

47067



**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ**  
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**YAYILMIŞ SPEKTRUMLU**  
**HABERLEŞME SİSTEMLERİ**

**Elek. ve Hab. Müh. Mustafa Ümit ÇEŞMECİ**

**F . B . E . Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı**

**Haberleşme Mühendisliği Bilim Dalında**

**Hazırlanan**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Tez Danışmanı : Doç. Dr. Ümit AYGÖLÜ**

**İSTANBUL , 1995**

## İÇİNDEKİLER

- TEŞEKKÜR .....	v
- ÖZET .....	vi
- SUMMARY .....	vii
I - ) GİRİŞ .....	1
I - 1 - ) Tezde yapılan çalışmalar .....	5
II - ) TEMEL KAVRAMLAR .....	8
II - 1 - ) Doğrudan dizili sistemler .....	9
II - 1 - 1 - ) Bifaz modülasyonu .....	11
II - 1 - 2 - ) Dikfaz modülasyonu .....	13
II - 1 - 3 - ) PN işaret karakteristikleri .....	14
II - 1 - 4 - ) Doğrudan dizili alıcı .....	16
II - 2 - ) Frekans sıçramalı sistemler .....	17
II - 2 - 1 - ) Frekans sıçramalı verici .....	19
II - 2 - 2 - ) Frekans sıçramalı alıcı .....	20
II - 2 - 3 - ) Yakın - uzak problemi .....	22
II - 3 - ) Zaman sıçramalı sistemler .....	22
II - 4 - ) Modülasyon yöntemlerinin karşılaştırılması .....	24
III - ) SÖZDERASGELE ( PN ) DİZİLER .....	26
III - 1 - ) PN dizilerin özellikleri .....	26
III - 1 - 1 - ) Aperiodyk diziler .....	27
III - 1 - 2 - ) Periyodik diziler .....	28
III - 2 - ) Periyodik dizilerin sınıfları .....	29
III - 2 - 1 - ) Kuadratik kalıt ( q - r ) dizileri .....	29
III - 2 - 2 - ) Hall dizileri .....	29
III - 2 - 3 - ) İkiz asallar .....	30
III - 2 - 4 - ) m dizileri ( Maksimum uzunluklu doğrusal ötelemeli yazıcı dizileri ) ..	30
III - 3 - ) m dizilerinin özellikleri .....	31
III - 4 - ) Ötelemeli yazıcı yapılı dizi üreteçleri .....	32
IV - ) YAYILMIŞ SPEKTRUMLU İŞARETLERİN ALINMASI .....	40
IV - 1 - ) Eşzamanlamalı doğrudan dizili alıcılar .....	40

IV - 2 - )	Taşıyıcı izlemenin diğer yöntemleri .....	42
IV - 3 - )	Gecikme kilitleme döngüsü analizi .....	45
IV - 4 - )	Tau - Dither döngüsü .....	49
IV - 5 - )	Eşzamanlamalı taşıyıcı izleme .....	50
IV - 6 - )	Eşzamanlamasız frekans sıçramalı alıcı .....	52
V - )	DOĞRUDAN DİZİLİ ( DS ) İŞARETLER .....	54
V - 1 - )	Doğrudan dizili işaretlerin toparlanması .....	54
V - 2 - )	Girişim ayırma .....	58
V - 3 - )	Çıkıştaki işaret - gürültü oranı .....	61
V - 4 - )	Kasıtlı parazite karşı dayanıklılık karakteristikleri .....	63
V - 5 - )	Algulama .....	64
V - 6 - )	Enerji ve bandgenişliği verimliliği .....	67
VI - )	MİNİMUM KAYDIRMALI ANAHTARLAMA ( MSK ) MODÜLASYONU .....	71
VI - 1 - )	Ön bilgiler .....	72
VI - 2 - )	MSK işaretlerin eşzamanlı olarak kestirimi ve faz izlenmesi .....	73
VI - 3 - )	Overlay 'li MSK .....	80
VI - 4 - )	Yayılmış spektrumlu MSK ( SS - MSK ) .....	83
VI - 5 - )	Yayılmış spektrumlu MSK için basitleştirilmiş bir alıcı tasarımı .....	85
VI - 6 - )	Rasgele fazlı yayılmış spektrumlu MSK için alıcı yapısı .....	88
VI - 7 - )	Başarım analizi .....	89
VI - 8 - )	Bükülmüş faz gösterilimi .....	95
VI - 9 - )	Kodlamalı modülasyon tasarımı olarak MSK .....	100
VII - )	DOĞRUDAN DİZİLİ YAYILMIŞ SPEKTRUMLU HABERLEŞME BİLGİSAYAR BENZETİMİ .....	109
VII - 1 - )	Benzetim programlarının açıklanması .....	114
VII - 2 - )	Benzetim programlarında kullanılan modülasyon teknikleri .....	119
VII - 2 - 1 - )	İkili PSK modülasyonu .....	119
VII - 2 - 2 - )	MSK modülasyonu .....	119
VII - 2 - 3 - )	Ters overlay 'li MSK modülasyonu .....	120
VII - 2 - 4 - )	3 . Frekans overlay 'li MSK modülasyonu .....	121
VII - 3 - )	Benzetim sonuçları .....	122

