t_s}, \quad \Delta_f = \frac{1}{t_s} \quad . \quad (4.7)$$

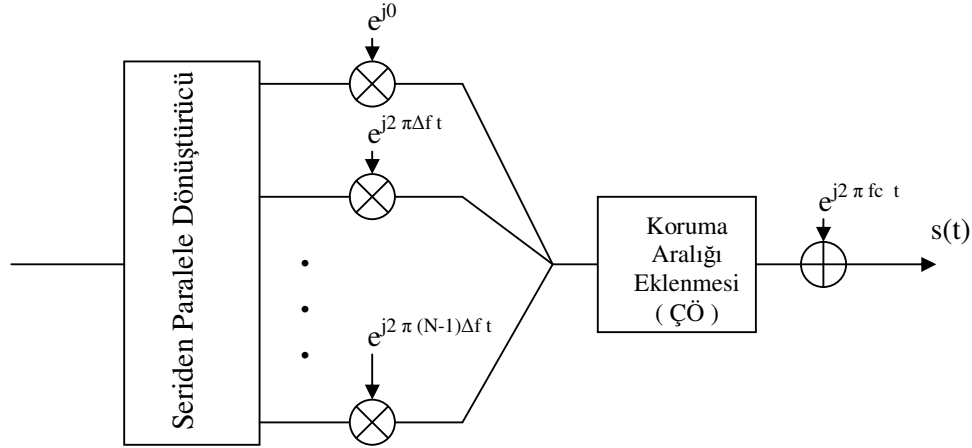
Burada T_s , Δ_G ve t_s sırasıyla OFBÇ sembol periyodu, koruma aralığı uzunluğu ve gözlem süresi veya verimli sembol uzunluğudur. T_s aşağıdaki denklemle ifade edilir.

$$T_s = \Delta_G + t_s \quad (4.8)$$

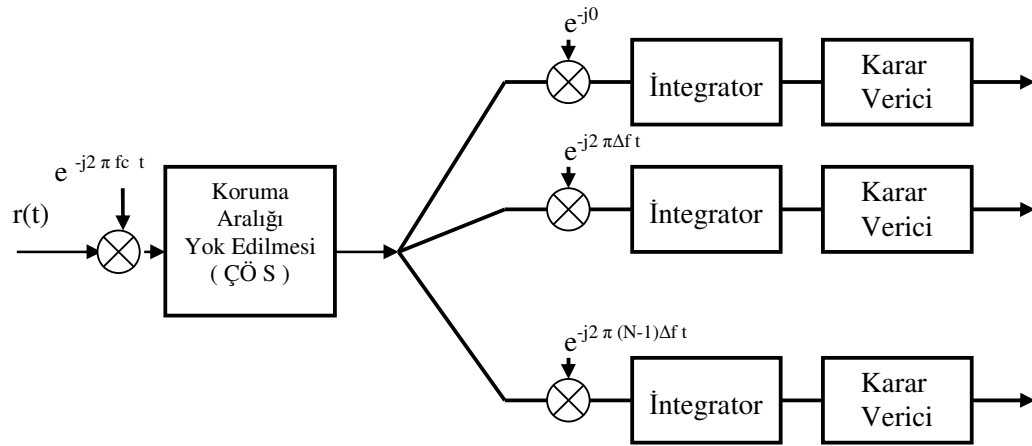
Günümüzde OFBÇ tekniğinin çeşitli uygulamaları, gerçek ticari radyo sistemleri ve haberleşme sistemlerinde kullanılmaktadır.

Şekil 4.6'da görüldüğü gibi seri veri paralel hale dönüştürüldükten sonra OFBÇ vericisinde Ters Ayrık Fourier Dönüşümü [TAFD – Inverse Discrete Fourier Transform (IDFT)] işlemi uygulanır. Şekilde TAFD işlemi kısaca üstel olarak gösterilmiştir. ÇÖ eklendikten sonra radyo frekansında modüle edilerek işaret yolları.

Şekil 4.7'de gösterildiği gibi OFBÇ alıcıda, alınan işaretin, çevrimsel önek silindikten (ÇÖ S) sonra, Ayrık Fourier Dönüşümü [AFD – Discrete Fourier Transform (DFT)] alınır. Şekilde AFD işlemi kısaca üstel olarak gösterilmiştir. Alt taşıyıcı kanalların çıkışları integratörden ve karar verici devreden (eşik devresi) geçirilir. Elde edilen paralel bilgiler seri hale dönüştürülerek seri bilgi dizisi yeniden üretilir.



Şekil 4.6 OFBÇ verici şeması



Şekil 4.7 OFBÇ alıcı şeması

Alicının verici ile senkronize çalıştığı ya da sembol-pencere zamanı (windows timing) sürelerini kusursuz bildiği kabul edilerek; $[iT_s, (i+1)T_s]$ aralığındaki alıcıdaki n . alt taşıyıcı integrator çıkışı aşağıdaki gibi verilir [3]:

$$r_{ni} = \frac{1}{T_s} \int_{iT_s}^{(i+1)T_s} r(t) e^{-j2\pi f_n(t-iT_s)} dt. \quad (4.9)$$

n_{ni} integratör elemanları çıkışındaki n . alt taşıyıcıya ait alıcı gürültü bileşeni ise r_{ni} aşağıdaki gibi yazılır:

$$r_{ni} = h.c_{ni} + n_{ni}. \quad (4.10)$$

Burada h kanal dürtü yanıtına ait katsayısı, c_{ni} ise gönderilen bilgi sembolleridir.

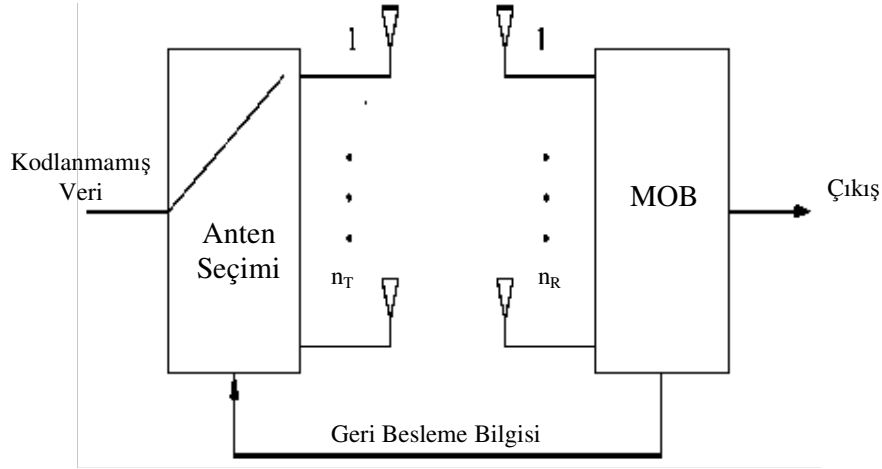
5. VERİCİ ANTEN SEÇİMİ

Birinci kısımda düz Rayleigh sönümlemeli kanal üzerinden UZBK - VAS / MOB yapısı [16], ikinci kısımda yine düz Rayleigh quasi-static sönümlemeli kanal üzerinden VAS UZKK yapısı [7] ve üçüncü kısımda $L = 8$ yollu, üstel güç dağılımlı Rayleigh quasi-static sönümlemeli kanal üzerinden VAS ÇGTÇ UZBK OFBÇ yapısı [6] anlatılmaktadır.

5.1 UZBK VAS / MOB

Çok Girişli Çok Çıkışlı [ÇGÇÇ – Multi Input Multi Output (MIMO)] sistemleri, sistem kapasitesinde önemli artış sağlar ve performansı iyileştirir. Fakat çoklu antenli sistemler, karmaşıklık ve maliyet yönünden donanımsal sorun oluşturabilen radyo frekans (RF) zincirlerine ihtiyaç duyarlar. Ayrıca mobil cihazlar küçüldükçe bu cihazlara yerleştirilebilen anten sayısı da sınırlanır. Dolayısıyla daha çok çeşitlilik elde etmek için çok sayıda anten ile UZ kodları uygulanmalıdır. Bu da mobil cihazlarda çözüm algoritmalarını çok karmaşık hale getirir. Bu yüzden RF zincirlerinin sayısını azaltacak fakat çoklu anten yapısından kaynaklanan çeşitlilik kazanımı da koruyacak farklı yöntemler bulunmalıdır. Aynı zamanda mobil cihazların küçük yapılarından dolayı bu cihazlarda anten sayısının düşük tutulması tercih edilmelidir.

Maksimum Oranlı Birleştirme optimum bir lineer birleştirme tekniğidir. VAS / MOB ile maksimum oranlı birleştirici çıkışında İGO'yu maksimum yapan tek bir verici anten üzerinden iletim yapılır. Bu sistem ile aynı anda tüm verici antenlerden iletim yapılmıyormuş gibi çeşitlilik derecesi elde edilmektedir. Bu sayede belirlenen bir çeşitlilik derecesi için VAS / MOB yöntemi antenlerin çoğunun verici tarafına yerleştirilmesine imkan sağlar. Düz Rayleigh sönümlemeli kanal üzerinden VAS / MOB yapısının şeması Şekil 5.1'de gösterilmiştir [16].



Şekil 5.1 VAS / MOB yönteminin blok şeması.

Anten seçiminde pilot işaretler yollanmaktadır. Şekil 5.2 iletilen çerçeve yapısı gösterilmektedir.



Şekil 5.2 VAS / MOB sisteminde kullanılan çerçeve yapısı.

Vericide sembol süresi boyunca tek bir anten veya RF zinciri iletim yapmaktadır. Dolayısıyla pilot semboller P_i , $1 \leq i \leq n_T$ her bir verici antenden farklı zaman aralıklarında P_1 1. antene ait sembolden başlayacak ve P_{n_T} n_T . verici antene ait sembolle bitecek şekilde iletilirler. Her bir pilot sembol bloğu P_i aynı sayıda pilot sembol içermektedir. Bir çerçevede pilot sembollerinden oluşan blok içindeki toplam pilot sembol sayısı deneme (training) uzunluğu olarak adlandırılmaktadır. Alıcıda kanal tahmini pilot semboller üzerinden yapılmaktadır. Anlatılan sistemde kanal sönmülmesinin yavaş değiştiği, bir çerçeve boyunca sabit kaldığı (quasi-static olduğu) kabul edilmiştir. Ayrıca kanal durum bilgisinin mevcut olduğu ve geri besleme bilgilerinde hata ve gecikme olmadığı varsayılmaktadır [16].

$n_T \times n_R$ vericili ve alıcı sistem için $\mathbf{H}$ kanal matrisinin elemanlar h_{ij} $1 \leq i \leq n_T$, $1 \leq j \leq n_R$ olmak üzere sıfır ortalamalı ve birim başına 0.5 varyans değerli kompleks bağımsız Gauss değişkenleridir.

Anten seçimi için $(n_T, 1; n_R, 1)$ ifadesi kullanılacaktır. Yani n_T verici antenden biri ve n_R alıcı antenden biri seçilip bunlar üzerinden iletişim yapılmaktadır.

$(n_T, 1; n_R)$ İFKA VAS / MOB sistemi için BHO hesabı yapılacaktır. MOB çıkışındaki İGO aşağıdaki gibi yazılır [16]:

$$\gamma_b = \gamma \sum_{i=1}^{n_R} |h_{1i}|^2 \quad (5.1)$$

$\gamma = E_b / N_0$ 'dir. E_b verici antenden iletilen ortalama bit enerjisidir ve N_0 eklenen beyaz kompleks Gauss gürültüsünün varyansıdır. VAS / MOB sisteminde seçim algoritması n_T verici anten arasından $\mathbf{H}$ matrisinde maksimum Frobenius mutlak değeri veren anteni seçecektir [16].

$$C_k = \sum_{i=1}^{n_R} |h_{ki}|^2, \quad k = 1, 2, \dots, n_T \quad (5.2)$$

C_k 'lar kendi aralarında sıralanır ve en büyük değeri veren antenden iletim yapılır. İFKA için bit hata oranı aşağıdaki gibi yazılır:

$$P_2 = \int_0^\infty Q(\sqrt{2\gamma_b}) p(\gamma_b) d\gamma_b, \quad \gamma_b = \gamma C_k \quad (5.3)$$

C_k 'lar χ^2 değişkenlerdir ve serbestlik derecesi $2n_R$ 'dir. Olasılık yoğunluk fonksiyonu (pdf) aşağıdaki gibidir [16]:

$$p_k(x) = \frac{1}{(n_R - 1)!} x^{n_R - 1} e^{-x}, \quad x \geq 0 \quad (5.4)$$

Biriken olasılık dağılım fonksiyonu (cdf) ise aşağıdaki denklemlerle verilir [16]:

$$P_k(x) = 1 - e^{-x} \sum_{i=0}^{n_R - 1} \frac{x^i}{i!} \quad (5.5)$$

C_{n_T} için olasılık yoğunluk fonksiyonu aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$p_{n_T}(x) = n_T [P_k(x)]^{n_T - 1} p_k(x). \quad (5.6)$$

γ_b yeniden düzenlenirse olasılık yoğunluk fonksiyonu aşağıdaki gibi yazılabilir [16]:

$$p(\gamma_b) = \frac{1}{\gamma} p_{n_T} \left(\frac{\gamma_b}{\gamma} \right). \quad (5.7)$$

Yukarıdaki denklemi Denklem 5.3'de yerine koyarsak hata olasılığı için aşağıdaki formül elde edilir [16]:

$$P_2 = \frac{n_T}{(n_R - 1)!} \sum_{k=0}^{n_T-1} \left\{ \frac{(-1)^k \binom{n_T-1}{k}}{[2(k+1)]^{n_R}} \times \sum_{t=0}^{k(n_R-1)} \left[a_t(n_R, k)(n_R + t - 1)! \left(1 - \sqrt{\frac{\gamma}{\gamma + k + 1}} \right)^{n_R+t} \right. \right. \\ \left. \left. \times \sum_{j=0}^{n_R+t-1} 2^{-j} \binom{n_R + t - 1 + j}{j} \left(1 + \sqrt{\frac{\gamma}{\gamma + k + 1}} \right)^j \right] \right\} \quad (5.8)$$

$a_t(n_R, k)$, x^{2t} 'nin sabitleridir $t = 0, 1, \dots, k(n_R-1)$. Açık formülü aşağıda verilmiştir:

$$\left\{ \sum_{i=0}^{n_R-1} \frac{\left[\frac{x^2}{2(k+1)} \right]^i}{i!} \right\}^k \quad (5.9)$$

Bu formüller n_R alıcı anten için yapılmıştır. Simülasyonlar genelde 1 alıcı anten için yapıldığından $n_R = 1$ yani $(n_T, 1; 1)$ sistemi için hata formülü aşağıdaki gibi yazılır [16]:

$$P_2 = n_T \sum_{k=0}^{n_T-1} \frac{(-1)^k \binom{n_T-1}{k}}{2(k+1)} \left(1 - \sqrt{\frac{\gamma}{\gamma + k + 1}} \right) \quad (5.10)$$

Bu formül $(1; n_T, 1)$ sisteminin hata formülüyle aynıdır. Yani n_T verici anten içinden birini seçip 1 alıcı antene iletim yapmakla 1 verici antenden iletim yapıp n_T tane alıcı antenden birini seçmenin hata olasılığı formülü aynıdır. Bu sistemlerin simetrisinden kaynaklanmaktadır. Eğer γ yeteri kadar büyükse yaklaşım yöntemi ile aşağıdaki formül elde edilebilir:

$$\begin{aligned}
P_2 &\approx \frac{n_T}{4} \sum_{k=0}^{n_T-1} \frac{(-1)^k \binom{n_T-1}{k}}{k+1} \cdot \frac{k+1}{\gamma+k+1} \\
&= \frac{n_T}{4} \frac{(n_T-1)!}{\prod_{k=0}^{n_T-1} (\gamma+k+1)} \\
&\approx \frac{n_T!}{4} \left(\frac{1}{\gamma} \right)^{n_T}
\end{aligned} \tag{5.11}$$

Formülden de görüleceği gibi hata olasılığı değeri γ 'nın n_T kuvveti ile ters orantılı olarak azalmaktadır. Bu hesaplamayla VAS / MOB yapısında, n_T asimptotik çeşitlilik derecesinin başarıldığı anlamına gelir [16].