<b>VIII -) SONUÇ</b> .....	<b>130</b>
<b>KAYNAKLAR</b> .....	<b>133</b>
<b>EKLER</b> .....	<b>139</b>
<b>ÖZGEÇMİŞ</b> .....	<b>167</b>





**Tezimin hazırlanmasındaki katkılarından dolayı ;**

**Doç. Dr. Ümit AYGÖLÜ 'ne**

**teşekkürü bir borç bilirim.**

## ÖZET

Yayılmış spektrumlu haberleşme tekniği yapısındaki girişim azaltıcı etkisi ile birçok farklı sistemde popülerliği artan bir tekniktir. Uygulama alanları , kasıtlı parazite karşı dayanıklı haberleşme sistemleri , kod paylaşımli rasgele erişimli sistemler , yetkisiz kullanıcılara karşı korumalı sistemler ve benzerleridir.

I . Bölüm olarak konuya bir giriş yapılmakta ve okuyucuya temel bilgiler verilmektedir.

II . Bölümde yayılmış spektrumlu haberleşmenin farklı yöntemleri vurgulanmakta , avantaj ve dezavantajları gözönüne serilmektedir.

III . Bölümde , konunun detayına girilmeye başlanmıştır. Yayılmış spektrumlu haberleşmenin tüm yöntemlerinde kullanımı zorunlu olan sözderasgele diziler incelenmiştir. İçlerinden kolaylık ve verimlilik açısından avantajlı olan ve pratikte tercih edilen m dizileri daha detaylı incelenmiştir.

IV . Bölüm , yayılmış spektrumlu işaretlerin alınmasına yöneliktir. İşaretin alınması için , eşzamanlı alıcılar , gecikme kilitleme döngüsü , Tau - Dither döngüsü , Costas döngüsü kullanılabilir. Gecikme kilitleme döngüsü diğerlerine oranla daha popüler olduğundan bir başarımlı değerlendirilmesine yer verilmiştir.

V . Bölümde , bilgisayar benzetimi yapılmak üzere seçilen “ doğrudan dizili “ sistemlerin daha detaylı bir incelemesine yer verilmiştir. İlk olarak , gelen doğrudan dizili işaretin toparlanarak veri biti'nin kestirimi işlenmiştir. Bu noktada incelenen işlemler bilgisayar benzetimine uygulanmıştır. Doğrudan dizili sistemlerin girişim ayırma başarımlı , çıkıştaki işaret - gürültü oranı ve kasıtlı parazit olan jamming etkisi karşısındaki karakteristikleri de bu bölümün konusudur. Enerji ve bandgenişliği verimliliği incelemesi bölümün son konusunu oluşturmaktadır.

VI . Bölümde , minimum kaydırmalı anahtarlama ( MSK ) modülasyonu incelenmiş ve yayılmış spektrumlu sistemlerle yararlı birleşimlerine yer verilmiştir. MSK , spektral verimliliği yüksek bir modülasyon tekniğidir. Bu modülasyon tekniğinde , taşıyıcı işaretin faz sürekliliği sağlanır. Minimum kaydırmalı anahtarlama işaretin , fazının izlenerek veri kestirimi incelenmiştir. MSK 'ya özel bir yaklaşım olan overlay 'li MSK , geliştirilmeye açık bir konudur. MSK 'nın yayılmış spektrumlu sistemlerdeki uygulaması ve basit bir alıcı tasarımı bu bölümün kapsamındadır. Başarımlı hesabı teorik olarak çıkarılmıştır. Bu bölümde incelenen yayılmış spektrumlu MSK ve yayılmış spektrumlu overlay 'li MSK 'nın iki farklı kestirimine ait bilgisayar benzetimleri , çalışmanın kapsamı içindedir. MSK 'nın bükülmüş faz gösterilimi ve kodlamalı modülasyon tasarımı olarak incelenmesi ile bu bölüm tamamlanmaktadır.

VII . Bölümde doğrudan dizili spektrum yayma tekniğinin bilgisayar benzetimi yapılmıştır. Bilgisayar benzetiminden elde edilen bit hata olasılığı eğrilerinin yorumları bu çalışmanın sonunu oluşturmaktadır.

## SUMMARY

Spread Spectrum Communications with its inherent interference attenuation capability, become an increasingly popular technique for use in many different systems. Applications range from antijam systems, to code division multiple access systems, to systems designed to combat multipath communication and etc.

In chapter I, an introduction to the subject is given.

In chapter II, different methods of spread spectrum communications are given and their advantages and disadvantages are emphasised. The characteristics of "direct sequence spectrum spreading scheme" is explained in this chapter.

In chapter III, a more detailed theory of spread spectrum techniques is given. The pseudonoise sequences which are used in all spread spectrum communication techniques are investigated. One of these sequences, the m sequences which has more advantages from the point of easiness and performance and preferred in practice are investigated in more detail.

In chapter IV, detection of spread spectrum signals is investigated. For detecting spread spectrum signals; coherent receivers, delay lock loops, Tau - Dither loops, Costas loops can be used. Delay lock loops are more popular than others. For this reason, a performance evaluation of delay lock loops is investigated.

In chapter V, "Direct Sequence" technique, is investigated in more detail. First, the incoming direct sequence signals are despread and estimation of data investigated. Interference rejection performance, output signal to noise ratio and intentional jamming characteristic's of direct sequence communication systems are also subjects of this chapter.

In chapter VI, the Minimum Shift Keying (MSK) modulation and its useful combinations with spread spectrum systems are examined. MSK is a spectrally efficient modulation scheme. In this technique, the phase continuity of the transmitted signals is constructed. MSK signals phase tracking and data estimation are investigated. MSK with overlay is a special case of MSK which is a subject to be further investigated. MSK with spread spectrum and a simplified receiver design are included and theoretical performance evaluation is also given in this chapter. Spread spectrum MSK and two different estimation techniques of spread spectrum MSK with overlay are simulated by computer. This chapter is completed with tilted phase representation of MSK and MSK as a coded modulation scheme.

In chapter VII, the computer simulation of "direct sequence spectrum spreading scheme" is explained. Comparisons of bit error probability curves which are acquired from computer simulation are given.

## I - ) GİRİŞ

21. yüzyıla girmeye hazırlandığımız günümüzde ülkelerin gelişmişlik düzeyinin belirlenmesinde kullanılan ölçütler değişmektedir. Bu ölçütler daha önceleri ağır sanayi potansiyeli ve enerji tüketimi iken artık ürettiği , işlediği , sakladığı bilginin miktarı ve haberleşme potansiyeli olmuştur. Bilgi işleme ve haberleşme teknolojileri diğer birçok sektör için vazgeçilmez bir unsur durumundadır. Buna paralel olarak da sürekli gelişmektedir.

Haberleşme teknolojisi son yıllarda başdöndürücü bir hızla gelişmiştir. Mevcut iletim ortamlarının daha verimli kullanılmasının yanısıra yeni teknolojiler ile yüksek haberleşme kapasiteli ortamlar oluşturulmuştur. Fiberoptik , sayısal radyo gibi . Bu şekilde dünya adeta ortak bir çatı altında toplanmıştır. Yakın bir gelecekte B-ISDN ( Geniş bandlı tümleşik servisler sayısal şebekesi ) nin yaygınlaşması ile aynı iletim ortamından ses , video , veri ve metin haberleşmesi yapılabilecektir.