Hem verici hem alıcı taraflı seçim $(n_T, 1; n_R, 1)$ sistemi düşünüldüğünde Denklem 5.8 bu yöntemle genişletilirse aşağıdaki formül elde edilir [16]:

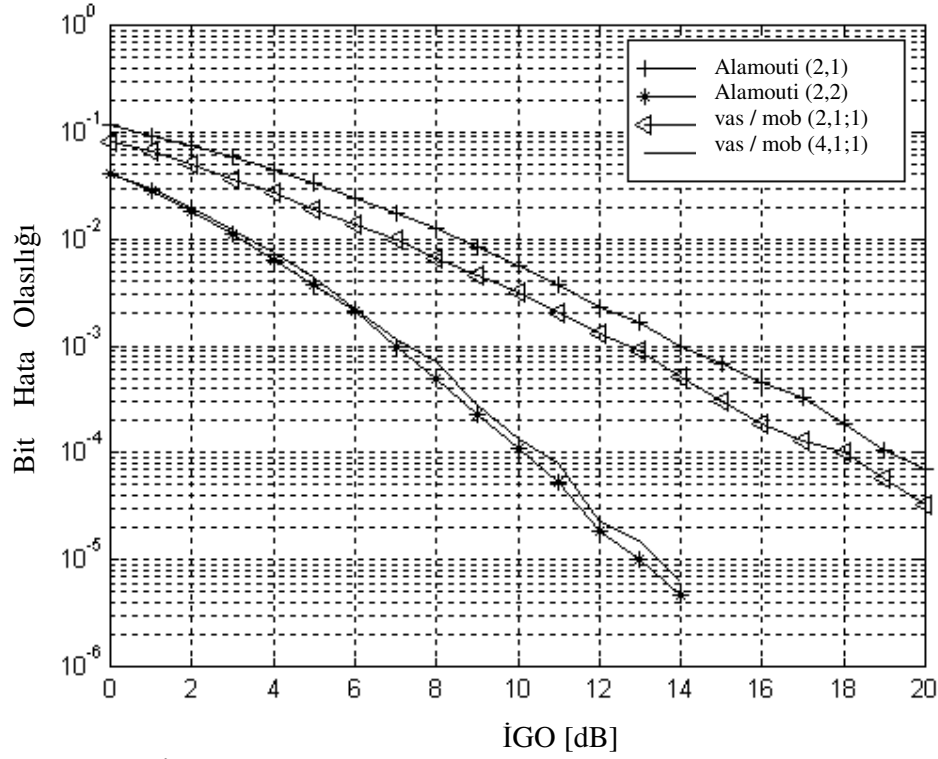
$$P_2 = n_T n_R \sum_{k=0}^{n_T n_R - 1} \frac{(-1)^k \binom{n_T n_R - 1}{k}}{2(k+1)} \left(1 - \sqrt{\frac{\gamma}{\gamma + k + 1}} \right) \tag{5.12}$$

Benzer şekilde γ 'nın yeterince büyük olması için yaklaşım işlemi yapılırsa aşağıdaki formül yazılabilir [16]:

$$P_2 \approx \frac{(n_T n_R)!}{4} \left(\frac{1}{\gamma} \right)^{n_T n_R} \tag{5.13}$$

Görüldüğü gibi $(n_T, 1; n_R, 1)$ sisteminde sanki tüm antenler üzerinden iletim ve alım yapılmış gibi çeşitlilik derecesi elde edilmektedir.

Şekil 5.3'te VAS / MOB sistemine ait eğriler gösterilmektedir. Eğrilerde VAS / MOB yapılarıyla aynı çeşitlilik derecesine sahip UZBK (G2 – Alamouti Kodu) yapıları karşılaştırılmıştır. Görüldüğü gibi VAS / MOB (2,1;1) yapısı Alamouti (2,1) yapısından 0.6 dB daha iyi performans gösterirken VAS / MOB (4,1;1) yapısı Alamouti (2,2) yapısıyla hemen hemen aynı performans göstermiştir. Şekil 5.3'teki eğriler [16] ile uyumaktadır.



Şekil 5.3 İFKA VAS / MOB sistemi ile aynı çeşitlilik derecesindeki UZBK sisteminin karşılaştırılması.

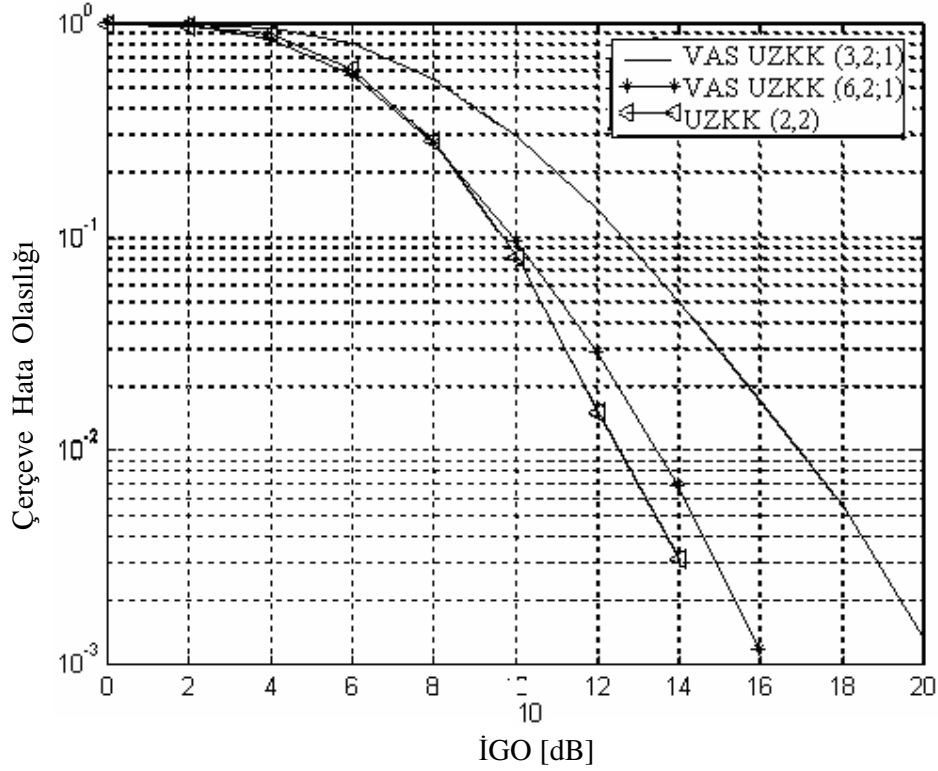
Eğrilerden de anlaşılacağı gibi VAS yöntemi ile aynı çeşitlilik derecesine sahip UZBK yapıların performansları elde edilmiştir. Sistemin ek olarak gereksinimlerinden biri geri besleme bilgisinin vericiye ulaştırılmasıdır. Kanal durumu değiştiğinde verici tarafı sadece hangi antenin seçileceğini ve aktif hale getirileceğini bilmek zorundadır. Alıcıda yukarıda bahsedilen yöntemle hesaplanan geri besleme bilgisi, $n_T \times 1$ 'lik ağırlığı 1 olan bir vektörden ibarettir. İkilik düzende bit 1'in indeksi hangi verici antenin iletim için seçildiğini göstermektedir. Quasi-static sönmülemeli kanalda çalışan yüksek hızlı bir ÇGÇÇ sistemi için bu geri besleme bilgisi iletimi, düşük ve tolere edilebilir.

5.2 VAS UZKK Yapısı

Verici çeşitliliği kompleks yapıları alıcıdan vericiye taşıdığı için büyük ilgi görmektedir. Diğer tüm verici çeşitlemeli yapılar arasında UZKK yapıları daha özel bir ilgi alanı içine girer. Çünkü bu yapılar sadece tam çeşitleme sağlamakla kalmaz aynı zamanda kodlama kazancı da sağlar. Çeşitlilik derecesini arttırmak için iki antenden fazla verici anten kullanılmalı ve uygun kafes kodu ile kodlanmalıdır. Fakat bu görüldüğü kadar kolay bir konu değildir. UZKK yapıları en fazla 4 ve 6 verici anteni için tasarlanmıştır. Üstelik anten sayısı arttıkça tam çeşitlilik elde etmek için koda ait hafıza derecesi çok büyümekte ve kodun durum sayısı, karmaşıklığı artmaktadır. Örneğin 4 FKA UZKK'de 4 verici anten için kafes kodu 64 durumlu, 6 verici anten için kafes kodu 1024 durumludur. Bu ise günümüz mobil hayatında kodlama ve çözme işlemini çok karmaşık ve külfetli bir hale getirir. Şimdiye kadar yapılan çalışmalarda da görüldüğü gibi Verici Anten Seçimi yöntemi, alıcı ve vericideki mevcut olan yapıyı korurken yüksek çeşitlilik derecesi başarımından dolayı iyi bir yaklaşımdır.

VAS UZKK yapısında alıcıdaki İGO oranını maksimum yapan iki verici anten diğerleri arasından seçilir ($n_T, 2; 1$) ve seçilen iki anten üzerinden iletim yapılır. Kanal, quasi-static Rayleigh sönümlmeli özellik göstermektedir. Kanal durum bilgisinin alıcı tarafından bilindiği tahmin edilmektedir [7].

4 FKA, 4 durumlu ve $\frac{1}{2}$ oranlı kafes kodu kullanılmış olup kafes yapısı 6. Bölüm Şekil 6.3'de gösterilmiştir. Bir çerçeve 130 sembolden oluşmaktadır. Kanalın çerçeve boyunca sabit kaldığı ve bir çerçeveden diğerine değiştiği kabul edilmektedir. Simülasyon sonuçları Şekil 5.4'de gösterilmektedir ve [7]'de verilenlerle uyumaktadır. Görüldüğü gibi verici anten sayısı arttıkça elde edilen çeşitlilik derecesi artmaktadır.



Şekil 5.4 3 ve 6 anten için VAS UZKK eğrileri ve 2 alıcı antenli yapı ile karşılaştırılması.

‘UZKK (2,2)’ eğrisinde gösterildiği gibi 2 alıcı anten kullanıldığında da gayet iyi performans elde edilmektedir. Ama bu sefer de mobil cihazda 2 alıcı anten kullanmanın getirdiği zorunlulukları düşünmek gerekir. Giderek küçülen mobil cihazlar düşünüldüğünde anten yoğunluğunu baz istasyonlarına taşımak daha mantıklıdır.

VAS seçimi için alıcıdan vericiye ulaştırılan geri besleme bilgisi $n_T \times 1$ ’lik ağırlığı 2 olan bir vektörden ibarettir. Vektördeki, ikilik düzende 2 tane bit 1 ‘in indeksleri iletim için seçilen antenleri belirtmektedir. Düz, quasi-static sönmülemeli kanallarda çalışan yüksek veri hızlı sistemlerde geri besleme iletim hızı veri hızına göre çok düşüktür ve tolere edilebilir.

5.3 VAS ÇGTÇ UZBK OFBÇ

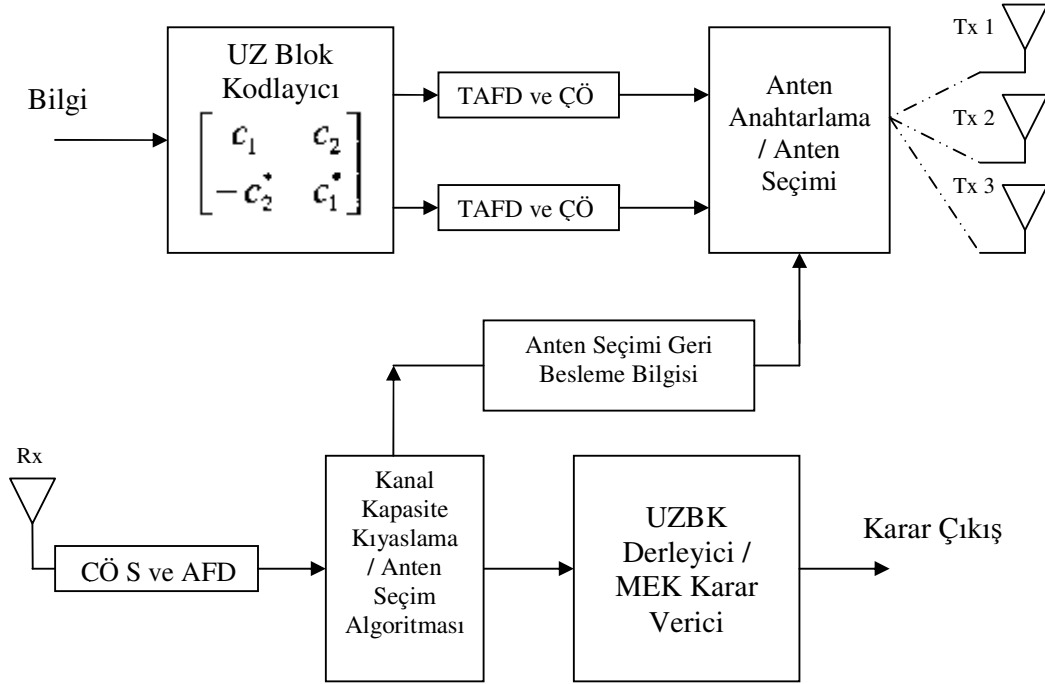
Kablosuz haberleşme sistemlerinde verici ve alıcıda çoklu anten kullanmanın amacı tüm kapasiteyi ve hata performansını iyileştirmektir. Bu yüzden MIMO

sistemleri büyük bir olasılıkla gelecek kablosuz haberleşme sistemlerinde geniş çaplı bir yer bulacaktır.

ÇGÇÇ yapılarının en önemli sorunu yükselteçler, down-dönüştürücüler ve A/D dönüştürücülerden oluşan Radyo Frekansı Zincirleri sayılarının çok oluşudur. Bu çoklu RF zincirler, karmaşıklığı ve sistemin donanım yönünden maliyetini arttırmırlar. Özellikle güç ve boyut sınırlamalarından dolayı cep telefonları gibi küçük mobil cihazlarda bir ya da en fazla iki tane anten bulunmaktadır. Baz istasyonundan mobil cihaza olan Downlink için baz istasyonunda çoklu (n_T) verici anteni kullanılabilir ama alıcı kısmında sadece birkaç anten bulunulabilir. Dolayısıyla Downlink iletişimi için patikte çoklu verici antenleri ve bir (ya da 2) alıcı antenli yapılar çok önemli olmaktadır [6].