Bu kadar yüksek miktardaki haberleşme potansiyeli , kullanılan iletim ortamlarını giderek zorlamaktadır. Fiberoptik haberleşme ortamı çok büyük bir yükü kaldırabilecek kapasitede olmasına karşın henüz pahalı bir teknoloji olduğundan haberleşme yükünün büyük bir bölümü açık hava haberleşmesindedir. Şu andaki yoğun haberleşme trafiği nedeni ile oluşan girişim , bandların güvenli ve etkili kullanımı ve benzeri problemler , klasik modülasyonlar dışında yeni haberleşme teknikleri geliştirmeyi zorunlu duruma getirmiştir.

İlk - ve hala ağırlıklı kullanım alanı olan - uygulamaları kasıtlı parazit ortamında güvenli haberleşme sağlamaya yönelik olan , temeli 1950 ' lerde atılan yayılmış spektrumlu haberleşme tekniği bu konuda yararlı olabilecek bir haberleşme tekniğidir. Bu teknikte haberleşme için yeterli olanın üzerinde bir band genişliği kullanılmakla birlikte girişim azaltıcı etkisi , bazı durumlarda spektral verimliliği düzenleme ve en önemlisi güvenli haberleşme özelliği nedeni ile popülerliği artan bir tekniktir. Askeri haberleşmede çok önemli bir yere sahip olan bu teknik , yer-uydu haberleşmesinde , GSM ( Global Special Mobile ) gezgin telefon sistemlerinde , güvenli haberleşme gerektiren sistemlerde şimdiden kullanılmaktadır. Gelecekte daha da yaygınlaşması sözkonusu olacaktır.



Yayılmış spektrumlu haberleşmenin genel özellikleri Scholtz { 52 } , Torrieri { 56 } , Cooper { 10 } , Viterbi { 58 } , Pickholtz { 43 } , tarafından incelenmiştir. Bu incelemelerde yayılmış spektrumlu haberleşme sistemlerinin çeşitleri , genel yapıları ve avantajları ele alınmış , temel kavramlar açıklanmıştır.

İşaret spektrumunu yayma tekniklerinden birisi , “ doğrudan dizili “ spektrum yayma tekniğidir. Bu teknikte bilgi işareti , kendisinden daha büyük bandgenişliğine sahip raslantısal bir dizi ile modülo 2 kuralına göre toplanır. Daha sonra iletim ortamına gönderilir. Doğal olarak iletim ortamına gönderilen işaret , veri işaretinden daha büyük bir bandgenişliğine sahip olacaktır. İletim ortamına gönderilen işaretin band genişliğinin veri işareti bandgenişliğine oranına doğrudan dizili sistemin spektrum yayma işlem kazancı adı verilir. Doğrudan dizili yayılmış spektrum alıcısında , raslantısal dizinin veri işareti üzerindeki etkileri ortadan kaldırılarak veri çözülür.

Doğrudan dizili haberleşme sistemlerine ait bir başarımlı analizi Lunayach { 30 } , tarafından yapılmıştır. Schilling { 51 } , m boyutlu doğrudan dizili haberleşme sistemleri için işlem kazancının optimizasyonuna yönelik bir çalışma yapmıştır. Çok frekanslı girişim işaretlerinin doğrudan dizili haberleşme sistemlerinin hata başarımlı etkileri Milstein { 34 } , tarafından incelenmiştir. Doğrudan dizili haberleşme alıcısının bilgi işareti çözmesi ardışıl kestirimle olur ve Word { 61 } , tarafından incelenmiştir. Bu ardışıl kestirim işleminin zamanı kullanım başarımlı Holmes { 20 } , ‘un makalesinde bulunabilir.

“ Frekans sıçrama “ , bir başka spektrum yayma tekniğidir. Bu teknikte , bilgi işaretinin iletileceği frekans raslantısal bir dizi tarafından belirlenir. Raslantısal dizinin ulaşabildiği alt frekans ve üst frekans arasındaki bandgenişliğinin veri işareti bandgenişliğine oranı frekans sıçramalı yayılmış spektrumlu haberleşme sisteminin spektrum yayma işlem kazancını belirler. Frekans sıçrama tekniğinin iki alt sınıfı vardır. Kullanılan raslantısal dizinin bandgenişliği veri işaretinin bandgenişliğinden daha büyük ise , bu teknik “ hızlı sıçramalı frekans sıçrama tekniği “ ‘dir. Daha küçük ise “ yavaş sıçramalı frekans sıçrama tekniği “ adını alır. Raslantısal dizinin bandgenişliği ile veri işaretinin bandgenişliğinin eşit olduğu durum , elbette ki ayırım noktasıdır. Hızlı sıçramalı frekans sıçrama tekniğinin , patriot antifüze füzelerinin haberleşme sistemlerinde kullanıldığını da ek bir bilgi olarak verelim.

Askeri haberleşme sistemlerinde kullanılan Jaguar - V frekans sıçramalı telsiz sistemi Munday { 36 } , tarafından incelenmiştir. Eşzamanlı olmayan frekans sıçramalı işaretlerin kestirimindeki hata olasılığı , Cheun { 9 } tarafından incelenmiştir . Hedge { 18 } , kodlanmış frekans sıçramalı sistemlerin simge hata olasılığını , Su { 55 } , kasıtlı parazit işareti ortamında eşzamanlı frekans sıçramalı alıcının analizini konu alan makaleler yayınlamışlardır. Milstein { 35 } , frekans sıçramalı sistemlerin işlem kazancının optimizasyonu ile ilgilenmiştir. Çeşitli frekans sıçrama şekilleri Sarwate{ 50 } ve Solomon { 53 } , tarafından , DPSK modülasyonu kullanan frekans sıçramalı sistemlerin spektral verimliliği Henry { 19 } , tarafından incelenmiştir.

Zaman sıçramalı spektrum yayma tekniğinde çerçeve yapısı kullanılır. Bir çerçeve süresi , veri işaretinin bir simge süresine eşit olur. Bu çerçeve , rasgele dizinin bir simgesinin görev süresi kadar parçalara bölünür. Çerçevenin bölündüğü parça sayısı , zaman sıçramalı yayılmış spektrumlu haberleşme sisteminin spektrum yayma işlem kazancını belirler. Veri işareti bu parçalardan sadece birisini modüle eder. Hangi parçanın modüle edileceği ise verici ve alıcı tarafından bilinen rasgele dizi tarafından belirlenir.

Yayılmış spektrumlu haberleşme sistemlerinin hepsinde raslantısal özellikteki diziler kullanılır. Bu dizilerin matematiksel özellikleri , sistem karakteristiklerini belirlemede önemlidir. Bu nedenle çeşitli dizi üretim yöntemleri geliştirilmiştir. Üretim yöntemi ne olursa olsun , hiçbir dizi ideal raslantısallık özelliği taşımaz. Çünkü bir algoritma tarafından üretilmişlerdir ve özilişki işlevleri ideal raslantısallık özelliğini sağlamaz. Bu nedenle bu dizilere “ sözderasgele “ ( Pseudonoise - PN ) diziler adı verilir.

Bununla birlikte kullanılacak algoritmanın niteliği , elde edilecek dizinin ne oranda ideal raslantısal özellik taşıyacağını belirler.

Ötelemeli yazıcılar tarafından üretilen sözderasgele diziler Golomb { 15 } , tarafından incelenmiştir. Groth { 16 } , ise kontrol edilebilir karmaşıklıkta ikili dizi üretimini incelemiştir. Key { 24 } , doğrusal olmayan ikili dizi üreteçlerinin yapısını ve karmaşıklığını analiz etmiştir. Baker { 5 } , çoğullanmış ötelemeli yazıcı dizileri ile ilgili , kendi adı ile tanınan dizileri bulan Gold { 14 } , optimal ikili diziler ile ilgili çalışmalar yapmıştır. m dizileri , sözderasgele diziler arasında kolay üretim yöntemi ve başarımlı açısından diğer dizilere oranla daha avantajlıdır. Bu yüzden yeğlenirler. Kullanıldıkları

yayılmış spektrumlu haberleşme sistemlerinin başarımına olan etkilerini incelemek üzere Lindholm { 29 } , uzun m dizilerine ait alt dizilerin rasgele olmama özelliklerini incelemiştir.