Çoklu antenli UZBK yapılarında eğer maksimum eş benzerlikli çözüm metodu kullanılıyorsa çeşitlilik yönünden avantaj sağlar. Fakat verici anten sayısı arttıkça çözüm karmaşıklığı da artmaktadır. Bu sorunu hafifletmek ve aynı zamanda da çoklu anten sisteminin avantajlarından faydalanmak için anten seçimi yöntemi uygulanabilir. Anten seçiminin amacı performans düşüşünü olabildiğince küçük tutarak karmaşıklığı azaltmaktır.

Frekans seçici kanallar üzerinden yüksek hızlı veri iletişimi gittikçe önem kazanmaktadır. ÇGTÇ UZBK yapılarına OFBÇ uygulanarak frekans seçici kanal M tane paralel ve bağımsız düz sönümleme kanalına dönüştürülür ve bu sayede frekans seçici kanallarda bu yapılar kullanılabilir. Ayrıca OFBÇ ile kanal gecikmelerinden kaynaklanan semboller arası girişim sorunu da giderilebilmektedir. Bu sistem gelecek nesil kablosuz haberleşme sistemlerinin gereksinimlerini karşılamak için gerekli potansiyele sahiptir.



Şekil 5.5 $n_T = 3$ verici anten sayısı için VAS ÇGTÇ UZBK OFBÇ yapısı (3,2;1)

Sistemin blok şeması Şekil 5.5 'te verilmiştir [6]. Simülasyon için M tane alt taşıyıcı, $n_T = 3$ tane verici anten ve 1 alıcı anten kullanılmıştır. Kanal, quasi-static sönmülemeli kanaldır ve 2 OFBÇ çerçeve süresi boyunca sabit kalıp her 2 OFBÇ çerçeve süresinde bir kanal sabitleri değişmektedir. $\{h^{(i)}(l)\}_{l=0}^L$ değerleri i . verici antenden alıcı antene kanal elemanlarıdır. Kanalın frekans yanıtı aşağıdaki gibi yazılır [6]:

$$H_m^{(i)} = \sum_{l=0}^L h^{(i)}(l) \exp\left(-j \frac{l 2\pi n}{M}\right), \quad m \in [0, M-1] \quad (5.14)$$

OFBÇ sembollerinin başına eklenen çevrimsel önek kanalın maksimum gecikme yayılımından küçük ya da eşittir ve alıcıda OFBÇ demodülatörde yok edilmektedir. $L + 1 = 8$ çoklu yol kullanılmış olup bunlar üstel güç dağılımına sahiptirler. Kompleks Gauss değişkenleri olan $\{h^{(i)}(l)\}_{l=0}^L$ kanal elemanları için [19]'de verilen ve aşağıda özetlenmiş varyans formülleri kullanılmıştır:

$$\sigma_l^2 = (1 - e^{-10/l_{\max}}) e^{-10/l_{\max}}$$

$$\sum_l \sigma_l^2 = 1 \quad (5.15)$$

l_{max} kanal dürtü yanıtı örnekleme sayısıdır ve seçilen kanal profili ile sistem değişkenlerine bağlıdır.

k . sembol süresinde m . alt taşıyıcı için OFBÇ demodülatörü çıkışında aşağıdaki işaret vardır:

$$y_m(k) = \sum_{i=1}^{n_r} H_m^{(i)} s_m^{(i)}(k) + w_m(k) \quad (5.16)$$

$s_m^{(i)}(k)$, k . zamanda m . alttaşıyıcıda i . antenden iletilen semboldür ve $w_m(k)$ AWGN alıcı gürültüsüdür. UZBK kodu olarak en basit ve tam çeşitlilik sağlayan G2-Alamouti kodu kullanılmıştır. $2k$ süresinde i . antenin m . alt taşıyıcısında $s_m(2k)$ sembolü ve j . antenin m . alttaşıyıcısında ise $s_m(2k+1)$ sembolü iletilir. $2k+1$ süresinde ise i . antenin m . alttaşıyıcısında $s_m^*(2k+1)$ ve j . antenin m . alttaşıyıcısında ise $s_m^*(2k)$ sembolü iletilir. Her bir alttaşıyıcı için İGO aşağıda yazılmıştır [6]:

$$\gamma_m^{(i,j)} = \frac{\gamma}{2} \left(|H_m^{(i)}|^2 + |H_m^{(j)}|^2 \right) \quad (5.17)$$

γ her bir alt taşıyıcı için ortalama İGO değeridir. Kapasite aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$C_m^{(i,j)} = \log_2(1 + \gamma_m^{(i,j)}) \quad (5.18)$$

Tüm M alt taşıyıcısı için toplam ifade aşağıda verilmiştir [6]:

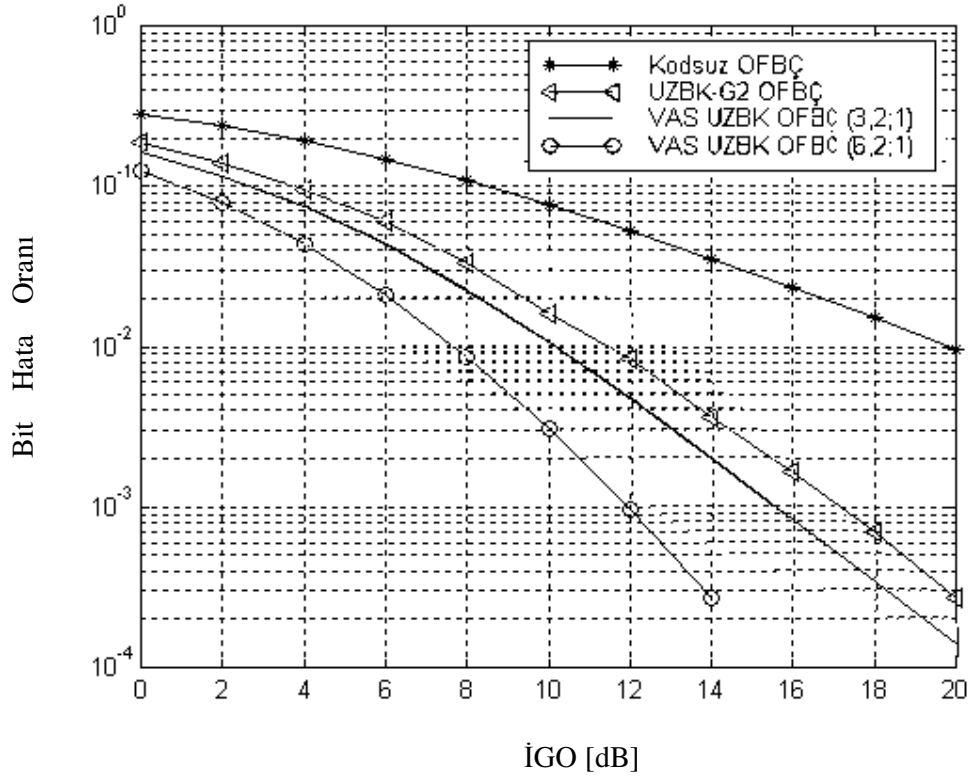
$$R^{(i,j)} = \sum_{m=0}^{M-1} C_m^{(i,j)} = \sum_{m=0}^M \log_2(1 + \gamma_m^{(i,j)}) \quad (5.19)$$

Optimum anten seçimi kuralı yukardaki bit hızını maksimum yapan iki anteni seçmek şeklindedir [6].

$$(i_{opt}, j_{opt}) = \arg \max_{i,j \in [1, N_r], i \neq j} R^{(i,j)} \quad (5.20)$$

$M = 64$ alttaşıyıcılı OFBÇ; $L + 1 = 8$ yollu, üstel güç dağılımlı sönümlemeli kanal üzerinden DFKA modülasyonu ile iletilmektedir. Şekil 5.6'da ÇGTÇ UZBK OFBÇ yapısı için çeşitli eğriler gösterilmektedir. [6]'da verilen eğriler elde edilmiştir. 3 ve 6 verici anten için VAS uygulanmış ve görüldüğü gibi UZBK OFBÇ'ye göre sistemin ana yapısı korunarak artan anten sayısına bağlı olarak daha

iyi performans elde edilmiştir. Ayrıca ÇGÇÇ yapılarının normal yapılara göre üstünlüğünü göstermek için sadece OFBÇ'den oluşan kodsuz yapının da eğrisi gösterilmiştir.



Şekil 5.6 UZBK OFBÇ, Kodsuz OFBÇ ve VAS UZBK OFBÇ yapılarının karşılaştırılması.

6. VERİCİ ANTEN SEÇİMLİ UZAY FREKANS ZAMAN KODLU OFBÇ SİSTEMİ

Bu bölümde, birinci kısımda Geniş Bandlı kablosuz kanallar için UZ kafes ve UZ blok kodlarının beraber kullanıldığı yüksek hızda veri iletişimi sağlayan Uzak Frekans Zaman Kodlu OFBÇ sistemi [4] anlatılmaktadır. İkinci kısımda ise birinci kısımda anlatılan sisteme Bölüm 5.3'te gösterilen optimum Verici Anten Seçimi uygulanmış ve iki farklı kanal profilinde simülasyonlarla farklı verici anten sayısı, iki alıcı anten sayısı, G2 yerine G3 ve G4 blok kod yapıları için çeşitli kıyaslamalar gösterilmiştir.

6.1 UFZ Kodlu OFBÇ

Frekans seçici sönmüleme ve SAG gibi sorunlardan dolayı OFBÇ, kodlama kazancı ve iyi hata olasılığı performansı yüzünden kafes kodlama ve son olarak da basit bir yöntemle çeşitleme yapan blok kodlar akademik olarak çok fazla ilgi konusu olmuşlardır. Bu üç yapıyı birleştirmek tüm avantajların da aynı sistemde elde edilmesi anlamına gelmektedir. UFZ kodlu sistemler bu üç yapıyı birleştirip her yapının sağladığı faydayı kullanmaktadır.

Maksimum erişilebilir çeşitlilik derecesi, lineer olarak sadece alıcı ve verici anten sayısı ile artmamaktadır. Aynı zamanda kanal yol sayısına ve kullanılan kafes kodun verimli uzunluğuna bağlı olmaktadır. UZBK ve UZKK birleştirilerek, düşük kompleksli kafes kodlar kanal tarafından sağlanan maksimum erişilebilir çeşitliliği verimli bir şekilde elde etmek için kullanılabilir.

K tonlu-alt kanallı OFBÇ, n_T tane verici ve n_R tane alıcı antenli yapıda kullanılmaktadır. k . tonda ($k = 0, 1, 2, \dots, K-1$) i . verici antenden ($i = 1, 2, \dots, n_t$) iletilen sembol $c_i[k]$ ile gösterilir. Gecikme yayılımından kaynaklanan semboller arası girişimden kurtulmak için her bir OFBÇ bloğunun sonuna ÇÖ eklenir. OFBÇ demodülasyonundan sonra s . alıcı antende alınan işaret aşağıda yazılmıştır [4].

$$r_s[k] = \sum_{i=1}^{n_T} H_{is}[k]c_i[k] + n_s[k] \quad (6.1)$$

$H_{ij}[k]$, i . ve s . antenler arasındaki, k . ton için normalize edilmiş kanal frekans cevabını göstermektedir. $n_s[k]$ ise s . alıcı anten ve k . ton için (farklı k ve s değerleri için ilişkisiz) sıfır ortalamalı ve $\sigma_n^2 = N_o / 2$ varyanslı eklenen kompleks Gauss gürültüsünü göstermektedir. Sembol enerjileri normalize edilmiştir.

i . verici ve s . alıcı anten arasında mobil kablosuz kanalın temel band kompleks dürtü yanıtı aşağıda yazılmıştır.

$$h_{ij}(t, \tau) = \sum_p \gamma_p(t) \delta(\tau - \tau_p) \quad (6.2)$$

τ_p , p . yola ait gecikme ve $\gamma_p(t)$ ise kompleks Gauss değişkenleridir. Yavaş kanal sönmülmesi için zaman indeksi t kaldırılabilir. Uygun çevrimsel önek ve tolere edilebilir sızıntı ile OFBÇ'nin kanal frekans cevabı

$$H_{is}[k] = \sum_{l=0}^{L-1} h_{is}[l] F_K^{kD_l} \quad \text{ve} \quad F_K = e^{\frac{-j2\pi}{K}} \quad (6.3)$$

şeklinde yazılabilir [4]. L çoklu yol sayısıdır, D_l ($l = 0, 1, \dots, L$) 1. yola ait gecikme yayılımını gösteren ve $t_s = \frac{1}{K\Delta f}$ ile (Δf tonlar-alt kanallar arası uzaklık) normalize edilmiş bir tamsayıdır. Her kanal sönmülmesi bağımsızdır. Yapılan simülasyonlarda; $L = 2$ yollu, eşit güç dağılımlı, 5 ve 40 μs n gecikme yayımlı çok-yollu kanal (Denklem 6.4) ve $L + 1 = 8$ yollu, üstel güç dağılımlı kanal (Denklem 6.5) olmak üzere iki farklı çok yollu kanal yapısı kullanılmıştır.

$$H_{is}[k] = h_{is}[0] + h_{is}[1] e^{\frac{-j\pi 2kD_1}{K}} \quad (6.4)$$

$$H_{is}[k] = \sum_{l=0}^L h_{is}[l] \exp\left(-j \frac{l2\pi k}{K}\right)$$

$$\sigma_l^2 = (1 - e^{-10/l_{\max}}) e^{-10l/l_{\max}} \quad (6.5)$$

$$\sum_l \sigma_l^2 = 1$$

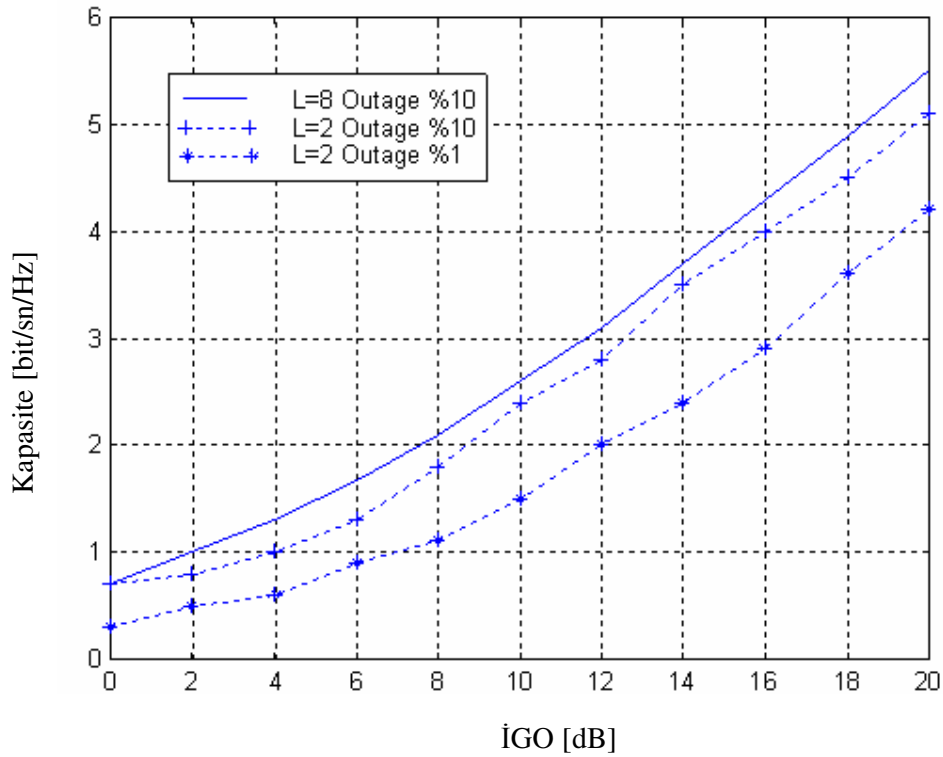
H , kanal matrisi; S , İşaret Gürültü Oranı olmak üzere sönmülemeli kanal üzerinden R_b sabit veri hızı ile iletim yapan bir sistemin kapasite formülü aşağıdaki gibidir:

$$I(S, H) = \log \det(I + S \times H H^*) \quad (6.6)$$

I birim matrisdir. Hatasız bir iletim için R_b elde edilebilen kanal kapasitesine eşit ya da küçük olmalıdır. $I(S, H)$ 'nin R_b 'den küçük olması bir outage olayıdır,