m dizileri çokterimliler ile gösterilirler. Bazı çokterimliler Stahnke { 54 } , tarafından verilmiştir. Bir m dizisini belirleyen çokterimlinin en basit durumuna “ indirgenemez çokterimli “ denir. Marsh { 31 } , bu konuda bir çalışma yapmıştır.

Yayılmış spektrumlu işaretlerin toparlanmasında eşzamanlamanın önemi büyüktür. Bir işaretin çözümlenmesinde kullanılan sözderasgele dizi örneğinin , işaretin üretilmesinde kullanılan sözderasgele dizi ile eşzamanlı olması gereklidir. Bu eşzamanlama gecikme kilitleme döngüsü , Tau - Dither döngüsü , Costas döngüsü . . . vb. kullanılarak sağlanabilir. Bunlar içinde en popüler olan gecikme kilitleme döngüsü Nielson { 38 } , tarafından incelenmiştir. Hartman { 17 } , Tau - Dither döngüsünün analizini yapmıştır. Radyometrik sezme yöntemleri Davidovici { 11 } , tarafından incelenmiştir.

Yayılmış spektrumlu haberleşme sistemlerinin başarım analizi , literatürde oldukça zengin bir konudur. Weber { 60 } , bu konuda bir makale yayınlamıştır. Eşzamanlı olmayan yayılmış spektrumlu haberleşme sistemlerinin hata başarımı Yau { 62 } , tarafından incelenmiştir. Pursley { 46 } , { 47 } ‘de faz kodlamalı sistemler için hata başarım analizi yapmıştır. Başarımın optimizasyonu ise Huth { 22 } ‘un makalesinde işlenmiştir. M boyutlu FSK ‘nın ve 2 , 4 boyutlu DPSK ‘nın kasıtlı parazit ortamındaki hata başarımı Houston { 21 } ‘ın incelemesinde bulunabilir. Hata hesabına ilişkin bir çalışma da Laforgia { 25 } , tarafından yapılmıştır.

Yayılmış spektrumlu haberleşme sistemlerinin çeşitli sönümlenme etkisi modellerine karşı başarımı Yue { 63 } , Nettleton { 37 } , Borth { 6 } , Geraniotis { 13 } , Milstein { 33 } , Vojcij { 59 } tarafından incelenmiştir.

Literatürdeki araştırmalardan görülebilir ki yayılmış spektrumlu haberleşme sistemlerinin hata başarımları , işaret iletiminde kullandıkları modülasyon türü ile yakından ilgilidir. Yayılmış spektrumlu haberleşme sistemlerinin spektral karakteristikleri incelenirse , modülasyon şeklinin , kullandığı RF ( Radio Frequence ) bandında yan kulakçık oluşturmamasının çok yararlı olacağı görülür. Çünkü oluşacak yan kulakçıklar girişime neden olurlar ve hata başarımını olumsuz yönde etkilerler.

Bu özelliği sağlayabilecek bir modülasyon sınıfı , sürekli faz modülasyonu sınıfıdır. Bu sınıf mükemmel yakın spektral karakteristikleri nedeni ile “ bandgenişliği verimlilikli “ modülasyon tekniği olarak da adlandırılır. Sürekli faz modülasyonunun en basit şekli minimum kaydırmalı anahtarlama ( Minimum Shift Keying - MSK ) modülasyonudur. Sürekli faz modülasyonu kullanan yayılmış spektrumlu haberleşme sistemleri oldukça iyi hata başarımı eğrileri vermektedir.

Viterbi { 57 } , faz sürekliliği konusunda başarılı çalışmalar yapmıştır. Sadr { 48 } , ise genel MSK için bir alıcı tasarlamış ve analizini yapmıştır. Anderson { 2 } ‘un bu konudaki çalışması konuya giriş düzeyindedir. Sürekli faz modülasyonunun genel olarak ele alındığı çalışmalar ise Aulin { 3 } , { 4 } , Jackson { 23 } , Pasupathy { 42 } , Amoroso { 1 } , Massey { 32 } , Sadr { 49 } ‘ın makaleleridir.