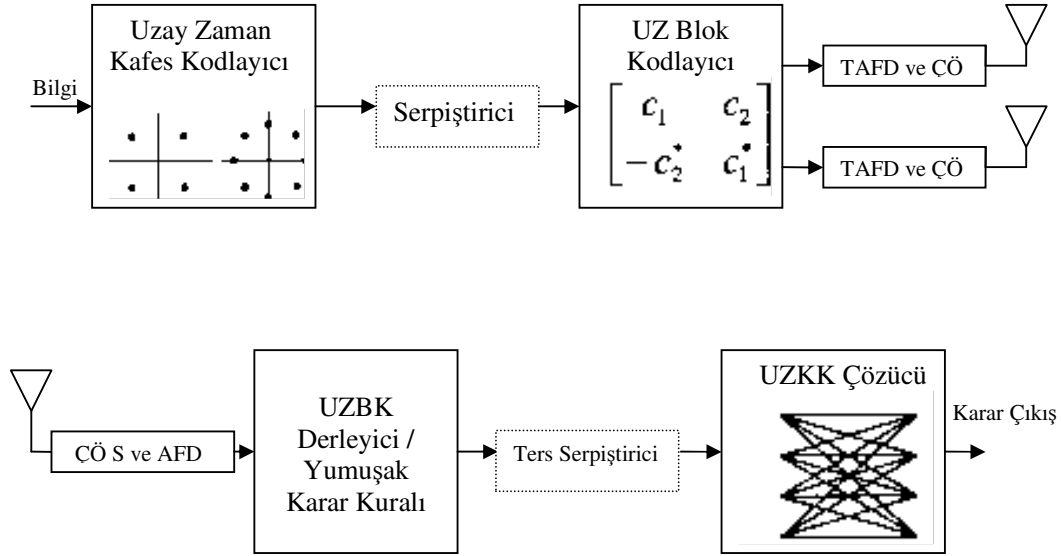
$$F(S, R_b) = P\{I(S, H) < R_b\} \quad (6.7)$$

hem R_b veri hızına hem de İGO S 'e bağlıdır. Sabit bir veri hızı için İGO arttıkça outage olasılığı azalır. Simülasyonlarda kullanılan iki kanal çeşiti için outage kapasite eğrileri Şekil 6.1 'de verilmiştir.



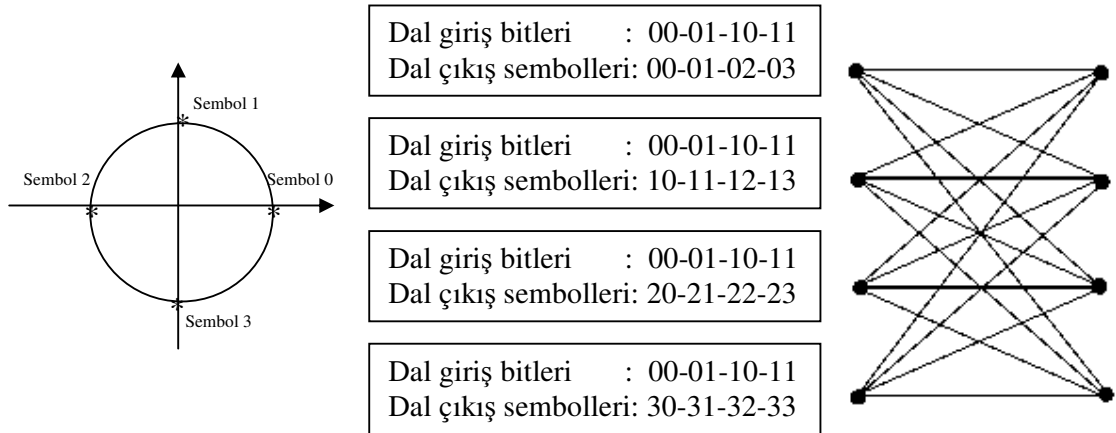
Şekil 6.1 L = 2 ve L = 8 yollu kanalların outage kapasite eğrileri.

UFZ Kodlu OFBÇ sisteminin blok şeması Şekil 6.2'de verilmiştir [4].



Şekil 6.2 $n_T = 2$ $n_R = 1$ anten sayısı için UFZ Kodlu OFBÇ sistemi.

Gelen bilgi dizisi ilk önce UZ kafes kodlanır. Kafes kod Şekil 6.3'te gösterilen $\frac{1}{2}$ oranlı, 4 durumlu, 4 FKA kodudur [4]. Kodlanmış çıkış dizisi $\mathbf{C} = \mathbf{c}_i$, $\mathbf{c}_i = c_i[0]c_i[1]...c_i[K-1]$, $i = 1, 2, \dots, n_T$ kod sözcüğü olarak gösterilir. n_T tane kod sözcüğü eğer istenilirse serpiştirici işlemine tabi tutulabilir. Fakat gecikmeye karşı hassasiyeti olan sistemlerde serpiştirici kullanılmamalıdır. Kod sözcükleri Uzak Zaman Blok Kodlayıcıya girerler. Blok kod olarak 2. Bölümde anlatılan Alamouti yapısı kullanılmıştır.



Şekil 6.3 4 FKA sembol diyagramı ve $\frac{1}{2}$ oranlı, 4 durumlu Kafes kodunun kafes yapısı.

Verilen bir sembol aralığında birinci verici antenden c_1 OFBÇ bloğu ve ikinci antenden ise c_2 OFBÇ bloğu iletilir. Bir sonraki sembol periyodu boyunca $-c_2^*$ bloğu birinci antenden ve c_1^* bloğu ikinci antenden iletilir.

Sönümlemenin birbirini izleyen iki OFBÇ sembol süresi boyunca sabit kaldığı yani kanalın quasi-static Rayleigh sönümlemeli olduğu kabul edilir. Ayrıca alıcının kusursuz kanal bilgisine sahip olduğu ve OFBÇ modülasyonun sorunsuz, uyumlu bir şekilde yapıldığı varsayılır [4].

Alıcıda gelen OFBÇ sembolleri demodüle edildikten sonra elde edilen kod sözcükleri 3. Bölümde anlatıldığı gibi UZ Blok kod derleyiciden geçirilirler. Derleyici çıkışları bu sefer karar verici devreye götürülmez, çıkışlar olduğu gibi aynen yumuşak karar kuralını kullanan kafes kod çözücü devreye verilirler. $c_1[k]$ ve $c_2[k]$ sembolleri için s . alıcıdaki yumuşak karar tahmini aşağıdaki gibi verilir [4]:

$$\begin{bmatrix} \tilde{c}_1^s \\ \tilde{c}_2^s \end{bmatrix} = \sqrt{E_s} \begin{bmatrix} |H_{1s}[k]|^2 + |H_{2s}[k]|^2 & 0 \\ 0 & |H_{1s}[k]|^2 + |H_{2s}[k]|^2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} c_1[k] \\ c_2[k] \end{bmatrix} + n_s[k] \quad (6.8)$$

$n_s[k] = (n_{1,s}[k] n_{2,s}[k])^T$ olmak üzere gauss gürültü bileşenleridir.

Tahmin edilen sembol değerleri 3. Bölümde anlatılan Viterbi algoritmasıyla en az toplamı metrik ile yolu hesaplanır. Minimize işlemi kafes koda ait tüm mümkün $Q = \{q_i[k]\}_{i,k}$ kod sözcükleri üzerinden yapılır. Veri sembollerine ait sert karar (Hard Decision) en az toplamı yol belirlendikten sonra verilir. FKA modülasyonuna göre C kod kelimesi için MEK karar kuralı aşağıdaki gibidir [4]:

$$C_{KK} = \arg \min_Q \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{s=1}^{n_R} \sum_{i=1}^2 \left| \tilde{c}_i^s[k] - (|H_{1s}[k]|^2 + |H_{2s}[k]|^2) q_i[k] \right|^2 \quad (6.9)$$

6.2. Verici Anten Seçimli UFZ Kodlu OFBÇ

Anten çeşitliliği sistemin performansı bakımından büyük iyileşmeler sağlar. Mobil iletişim araçlarının giderek küçülmelerine karşın gelişen teknolojileri ve çoklu ortam etkinlikleri yüzünden giderek artan güvenilir, yüksek hızda veri iletimi isteği araştırmaları sabit ve hacim yönünden sıkıntısı olmayan baz istasyonları üzerinde yoğunlaştırmıştır. Baz istasyonlarında mobil cihazdan daha verimli işaret alabilmek için çok antenli alıcı sistemi, mobil cihazlara daha iyi işaret iletmek için çok antenli verici sistemi yani Çok Girişli Çok Çıkışlı sistemleri kullanılabilir.

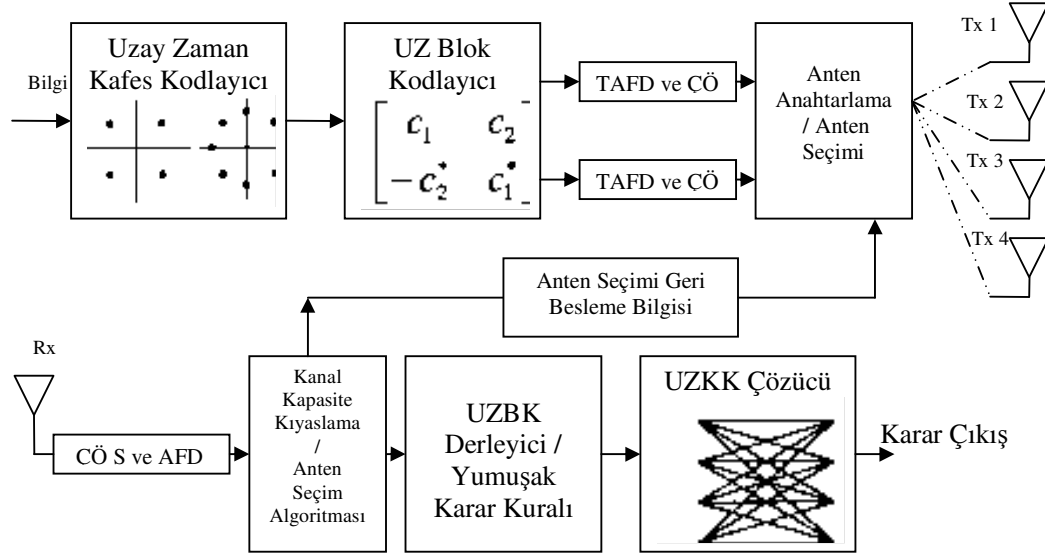
Mobil cihazlara daha güvenilir bir şekilde veri gönderilmek istendiğinde çeşitlilik, verici tarafında anten sayısını arttırılarak sağlanabilir. Anlatılan UFZ Kodlu OFBÇ sisteminde spektral verimliliği koruyarak verici anten sayısını arttırmak için basit ve pratik olan Alamouti-G2 kodu yerine 2. Bölümde anlatılan kodlama oranı düşük ve karmaşık olan G3, G4, H3 ve H4 gibi üst blok kodlar kullanılmalıdır. Bu kodlara uygun hale gelebilmesi için kullanılan kafes kodun durum sayısı, hafıza derecesi arttırılmalı ve kod oranı düşürülmelidir. M - düzeyli modülasyon tipleri için M sayısı arttırılarak daha kompleks işaret diyagramı kullanılmalıdır. Her antenden aynı anda iletim yapıldığından dolayı daha yüksek iletim gücüne ihtiyaç duyulmaktadır ve bu yüzden sistem güç devresi bunu sağlayacak şekilde değiştirilmelidir. Anlaşılacağı üzere spektral verimliliği koruyarak UFZ Kodlu OFBÇ sisteminde verici anten sayısını arttırmak hemen hemen her açıdan çok miktarda işlem fazlalığına ve karmaşıklığa sebep olmaktadır. Mevcut sistem komple değişmelidir.

Mevcut yapıları koruyarak sisteme yukarıda anlatıldığı kadar çok külfet vermeden verici çeşitliliğini arttırmak mümkündür. VAS ile mevcut blok kod ve mevcut kafes kodu korunmaktadır. Aynı anda iletim yapılan anten sayısı değişmediği için sistemin iletim gücü aynı kalmıştır. Yani sistemin mevcut yapısını daha karmaşık hale getirecek sistemde bir değişiklik gerektirmemektedir. Sadece quasi-static yavaş değişen kanal bilgisinin vericiye geri besleme olarak gönderilmesi, anten seçimi için anahtarlama devresi ve seçim yöntemi gereklidir. OFBÇ gibi hızlı veri iletimine imkan sağlayan sistemlerde çok ufak geri besleme bilgisi ihmal edilebilir.

UFZ Kodlu OFBÇ sisteme VAS uygulanması Şekil 6.4'de gösterilmiştir. Bölüm 5.3'te anlatılan yöntem direk olarak UFZ Kodlu OFBÇ yapısına uygulanmıştır. Görüldüğü gibi mevcut UFZ Kodlu OFBÇ yapısı aynen korunmuş, blok kod veya kafes kodunda herhangi bir değişiklik yapılmamış ve aynı anda iletim yapılan anten sayısı değişmediği için çıkış iletim gücü de aynı kalmıştır.

Anten seçimi için karar yöntemi olarak; UZBK OFBÇ kapasitesini maksimum yapan kanal çiftinin (n_T tane antenden 2 tanesinin) seçilmesini sağlayan Verici Anten Optimum Seçim kuralı [6] uygulanmıştır. Seçim kuralı için yapılması gereken işlemlerin çokluğu, kafes kodun yapısını değiştirmekten doğacak işlem

karmaşıklığından çok daha azdır ve bu işlemler daha basit oldukları için akıllı entegrelerle haberleşme sistemi için çok kısa sürede tamamlanabilirler [20].



Şekil 6.4 VAS UFZ Kodlu OFBÇ sisteminin blok yapısı.

Simülasyonlarda quasi-static, bağımsız Rayleigh sönümlmeli çok-yollu kanallar kullanılmıştır. Eşit güç dağılımlı, 5 ve 40 μ s gecikmeli $L = 2$ yollu ve üstel güç dağılımlı $L + 1 = 8$ yollu kanallar sönümlmeli kablosuz haberleşme ortamları olarak alınmıştır. 2 verici anten ve (aksi belirtilmedikçe) 1 alıcı anten üzerinden OFBÇ uygulanmıştır. Kullanılabilir band genişliği 800 kHz'dir ve 128 tane alt kanala bölünmüştür. Bu da 6.25 kHz 'lik bir ton mesafesine karşılık gelir ve OFBÇ sembol süresi 160 μ sn'dir. Her bir OFBÇ çerçevenin başına SAG'dan kurtulmak için 40 μ sn süreli bir çevrimsel önek eklenir. Kanal gecikmeleri 40 μ sn'den küçük ya da eşittir.