Sürekli faz modülasyonunun kodlanmış şekli Lindell { 27 } ‘in çalışmasının konusu olmuştur. Katlamalı kodlama ile sürekli faz modülasyonlarının bileşimi Pizzi { 44 } , tarafından incelenmiştir. Leib { 26 } , çalışmasında MSK ‘nın hata kontrol özelliklerini incelemiştir. Çok düzeyli sürekli faz modülasyonunun katlamalı kodlama kullanıldığındaki hata başarımı Lindell { 28 } , tarafından incelenmiştir. Bandgenişliği verimlilikli haberleşmede kanalların kesim hızının analizi Omura { 40 } , tarafından yapılmıştır. Sürekli faz modülasyonları başarılı kod çözme algoritmalarına gereksinim duyarlar. Bu gereksinimi karşılamak üzere çoğunlukla Viterbi algoritması { 12 } , kullanılır.

## I - 1 - ) TEZDE YAPILAN ÇALIŞMALAR

Bu çalışmada yayılmış spektrumlu haberleşme sistemlerinin teorik incelemesi yapılmıştır. Yedinci bölümde ise doğrudan dizili yayılmış spektrumlu haberleşmenin çeşitli modülasyon türleri için bilgisayar benzetimleri yapılarak yayılmış spektrumlu sistemlerin simge hata olasılığı başarımındaki avantajı gözönüne serilmiştir.

Çalışmanın ikinci bölümünde yayılmış spektrumlu iletişim kavramı tanıtılmış , bu tekniğin olumlu yönleri , çeşitli türleri ve uygulama alanları belirtilmiştir. Çeşitli spektrum yayma tekniklerinin özellikleri verilmiştir. Bu bölümün incelenmesi ile yayılmış spektrumlu bir haberleşme sisteminin genel hatları tasarlanabilir.

Üçüncü bölümde incelenen sözderasgele diziler sadece yayılmış spektrumlu sistemlerde kullanılmazlar. Bu diziler kriptografi ve benzeri uygulamalarda da yaygın olarak kullanılırlar. Bu nedenle bu bölüm farklı konulardaki çalışmalar için de bir kaynak olabilir.

Dördüncü bölümde yayılmış spektrumlu işaretin RF bandından eşzamanlama kurularak alınması problemi ele alınmıştır. Burada incelenen döngü yapıları sadece yayılmış spektrumlu sistemlere özgü değildir. Farklı çalışmalarda da bu yapılar kullanılabilir.

Beşinci bölümde “ doğrudan dizili “ spektrum yayma tekniği ayrıntılı biçimde incelenmiştir.

Altıncı bölüm sürekli faz modülasyonlarının en basit şekli olan minimum kaydırmalı anahtarlama ( MSK ) modülasyonuna ayrılmıştır. Bu modülasyon tekniği ve bu tekniğin özel biçimleri incelenmiştir. Yayılmış spektrumlu haberleşme sistemlerinde birçok modülasyon türü kullanılabilmesiyle birlikte minimum kaydırmalı anahtarlama modülasyonu kullanan yayılmış spektrumlu haberleşme sistemleri başarılı simge hata olasılıkları vermektedir. Bu nedenle bu modülasyon şekli geniş olarak açıklanmıştır.