UFZ Kodlu OFBÇ yapısında 256 bitten oluşan veri blokları dış kod olan UZ Kafes kodu ile kodlanırlar ve çıkışta 128 adet 4 FKA sembolünden oluşan iki adet OFBÇ blokları elde edilir. Bu OFBÇ blokları iç kod olan UZ blok kod ile kodlanır ve 800 kHz'lik kanal üzerinden

$$\text{Veri İletim Hızı} = \frac{256 \text{ bit}}{2 \times (160 \mu\text{sn} + 40 \mu\text{sn})} = 0.64 \text{ Mbit / sn} \quad (6.10)$$

olacak şekilde iletim yapılır. Aynı zamanda sistemin spektral verimliliği $0.64 \text{ Mbit / sn} / 800 \text{ kHz} = 0.8 \text{ bit / sn / Hz}$ dir. Burada gönderilen tüm bitler veri olarak

kabul edilmiştir. Şunu da söylemek gerekir ki önemli derecede çeşitlilik kazancı elde etmek için veri hızında $\frac{1}{2}$ oranında düşüş meydana gelmiştir. UZ kafes kodlamada 2 sembolü iletmek için T_s süresi yeterliyken UZ blok kod (G2) yapısında $2T_s$ gereklidir. Bu yüzden blok kodlu yapılarda UZKK yapılara göre (aynı sembol süreleri için) veri iletim hızında düşüş yaşanabilmektedir. Eğer UFZ Kodlu OFBÇ yapısında T_s sabit tutularak veri iletim hızında artış elde edilmek istenirse daha fazla durumlu kafes kodlar ve daha yüksek M - düzeyli modülasyon kullanılabilir. Ama [4]'de görüldüğü gibi UFZ Kodlu OFBÇ yapısı ile blok kodun kullanılmadığı, sadece UZKK'nin uygulandığı UF Kodlu OFBÇ yapıları aynı spektral verimlilikte karşılaştırılmış ve UFZ Kodlu OFBÇ yapısının yine daha iyi hata performansı sağladığı gösterilmiştir.

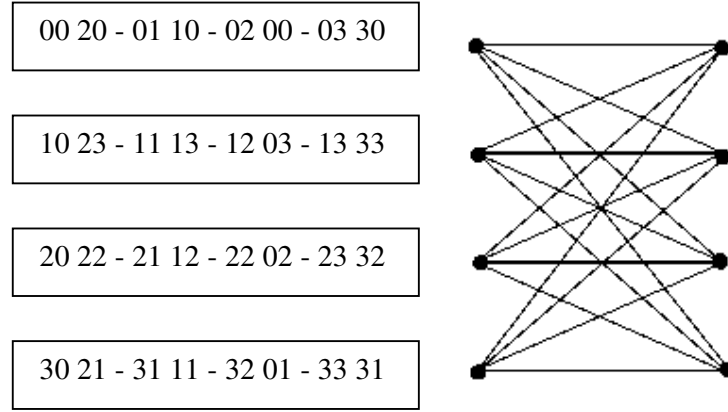
Simülasyonlar Monte Carlo yöntemiyle Mablab 7.0 yazılımı kullanılarak yapılmıştır. 2 alıcı antenli yapılarda C kod kelimesi MEK kuralı $s = 2$ için Denklem 6.9'daki gibi alınmıştır. G3 blok kodlu yapılar için karar kuralı aşağıdaki gibi alınmıştır [4].

$$C_{KK} = \arg \min_Q \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{s=1}^{n_R} \sum_{i=1}^4 \left| \tilde{c}_i^s[k] - (|H_{1s}[k]|^2 + |H_{2s}[k]|^2 + |H_{3s}[k]|^2) q_i[k] \right|^2 \quad (6.11)$$

G4 blok kodlu yapılar için karar kuralı ise aşağıdaki gibi alınmıştır [4]:

$$C_{KK} = \arg \min_Q \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{s=1}^{n_R} \sum_{i=1}^4 \left| \tilde{c}_i^s[k] - (|H_{1s}[k]|^2 + |H_{2s}[k]|^2 + |H_{3s}[k]|^2 + |H_{4s}[k]|^2) q_i[k] \right|^2 \quad (6.12)$$

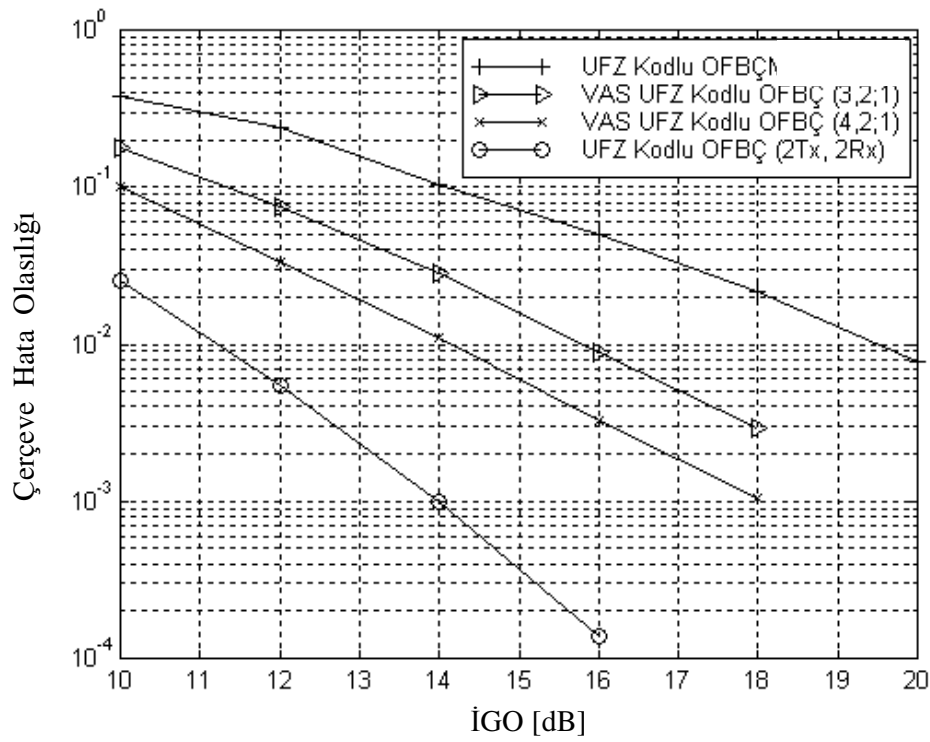
G3 ve G4 kodlu yapılarda kullanılan $\frac{1}{4}$ hızlı, 4 FKA, 4 durumlu kafes kodun kafes yapısı Şekil 6.5'te verilmektedir. Normal UFZ Kodlu OFBÇ yapılarınıninkiyile benzer miktarda kodlama – çözüm işlem karmaşıklığında kıyaslamak için kafes durum sayısı yine 4 alınmış ve aynı düzeyde modülasyon yani 4 FKA kullanılmıştır. Fakat bu sefer de spektral verimlilikte farklılık meydana gelmektedir.



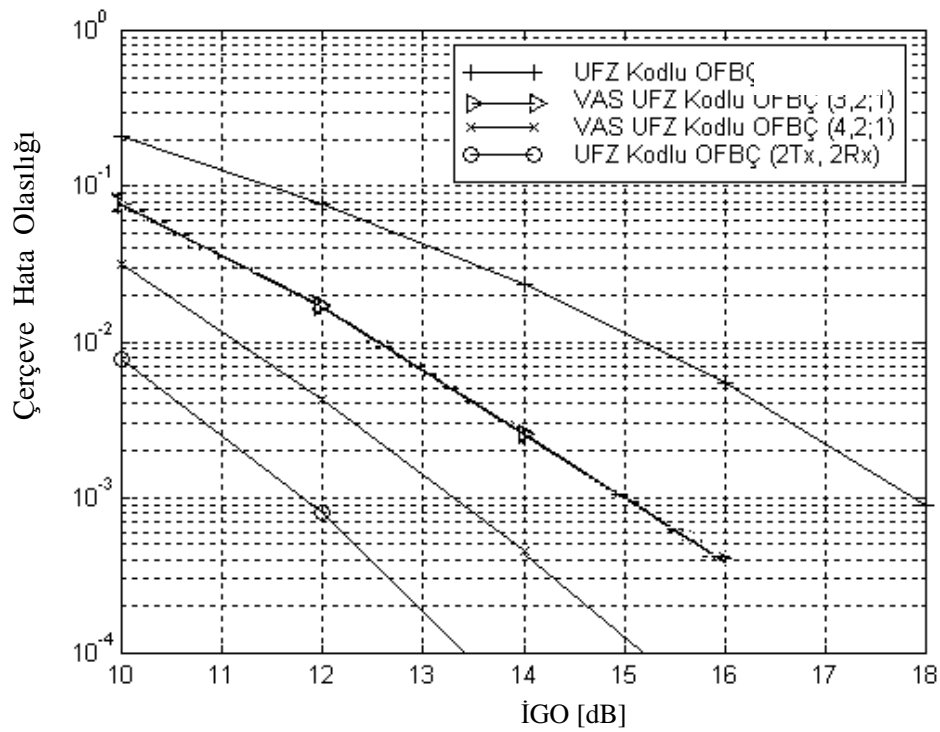
Şekil 6.5 G3 ve G4 blok kodlu UFZ Kodlu OFBÇ yapılarında kullanılan 4 FKA, 4 durumlu, $\frac{1}{4}$ oranlı kafes kodun kafes yapısı.

Şekil 6.6 'da UFZ Kodlu OFBÇ yapısının, $L = 2$ yollu, eşit güç dağılımlı ve 5 μ s gecikme yayımlı kanal için elde edilen eğrileri gösterilmektedir. 'UFZ Kodlu OFBÇ' göstergeli eğri ile orijinal UFZ Kodlu OFBÇ yapısı (2 verici, 1 alıcı anten), 'VAS UFZ Kodlu OFBÇ (3,2;1)' göstergeli eğri ile orijinal UFZ Kodlu OFBÇ yapısına 3 verici anten ile VAS uygulanarak elde edilen yeni yapı, 'VAS UFZ Kodlu OFBÇ (4,2;1)' göstergeli eğri ile orijinal UFZ Kodlu OFBÇ yapısına 4 verici anten ile VAS uygulanarak elde edilen yeni yapı ve 'UFZ Kodlu OFBÇ (2Tx,2Rx)' göstergeli eğri ile 2 alıcı antenli orijinal UFZ Kodlu OFBÇ yapısı belirtilmektedir. [4]'de gösterilen eğriler elde edilmiştir. 10^{-2} çerçeve hata olasılığı için karşılaştırma yapıldığında VAS UFZ Kodlu OFBÇ (3,2;1) yapısı ile orijinal UFZ Kodlu OFBÇ yapısına göre yaklaşık 3.5 dB, VAS UFZ Kodlu OFBÇ (4,2;1) yapısı ile yaklaşık 5.5 dB ve UFZ Kodlu OFBÇ (2Tx,2Rx) yapısı ile yaklaşık 8 dB kazanç elde edilmiştir.

Şekil 6.7 'de UFZ Kodlu OFBÇ yapısının $L = 2$ yollu, eşit güç dağılımlı ve 40 μ s gecikme yayımlı kanal için elde edilen eğrileri gösterilmektedir. 10^{-2} çerçeve hata olasılığı için karşılaştırma yapıldığında VAS UFZ Kodlu OFBÇ (3,2;1) yapısı ile orijinal UFZ Kodlu OFBÇ yapısına göre yaklaşık 3 dB, VAS UFZ Kodlu OFBÇ (4,2;1) yapısı ile yaklaşık 4 dB ve UFZ Kodlu OFBÇ (2Tx,2Rx) yapısı ile yaklaşık 5.5 dB kazanç elde edilmiştir. Yani ikinci yolun gecikmesi artınca kazançlar düşmüştür.

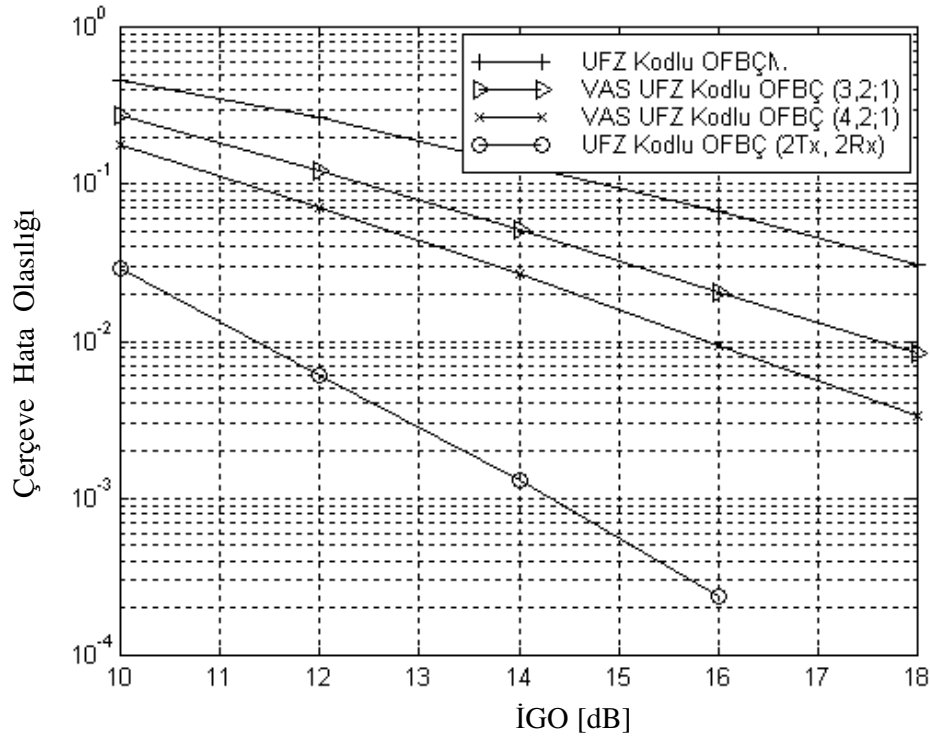


Şekil 6.6 L = 2 yollu, eşit güç dağılımlı, 5 μsn gecikme yayımlı kanal için UFZ Kodlu OFBÇ eğrilerinin karşılaştırılması



Şekil 6.7 L = 2 yollu, eşit güç dağılımlı, 40 μsn gecikme yayımlı kanal için UFZ Kodlu OFBÇ eğrilerinin karşılaştırılması.

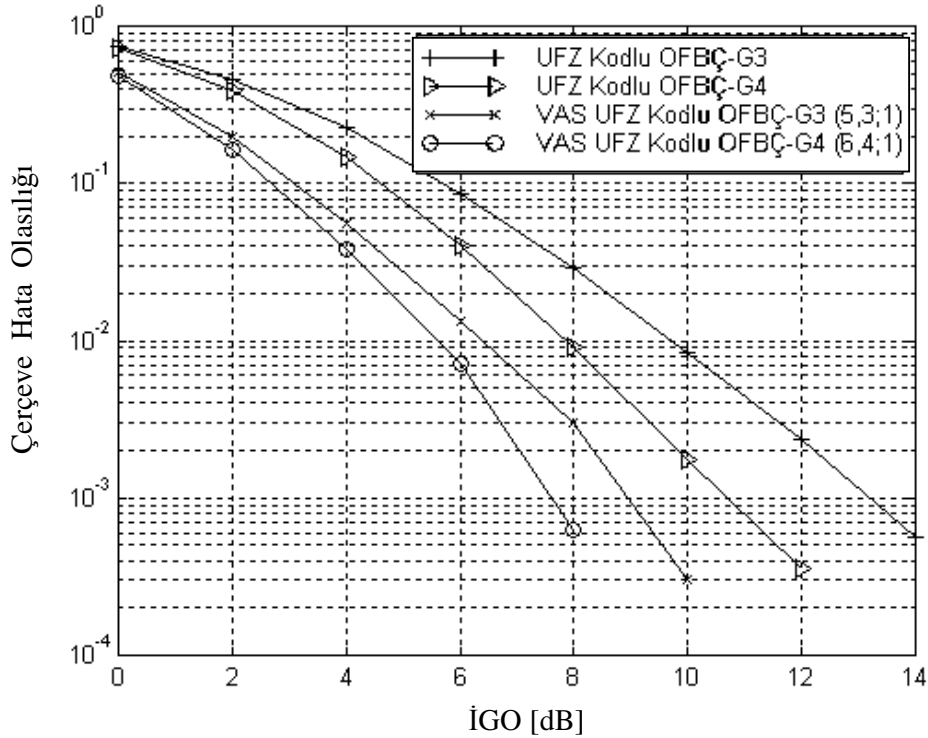
Şekil 6.8 'de UFZ Kodlu OFBÇ yapısının $L = 8$ yollu ve üstel güç dağılımlı kanal için elde edilen eğrileri gösterilmektedir. 10^{-2} çerçeve hata olasılığı için karşılaştırma yapıldığında VAS UFZ Kodlu OFBÇ (3,2;1) yapısı ile orijinal UFZ Kodlu OFBÇ yapısına göre yaklaşık 3.6 dB, VAS UFZ Kodlu OFBÇ (4,2;1) yapısı ile yaklaşık 5.5 dB ve UFZ Kodlu OFBÇ (2Tx,2Rx) yapısı ile yaklaşık 10 dB kazanç elde edilmiştir. (UFZ Kodlu OFBÇ yapısında 10^{-2} çerçeve hata olasılığı, 21.5 dB değerinde elde edilmektedir.)



Şekil 6.8 $L = 8$ yollu ve üstel güç dağılımlı kanal için UFZ Kodlu OFBÇ eğrilerinin karşılaştırılması.

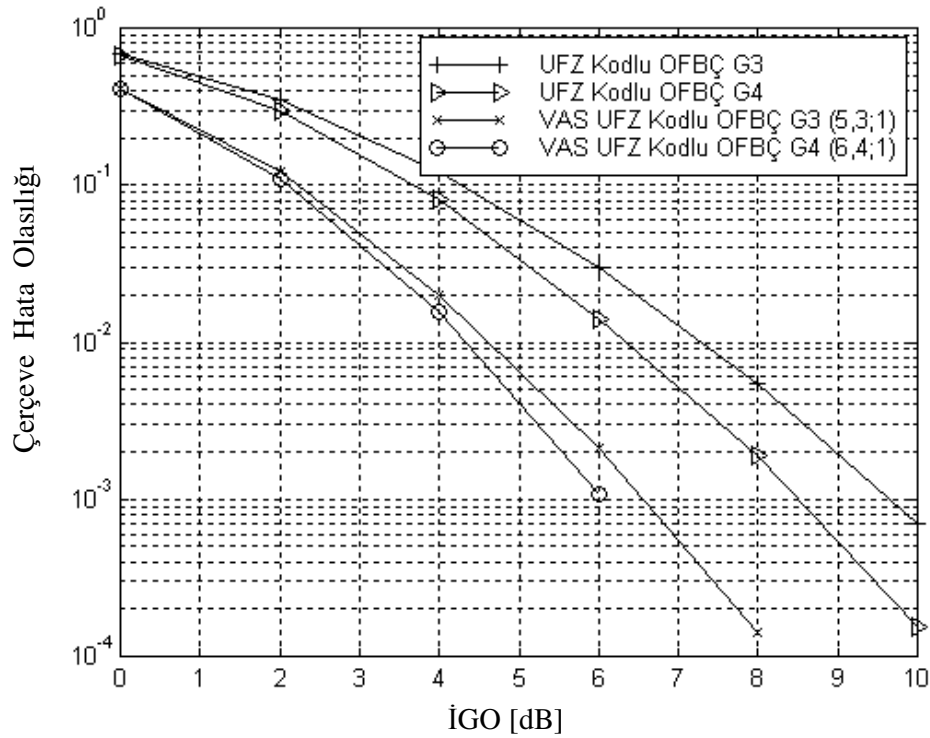
Şekil 6.9'da UFZ Kodlu OFBÇ'in, $L = 2$ yollu, eşit güç dağılımlı ve $5 \mu\text{sn}$ gecikme yayımlı kanalda G2 blok kodlu yerine G3 ve G4 blok kodlu yapıları için elde edilen eğrileri gösterilmektedir. 'VAS UFZ Kodlu OFBÇ-G3 (5,3;1)' göstergeli eğri ile G3 blok kodlu UFZ Kodlu OFBÇ yapısına 5 anten ile VAS uygulanarak elde edilen yapı ve 'VAS UFZ Kodlu OFBÇ-G4 (6,4;1)' göstergeli eğri ile G4 blok kodlu UFZ Kodlu OFBÇ yapısına 6 anten ile VAS uygulanarak elde edilen yapı belirtilmektedir. 10^{-2} çerçeve hata olasılığı için karşılaştırma yapıldığında UFZ kodlu

OFBÇ-G3 yapısı ile orijinal UFZ Kodlu OFBÇ yapısına göre yaklaşık 9.5 dB, UFZ Kodlu OFBÇ-G4 yapısı ile yaklaşık 11.5 dB, VAS UFZ Kodlu OFBÇ-G3 (5,3;1) yapısı ile yaklaşık 13.2 dB ve VAS UFZ Kodlu OFBÇ-G4 (6,4;1) yapısı ile 14.2 dB kazanç elde edilmiştir. VAS UFZ Kodlu OFBÇ-G3 (5,3;1) yapısı ile UFZ kodlu OFBÇ-G3 yapısına göre 3.6 dB, VAS UFZ Kodlu OFBÇ-G4 (6,3;1) yapısı ile UFZ kodlu OFBÇ-G4 yapısına göre 2.4 dB kazanç sağlamıştır.



Şekil 6.9 L = 2 yollu, eşit güç dağılımlı ve 5 µsn gecikme yayımlı kanal için G3 ve G4 blok kodlamalı UFZ Kodlu OFBÇ eğrilerinin karşılaştırılması.

Şekil 6.10'da UFZ Kodlu OFBÇ yapısının, L = 2 yollu, eşit güç dağılımlı ve 40 µsn gecikme yayımlı kanalda G2 blok kodlu yerine G3 ve G4 blok kodlu yapıları için elde edilen eğrileri gösterilmektedir. 10^{-2} çerçeve hata olasılığı için karşılaştırma yapıldığında UFZ Kodlu OFBÇ-G3 yapısı ile orijinal UFZ Kodlu OFBÇ yapısına göre yaklaşık 7.7 dB, UFZ Kodlu OFBÇ-G4 yapısı ile yaklaşık 8.8 dB, VAS UFZ Kodlu OFBÇ-G3 (5,3;1) yapısı ile yaklaşık 10.5 dB ve VAS UFZ Kodlu OFBÇ-G4 (6,4;1) yapısı ile 10.8 dB kazanç elde edilmiştir. VAS UFZ Kodlu OFBÇ-G3 (5,3;1) yapısı ile UFZ kodlu OFBÇ-G3 yapısına göre 3 dB, VAS UFZ Kodlu OFBÇ-G4 (6,3;1) yapısı ile UFZ kodlu OFBÇ-G4 yapısına göre 2 dB kazanç sağlamıştır.

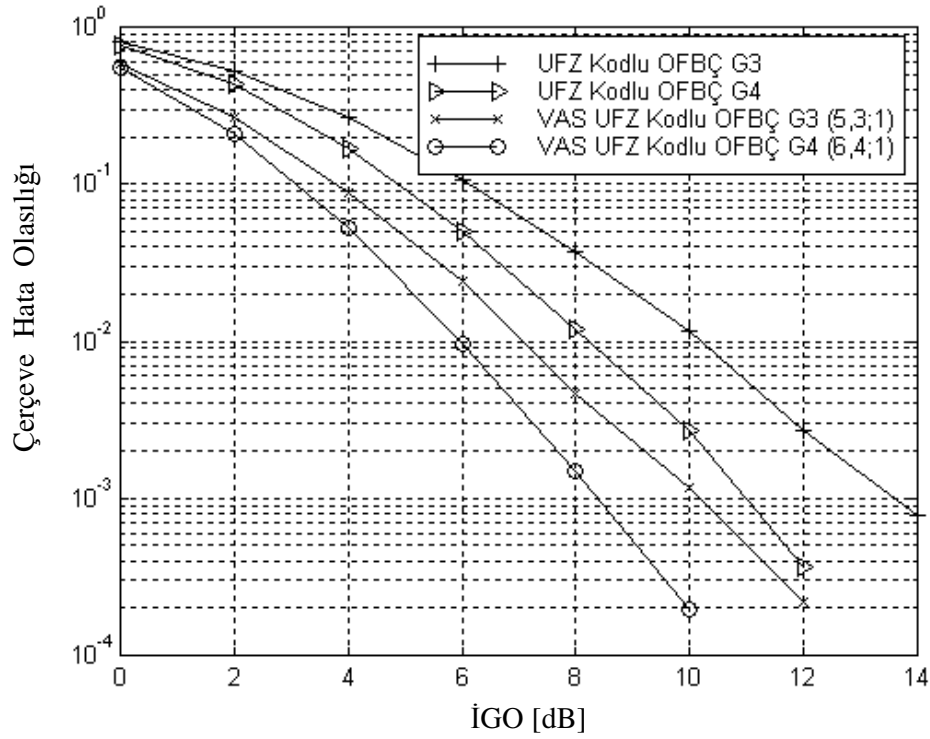


Şekil 6.10 L = 2 yollu, eşit güç dağılımlı ve 40 µsn gecikme yayımlı kanal için G3 ve G4 blok kodlamalı UFZ Kodlu OFBÇ eğrilerinin karşılaştırılması.

Şekil 6.11'de UFZ Kodlu OFBÇ'in, L = 8 yollu ve üstel güç dağılımlı kanalda G2 blok kodlu yerine G3 ve G4 blok kodlu yapıları için elde edilen eğrileri gösterilmektedir. 10^{-2} çerçeve hata olasılığı için karşılaştırma yapıldığında UFZ Kodlu OFBÇ-G3 yapısı ile orijinal UFZ Kodlu OFBÇ yapısına göre yaklaşık 11.5 dB, UFZ Kodlu OFBÇ-G4 yapısı ile yaklaşık 13.5 dB, VAS UFZ Kodlu OFBÇ-G3 (5,3;1) yapısı ile yaklaşık 14.5 dB ve VAS UFZ Kodlu OFBÇ-G4 (6,4;1) yapısı ile 15.5 dB kazanç elde edilmiştir. VAS UFZ Kodlu OFBÇ-G3 (5,3;1) yapısı ile UFZ kodlu OFBÇ-G3 yapısına göre yaklaşık 3.2 dB, VAS UFZ Kodlu OFBÇ-G4 (6,3;1) yapısı ile UFZ kodlu OFBÇ-G4 yapısına göre 2.4 dB kazanç sağlamıştır.

G3 ve G4'lü yapılarda anten sayısı sırasıyla 3 ve 4'tür. Tüm antenlerden aynı anda iletim yapılmalıdır. Dolayısıyla iletim gücü artmakta ve G3 için normal UFZ Kodlu OFBÇ yapılarına göre çıkış gücünde %50, G4 için %100 artış olmaktadır. Ayrıca kod oranları $\frac{1}{4}$ gibi düşük değerlidir. Yani G2 blok kodlu yapıda bir kod

sözcüğü $2T_s$ sürede iletilirken G3 ve G4 blok kodlu yapılarda $8T_s$ 'de iletilmektedir. Spektral verimlilikte ters orantılı olarak düşerek 0.2 bit/sn/Hz olmaktadır.



Şekil 6.11 $L = 8$ yollu ve üstel güç dağılımlı kanal için G3 ve G4 blok kodlamalı UFZ Kodlu OFBÇ eğrilerinin karşılaştırılması.

Hata performansındaki bu çok iyi iyileşmeye karşın spektral verimlilikteki bu azalma bir seçimdir. Daha yüksek durumlu kafes kodu ve 32 DGM – 32 FKA gibi daha kompleks sembol diyagramları kullanılarak spektral verimlilikteki azalma giderilebilir. Ama bu sefer de çok fazla işlem karmaşası ve spektral verimlilikteki azalma arasında bir seçim yapmak gerekir.

Hangi blok kod, hangi kanal profili olursa olsun UFZ Kodlu OFBÇ üzerinde VAS uygulamak orijinal haline göre hata performansında mutlaka bir artış sağlamaktadır. VAS için kullanılan anten sayısı arttıkça kullanılabilir çeşitlilik arttığından sağlanan iyileşme de artmaktadır. Diğer yöntemler düşünüldüğünde VAS, avantajları yüzünden daha öne çıkmaktadır.

7. VERİCİ ANTEN SEÇİMLİ UZAY ZAMAN KODLU OFBÇ SİSTEMİ

Birinci kısımda kafes kodlamanın yapıldığı Uzay Zaman Kodlu OFBÇ [5], ikinci kısımda ise UZ Kodlu OFBÇ sistemine Verici Anten Seçimi yöntemi uygulanarak simülasyonlarla kıyaslamalar yapılmıştır.

7.1 UZ Kodlu OFBÇ

UZBK kodlar mümkün maksimum çeşitliliği basit kodlama-çözüm algoritması ile başarılılar. Bu basitlikten dolayı caziptirler. Fakat hiçbir kodlama kazancı sağlamazlar ve üstelik tam oranlı olmayan UZBK kodlar band genişliğinin artmasına sebep olurlar. UZKK yapıları ise önemli bir kodlama kazancı, spektral verimlilik ve sönmülemeli kanallarda çeşitlilik iyileşmesi sağlar.

OFBÇ frekans seçici kanallar üzerinde çok başarılıdır ve SAG sorunuyla başa çıkabilmektedir. Bu yüzden geniş bandlı kablosuz haberleşme sistemlerinde UZKK ile OFBÇ yapılarını birleştirmek büyük avantajlar sağlar. UZKK kodlar dar bandlı kablosuz kanallar için uygundur. Diğer taraftan OFBÇ geniş bandlı kablosuz kanallar için bir modülasyon türüdür. İkisi birleştirildiğinde ise 1 MHz band genişliğine sahip kanal için 1.5 – 3 Mbit/sn veri hızı sağlanabilir. UZ Kodlu OFBÇ, çok yollu, frekans seçici kanallar üzerinde, SAG olmadan yüksek kodlama kazancı ve yüksek veri hızı elde edebilir. Bu sistem herhangi bir sepiştirici işlemine gerek duymaz, dolayısıyla gecikmeye karşı duyarlı uygulamalarda caziptir.

UZ Kodlu OFBÇ, n verici ve m alıcı antenden oluşan bir ÇGÇÇ kablosuz haberleşme sistemidir. Sistemin blok şeması Şekil 7.1'de gösterilmektedir. Kanalin $F = 1$ MHz band genişliğine sahip olduğu düşünülür ve kanal ℓ tane alt kanala bölünür. Her bir t zaman aralığında bitlerden oluşan bir blok UZ kodlayıcıya girer. Kodlayıcının t zaman periyodunda çıkış sözcüğü aşağıdaki gibidir:

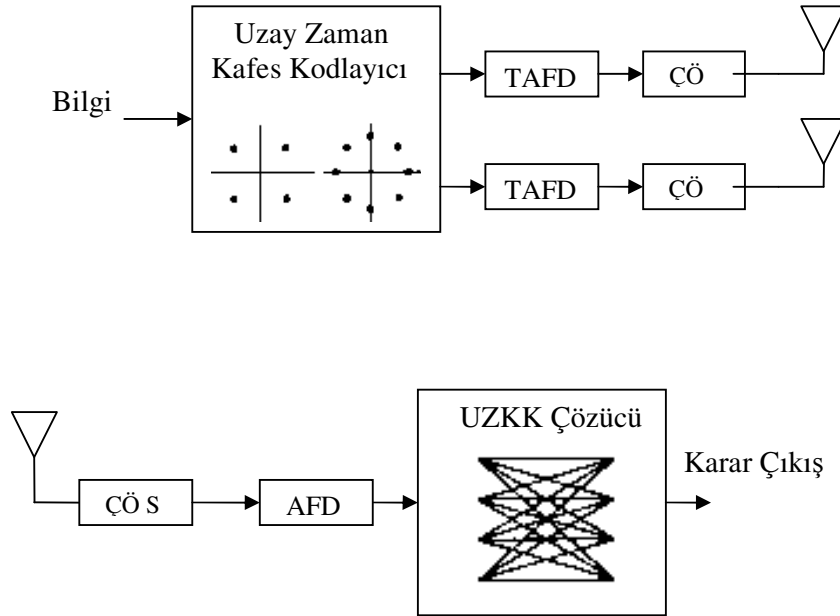
$$C^t = C_{1,0}^t \dots C_{n,0}^t C_{1,1}^t \dots C_{n,1}^t \dots C_{1,\ell-1}^t \dots C_{n,\ell-1}^t. \quad (7.1)$$

$C_{i,k}^t$, M-FKA veya 2^b -DÖGM sembolleridir. OFBÇ modülasyonu $C_{i,0}^t C_{i,1}^t \dots C_{i,\ell-1}^t$ veri dizisini $i = 1, 2, \dots, n$ modüle etmek için kullanılır. Modüle edilmiş işaret t

zaman periyodunda i . anten üzerinden iletilir. Bütün işaretler eş zamanlı olarak aynı anda iletilir. Kanalin gecikme yayılımından dolayı oluşması muhtemel SAG ile başa çıkmak için her bir OFBÇ çerçevesinin başına ÇÖ eklenir. OFBÇ için alıcı verici arasında çerçeve senkronizasyonunun, örnekleme saat (clock) senkronizasyonu gibi çok iyi olduğu düşünülür.

Kanal sönümlemesinin quasi-static olduğu yani bir OFBÇ çerçeve boyunca sabit kaldığı ve bir çerçeveden diğerine değiştiği kabul edilir. Bu anlatılan UZ Kodlu OFBÇ sistemi için kabul edilebilir bir tahmindir. n tane iletilen işaretin kanalda bozulmuş halleri alıcıda gürültü eklenerek alınır. Alınan işaret 1 MHz hızında örneklenir ve ÇÖ her bir çerçeveden kaldırılır. Sonra işaretler OFBÇ demodülatöre iletilirler. $j = 1, 2, \dots, m$ alıcı anten için OFBÇ demodülatörünün çıkışı $k = 1, 2, \dots, \ell - 1$ için aşağıda yazılmıştır [5]:

$$R_{j,k}^t = \sum_{i=1}^n H_{i,j,k}^t C_{i,k}^t + N_{j,k}^t \quad (7.2)$$



Şekil 7.1 $n_T = 2$ $n_R = 1$ anten sayısı için UZ Kodlu OFBÇ sistemi.

$H_{i,j,k}^t$ i . verici antenden j . alıcı antene k . alt kanala (frekansı kF/ℓ Hz) ait kanalın frekans cevabıdır. $N_{j,k}^t$, N_0 varyanslı bağımsız Gauss rastgele değişkenleridir.

Kusursuz kanal durum bilgisi için MEK kuralı aşağıda yazılmıştır [5]:

$$\hat{C}^t = \arg \min_Q \sum_{j=1}^m \sum_{k=0}^{l-1} \left| R_{j,k}^t - \sum_{i=1}^n H_{i,j,k}^t Q_{i,k} \right|^2 \quad (7.3)$$

Minimize işlemi uygulanan kafes koda ait $Q = \{Q_{i,k}\}$ tüm mümkün kod sözcükleri üzerinden yapılır. Yukarıdaki karar metriği Viterbi algoritmasında kullanılır.

Şekil 7.2’de kullanılan 16 durumlu, 4 FKA ve 1/2 kod oranlı kafes kodun kafes yapısı gösterilmektedir.

Tüm verici antenlerden iletim aynı anda yapılmakta ve tüm band genişliği kullanılmaktadır. UZ Kodlu OFBÇ sisteminde uzaysal çeşitlilik band genişliğinde herhangi bir azalma olmadan UZ kod üzerinden sağlanmaktadır. Bu sistem frekans seçici kanallarda da kodlama kazancı ve çeşitliliği çok iyi sağlar. Bu yüzden değişik kanal karakteristikleri ve hareketlilik durumlarında sistem haberleşmesinde sağlamlık sunar.



Şekil 7.2 16 durumlu, 4 FKA, 1/2 oranlı kafes kodun yapısı.

7.2 VAS UZ Kodlu OFBÇ

UZ Kodlu OFBÇ yapısında uygulanan kafes kodun yapısından dolayı 2 verici anten kullanılmaktadır. Sistemin çeşitlilik derecesini arttırmak için 2 antenden fazla sayıda anten kullanılmalı ve farklı bir kod uygulanmalıdır. Anten sayısı arttırılmak istendiğinde ise durum sayısı ve hafıza derecesi daha yüksek olan çok karmaşık kafes kodlar kullanılmalıdır. Karmaşıklık arttıkça hem alıcı hem verici sistemlerinde işlem sayısı artar ve işlem süreleri uzar. Aynı zamanda maliyet artar ve cihaz tasarımı da etkilenebilir.

Kafes kodun durum sayısını arttırmadan verici anten sayısını arttırmanın diğer bir yolu kod oranını anten sayısına bağlı olarak düşürmektir. Örneğin 4 verici anten kullanmak için $\frac{1}{2}$ oranlı 2 çıkışlı kafes yapısı yerine $\frac{1}{4}$ oranlı 4 çıkışlı kafes yapısı kullanılabilir. Fakat bu seferde tüm antenlerden aynı anda iletim yapılmaktadır. Üstelik kod oranını düşürmek de durum sayısı değişmese bile işlem sayısını arttırır ve gereken süreyi uzatır.

Mevcut yapıyı daha kompleks hale getirmeden çeşitlilik sayısını yani anten sayısını arttırmanın en cazip en az külfetli yolu VAS yöntemidir. Kafes kodun durum sayısını, kod oranını ve M - düzeyli modülasyon derecesini arttırmaya gerek kalmadan kısacası var olan sisteme dokunmadan uygulanabilirliği basit ve pratik eklemelerle istenilen çeşitlilik sağlanır.

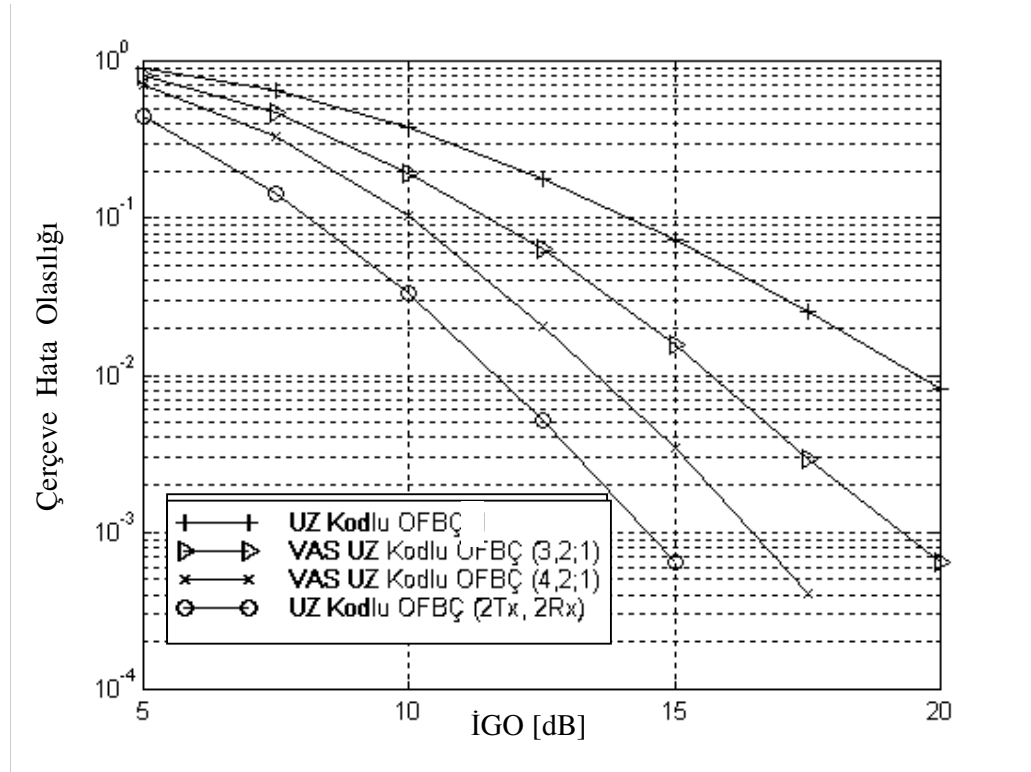
Simülasyonlarda quasi-static bağımsız Rayleigh sönümlemeli çoklu yollu frekans seçici kanallar ve düz, Rayleigh sönümlemeli kanal kullanılmıştır. Eşit güç dağılımlı, 5 ve 40 μ sn gecikmeli $L = 2$ yollu ve üstel güç dağılımlı $L + 1 = 8$ yollu sönümlemeli kablosuz ortamlar için eğriler elde edilmiştir . 2 verici anten ve (aksi belirtilmedikçe) 1 alıcı anten üzerinden OFBÇ uygulanmıştır. Kullanılabilir band genişliği 1 MHz'dir. $\ell = 256$ alt taşıyıcıdan oluşan OFBÇ modülasyonu kullanılmıştır. Dolayısıyla alt taşıyıcılar arası uzaklık 3.9 kHz ve OFBÇ sembol-çerçeve süresi 256 μ sn'dir. Semboller arası girişimden kurtulmak için her OFBÇ sembolünün başına 40 μ sn süreli ÇÖ eklenmektedir.

16 durumlu, 4 FKA kafes kodu kullanılmıştır. Buradaki her bir kod 256 tane 4 FKA sembolden yani 512 bitten oluşan veri bloklarını göstermektedir. Viterbi

algoritmasını tam manasıyla uygulamak ve kafes çözücünün her bir çerçeve sonunda sıfır durumuna gelmesini sağlamak için 512 bittten oluşan blokların son dört biti ikilik düzende sıfır olarak alınır. Bu kod 2 verici anten ve m alıcı anten kullanmaktadır. Dolayısıyla m alıcı anten sayısı için $2m$ çeşitliliği garanti eder. Simülasyonlarda aksi belirtilmedikçe $m = 1$ alıcı anten kullanılmıştır. Sistemin spektral verimliliği aşağıda hesaplanmıştır.

$$\text{Spektral Verimlilik} = 2 \times \frac{256 \mu sn}{256 \mu sn + 40 \mu sn} \times \frac{508 \text{ bit}}{512 \text{ bit}} = 1.72 \text{ bit} / \text{sn} / \text{Hz} \quad (7.4)$$

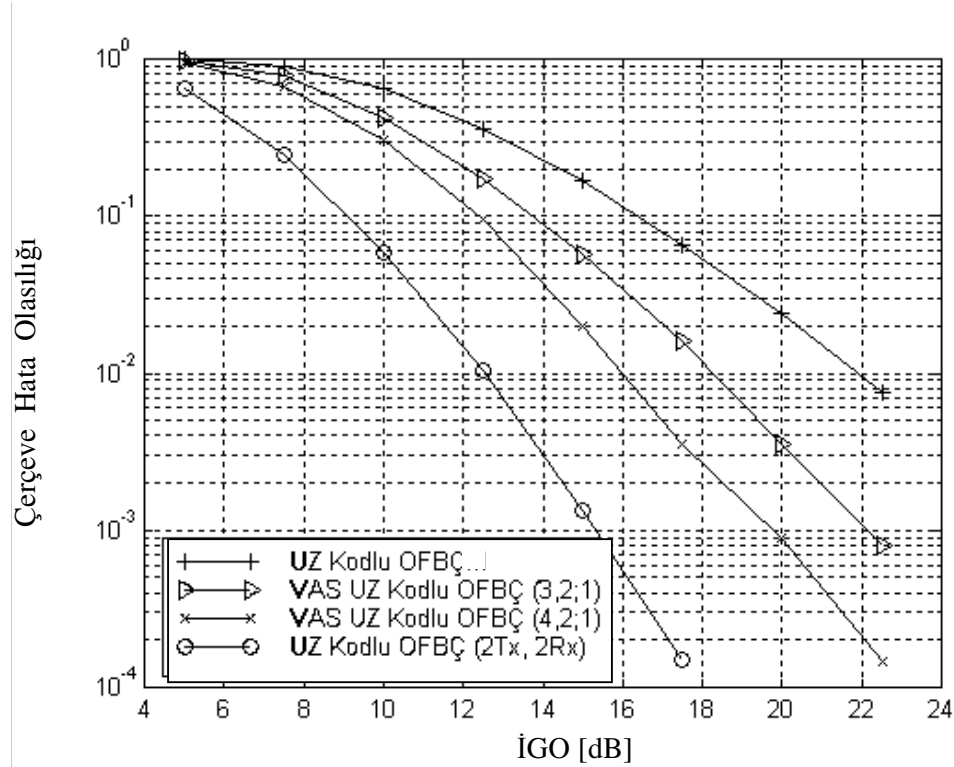
Şekil 7.3 'de UZ Kodlu OFBÇ yapısının, düz Rayleigh sönmlemeli kanal için elde edilen eğrileri gösterilmektedir 'UZ Kodlu OFBÇ' göstergeli eğri ile orijinal UZ Kodlu OFBÇ yapısı, 'VAS UZ Kodlu OFBÇ (3,2;1)' göstergeli eğri ile orijinal UZ Kodlu OFBÇ yapısına 3 verici anten ile VAS uygulanarak elde edilen yeni yapı, 'VAS UZ Kodlu OFBÇ (4,2;1)' göstergeli eğri ile orijinal UZ Kodlu OFBÇ yapısına 4 verici anten ile VAS uygulanarak elde edilen yeni yapı ve 'UZ Kodlu OFBÇ' (2Tx,2Rx)'göstergeli eğri ile 2 alıcı antenli orijinal UZ Kodlu OFBÇ' yapısı belirtilmektedir.



Şekil 7.3 Düz Rayleigh sönmlemeli kanalda UZ Kodlu OFBÇ yapısına ait eğriler.

10^{-2} çerçeve hata olasılığı için karşılaştırma yapıldığında VAS UZ Kodlu OFBÇ (3,2;1) yapısı ile orijinal UZ Kodlu OFBÇ yapısına göre yaklaşık 4 dB, VAS UZ Kodlu OFBÇ (4,2;1) yapısı ile yaklaşık 6 dB ve UZ Kodlu OFBÇ (2Tx,2Rx) yapısı ile yaklaşık 8.1 dB kazanç elde edilmiştir.

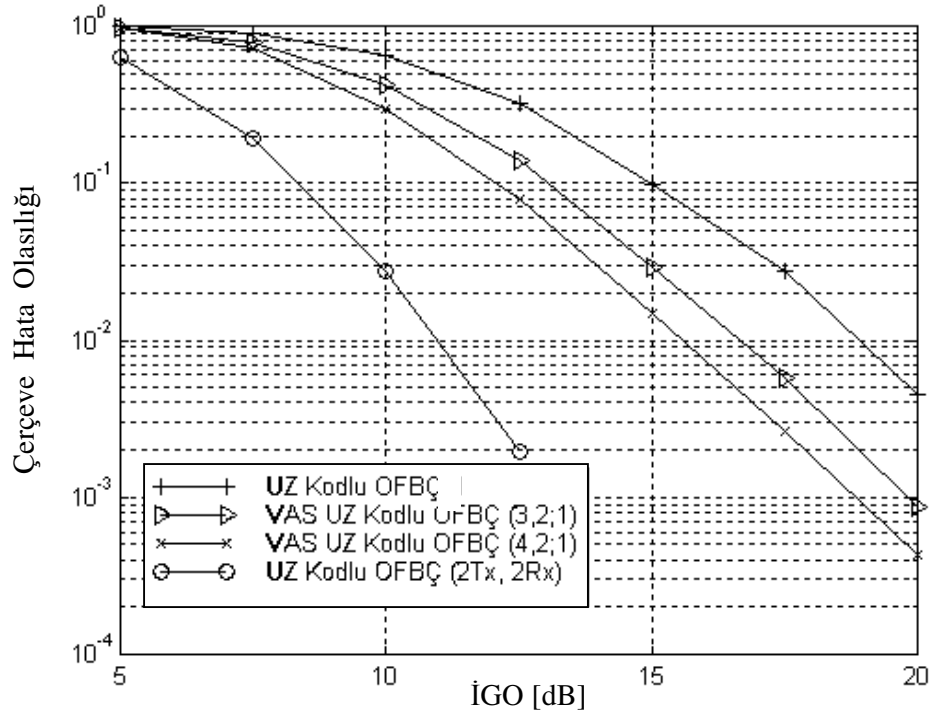
Şekil 7.4 UZ kodlu OFBÇ yapısının, $L = 2$ yollu, eşit güç dağılımlı ve $5 \mu\text{sn}$ gecikme yayımlı kanal için elde edilen eğrileri gösterilmektedir. 10^{-2} çerçeve hata olasılığı için karşılaştırma yapıldığında VAS UZ Kodlu OFBÇ (3,2;1) yapısı ile orijinal UZ Kodlu OFBÇ yapısına göre yaklaşık 4 dB, VAS UZ Kodlu OFBÇ (4,2;1) yapısı ile yaklaşık 6 dB ve UZ Kodlu OFBÇ (2Tx,2Rx) yapısı ile yaklaşık 9.2 dB kazanç elde edilmiştir.



Şekil 7.4 $L = 2$ yollu, eşit güç dağılımlı ve $5 \mu\text{sn}$ gecikme yayımlı kanalda UZ Kodlu OFBÇ yapısına ait eğriler.

Şekil 7.5'te UZ Kodlu OFBÇ yapısının, $L = 2$ yollu, eşit güç dağılımlı ve $40 \mu\text{sn}$ gecikme yayımlı kanal için elde edilen eğrileri gösterilmektedir. 10^{-2} çerçeve hata olasılığı için karşılaştırma yapıldığında VAS UZ Kodlu OFBÇ (3,2;1) yapısı ile orijinal UZ Kodlu OFBÇ yapısına göre yaklaşık 2.2 dB, VAS UZ Kodlu OFBÇ

(4,2;1) yapısı ile yaklaşık 3.4 dB ve UZ Kodlu OFBÇ (2Tx,2Rx) yapısı ile yaklaşık 8 dB kazanç elde edilmiştir. Yani ikinci yolun gecikmesi artınca kazançlar düşmüştür.

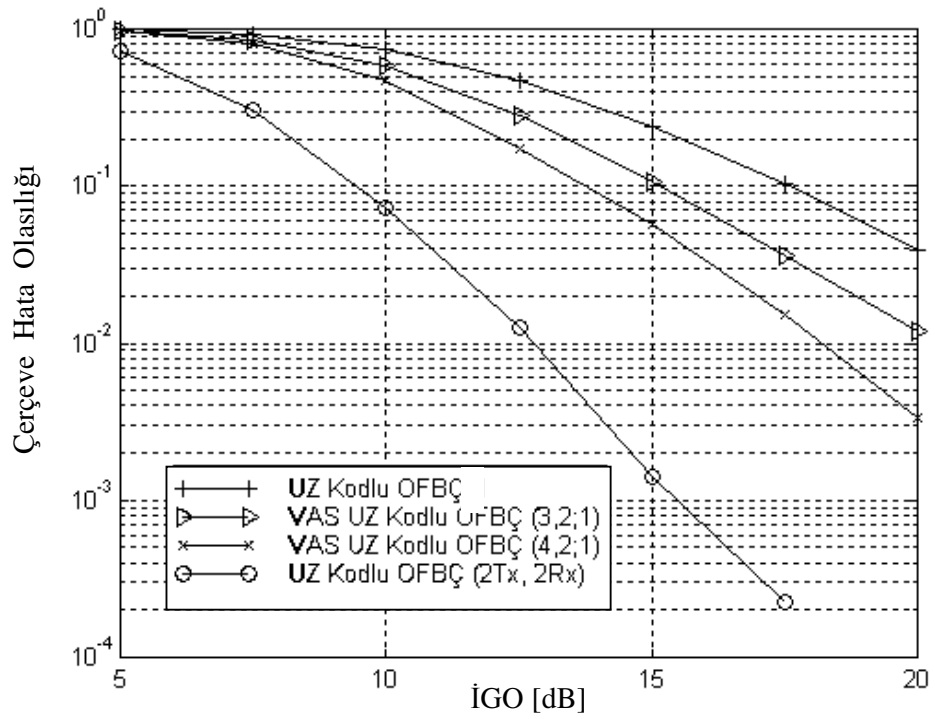


Şekil 7.5 L = 2 yollu, eşit güç dağılımlı ve 40 µsn gecikme yayımlı kanalda UZ Kodlu OFBÇ yapısına ait eğriler.

Şekil 7.6'ta UZ Kodlu OFBÇ yapısının, L = 8 yollu ve üstel güç dağılımlı kanal için elde edilen eğrileri gösterilmektedir. 10^{-2} çerçeve hata olasılığı için karşılaştırma yapıldığında VAS UZ Kodlu OFBÇ (3,2;1) yapısı ile orijinal UZ Kodlu OFBÇ yapısına göre yaklaşık 2.3 dB, VAS UZ Kodlu OFBÇ (4,2;1) yapısı ile yaklaşık 3.8 dB ve UZ Kodlu OFBÇ (2Tx,2Rx) yapısı ile yaklaşık 10 dB kazanç elde edilmiştir. (UZ Kodlu OFBÇ yapısında 10^{-2} çerçeve hata olasılığı için yaklaşık 22.5 dB'lik İGO gereklidir.)

6. Bölüm'de de görüldüğü gibi sisteme VAS uygulamak orijinal haline göre hata performansında mutlaka bir artış sağlamaktadır. Üstelik VAS için kullanılan anten sayısı arttıkça kullanılabilir çeşitlilik arttığından sağlanan iyileşme de artmaktadır.

Mevcut sistemin yapısını bozmadan diğer yöntemlere göre daha kolay uygulanabilir eklentilerle VAS yapısının kurulması UZ Kodlu OFBÇ yapıları için çok caziptir.



Şekil 7.6 $L = 8$ yollu ve üstel güç dağılımlı kanalda UZ Kodlu OFBÇ yapısına ait eğriler.

8. SONUÇLAR

Geniş bantlı, çok-yollu frekans seçici sönümlemeli kablosuz kanallar üzerinde UZ Kodlu OFBÇ ve UFZ Kodlu OFBÇ sistemlerine VAS metodu uygulamanın artan verici sayına paralel olarak hata olasılığı performansı için giderek artan iyileşmeler sağladığı yapılan simülasyonlarla gösterilmiştir. yani; vericideki kodlama ve alıcıdaki çözme işlemlerinde herhangi bir karmaşıklık artışına sebep olmadan mevcut kodları ve modülasyonları koruyarak elde edilmiştir. Sisteme, VAS metodunun dışındaki uygulamaların getireceği işlem karmaşıklığı düşünüldüğünde, tolere edilebilir eklemeler yaparak VAS metodu uygulanabilmektedir. Böylece hem UZ Kodlu OFBÇ yapısının sağlamış olduğu çeşitlilik ve kod kazancından hem de VAS yönteminin sağlamış olduğu çeşitlilik kazancından faydalanılmaktadır. Bu kazanımları düşünüldüğünde VAS metodu çok fazla ilgi çekecektir.

9. ÖNERİLER

Verici Anten Seçimi hata performansı bakımından artan verici anten sayısına bağımlı olarak çok yüksek iyileşmeler sağlamaktadır. Bu tezde gerek UZ Kodlu OFBÇ gerekse UFZ Kodlu OFBÇ yapılarına VAS uygulanırken alıcıda kusursuz kanal bilgisinin var olduğu varsayılmıştır. Tezde anlatılan sistemler için kusursuz kanal bilgisinin olmadığı durumlarda da VAS yönteminin hata performansında iyileştirmeler yaptığı gösterilebilir.

KAYNAKLAR DİZİNİ

- [1] S. M. Alamouti, "A simple transmitter diversity scheme for wireless communications," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 16, pp. 1451–1458, Oct. 1998.
- [2] Mohammad Torabi, M. Reza Soleymani, "COFDM With Orthogonal Transmit Diversity and Power Control for Broadband Wireless Communications", 2002 IEEE Canadian Conference, June 2002
- [3] Carl R. Nassar, B. Natarajan, Z. WuD. Wiegandt, S. A. Zekavat, *Multi-Carrier Technologies For Wireless Communication*, Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [4] Y. Gong and K. B. Letaief, "Space–frequency–time coded OFDM for broadband wireless communications," in *Proc. IEEE GLOBECOM'01*, vol. 1, San Antonio, TX, Nov. 2001.
- [5] D. Agrawal, V. Tarokh, A. Naguib, and N. Seshadri, "Space-Time coded OFDM for high data rate wireless communication over wideband channels," *IEEE VTC' San Antonio, Nov, 1998*.
- [6] Kok ann Donny Teo, Shuichi Ohno," Computationally Efficient Antenna Selection In MISO-STBC-OFDM" IEEE International Symposium on M.A.P. E.M.C., Tokyo, May 2005 .
- [7] Z. Chen, B. S. Vucetic, J. Yuan, and K. L. Lo, "Space-time trellis codes for 4-PSK with three and four transmit antennas in quasi-static flat fading channels," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 6, pp. 67–69, Feb. 2002.
- [8] Mohammad Torabi and M. Reza Soleymani, "Adaptive OFDM with Space-Time Coding and Antenna Selection for Broadband Wireless Communications", IEEE ISIT 2003, Tokyo, June 2003.
- [9] Mohammad Torabi, Sonia Assa, M. Reza Soleymani, "On the BER Performance of Space-Frequency Block Coded OFDM Systems in Fading MIMO Channels", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 6, no. 4, April 2007.
- [10] Mohammad Torabi , M. Reza Soleymani "Antenna Selection for Turbo coded Mimo-OFDM Systems", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 2, May 2006

- [11] N. K. Noordin, B. M. Ali, S. S. Jamuar, M. Ismail, "Coded Space-Time-Frequency OFDM Employing Adaptive Multiple Antenna Selection (AdMAS) in Broadband Wireless Access", IEEE ISIT 2005, Tokyo, June 2005.
- [12] Guocai LI, Min WEI, Zhigang WU, Yaohuan GONG, "NarrowBand Interference Mitigation for Space-Frequency Trellis Coded MIMO-OFDM", IEEE International Symposium on M.A.P. E.M.C., Tokyo, May 2005.
- [13] I. Bahceci, T. M. Duman, Y. Altunbasak, "Performance of MIMO Antenna Selection for Space-Time Coded OFDM Systems", WCNC 2004 / IEEE Communications Society, Tokyo, May 2004.
- [14] Chang-Jun Ahn, Satoshi Takahashi, Makoto Taromaru, "Link Correlation based Transmit Sector Antenna Selection for Alamouti Coded OFDM", IEEE WCNC 2007, Tokyo, June 2007.
- [15] Vahid Tarokh, Nambi Seshadri, A. R. Calderban, "Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communication: Performance Criterion and Code Construction," IEEE ", Information Theory, Vol. 44, No.2, March 1998.
- [16] Z. Chen, J. Yuan, B. Vucetic, and Z. Zhou, "Performance of Alamouti scheme with transmit antenna selection," Electron. Lett., vol. 39, pp. 1666–1668, Nov. 2003.
- [17] Z. Chen, B. Vucetic, and J. Yuan, "Space-time trellis codes with transmit antenna selection," *Electron. Lett.*, vol. 39, pp. 854–855, May 2003.
- [18] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block coding for wireless communications: Performance results," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 17, pp. 451-460, Mar. 1999.
- [19] Li-Chun Wang and I-Te Lin, "A Parity-Bit Based Rate Adaptation Scheme for the IEEE 802.11a Wireless LANs" IEEE NSC91, Tokyo, May 1991.
- [20] Takeshi ONIZAWA, Atsushi OHTA, Yusuke ASAI, Satoru AIKAWA, "Experimental Evaluation of Transmit Antenna Selection Implemented in FPGA for Eigenbeam MIMO-OFDM", IEEE (PIMRC'06), Tokyo, March 2006

ÖZGEÇMİŞ

Cihat ÇINAR, 9 Mart 1981 yılında Siirt'te doğdu. İlköğrenimini Karşıyaka Metaş İlköğretim Okulu'nda tamamladı. İzmir Atatürk Lisesi'ni 1999 yılında bitirdi. Üniversiteyi Ege Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümünde okudu ve 2003 yılında bitirdi. Yüksek lisansa 2004 yılında Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü Elektronik Mühendisliği'nde başladı ve halen yüksek lisans öğrencisidir. 2004 – 2006 yılları arasında TEİAŞ Tesis ve İşletme 1. Grup Müdürlüğü'nde çalıştı. 2006 yılından beri TSE Deney laboratuvarları Merkezi Başkanlığı Elektroteknik laboratuvarında çalışmaktadır.