Yedinci bölüm bilgisayar benzetimine ilişkin sonuçlara ayrılmıştır. Bilgisayar benzetimlerinde “ doğrudan dizili “ spektrum yayma tekniği kullanılmıştır. Çeşitli spektrum yayma kazancı ve kasıtlı parazit gücü değerleri için dört farklı modülasyona ait hata eğrileri çıkartılmıştır. Kullanılan modülasyon türlerinin ilki PSK ( Phase Shift Keying - Faz Kaydırmalı Anahtarlama ) modülasyonudur. Bu modülasyon türü kasıtlı parazit işareti bulunmayan bir haberleşme kanalında spektrum yayma işlem kazancı 100 olan bir haberleşme sistemi ile 6 dB işaret - gürültü oranı için  $5,3 * 10^{-3}$  , 7 dB işaret - gürültü oranı için  $1,3 * 10^{-3}$  ve 8 dB işaret - gürültü oranı için  $2,44 * 10^{-4}$  'lük simge hata olasılıkları vermiştir. Aynı koşullarda MSK modülasyon tekniği kullanıldığında 6 dB işaret - gürültü oranı için  $3,25 * 10^{-3}$  , 7 dB işaret - gürültü oranı için  $1 * 10^{-3}$  , 8 dB işaret - gürültü oranı için  $1,54 * 10^{-4}$  'lük simge hata olasılıkları elde edilmiştir. Minimum kaydırmalı anahtarlama işaretlerin demodülasyonunda Viterbi algoritması kullanılmıştır.

Daha sonra , Omura 'nın { 49 } öne sürdüğü bir yaklaşım olan overlay'lı minimum kaydırmalı anahtarlama modülasyonunun bilgisayar benzetimi ele alınmıştır. Bu modülasyon türünde MSK modülasyonuna periyodik olarak eklemeler yapılır. Bu

periyodik noktalara overlay periyodu adı verilir. Overlay periyotlarının demodülasyonunda iki veri simgesinin kestirimi birden yapılır. Birinci veri , işaretin faz sürekliliğinin irdelenmesi ile , ikinci veri işaret fazının değerinin irdelenmesi ile kestirilir. Benzetimlerde overlay periyodu 10 olarak belirlenmiştir. Daha yüksek overlay periyodu değerleri için elde edilecek eğriler , minimum kaydırmalı anahtarlama modülasyonundan elde edilen eğrilere daha yakın olacaktır.

Bu çalışmada yeni bir overlay yaklaşımı olan 3. frekans overlay modülasyonu tasarlanmıştır. Bu yaklaşımda minimum kaydırmalı anahtarlama ve PSK modülasyonları bir arada kullanılmıştır. Minimum kaydırmalı anahtarlamanınkinden daha büyük bir bandgenişliği kullanmayı gerektiren bu modülasyondan elde edilen hata başarımı , Omura'nın yaklaşımı ile elde edilen simge hata olasılığı başarımından daha iyi olmuştur.

Kullanılan dört farklı modülasyonun yayılmış spektrumlu haberleşme sistemlerinde ortaya çıkarttığı simge hata olasılığı eğrileri bu bölümde verilmiştir. Ayrıca bilgisayar benzetimi programları da Ek 1 - 4 'te bulunabilir. Bilgisayar benzetimlerine ait genel akış diyagramı da bu bölümde sunulmaktadır.

## II - ) TEMEL KAVRAMLAR

Günümüzde kullanılan haberleşme sistemlerinin büyük bir bölümü haberleşmeyi sağlamak için, yeterli miktardaki işaret enerjisi ve band genişliğinin kullanıldığı sistemlerdir. Bununla birlikte 1950'lerin ortasından itibaren geliştirilmekte olan yayılmış spektrumlu haberleşme tekniği son yıllarda ilgi gören bir tekniktir. İlk kullanım alanı askeri amaçlı haberleşme olan bu tekniğin klasik tekniklere göre önemli sayılabilecek avantajları vardır. Bu avantajları elde etmenin yolu ise yeterli olanın üzerinde bir band genişliği ve işaret enerjisi kullanmaktan geçer. Temel karakteristiğini belirtmek açısından yayılmış spektrumlu haberleşme sistemini şu şekilde açıklayabiliriz;

“Yayılmış spektrumlu haberleşme , işaretin bilgiyi göndermek için gerekenin üzerinde bir band genişliği kullandığı bir haberleşme şeklidir. Bandın genişletilmesi işaretin içerdiği bilgiden bağımsız bir kodla yapılır ve alıcıda bu kodla eşzamanlı bir şekilde yapılan izleme işaretin birleştirilmesi ve tekrar elde edilmesi için kullanılır.”

Bilgi işaretinin spektrumunu dağıtan FM , PCM gibi standart modülasyon şekilleri “ yayılmış spektrumlu “ nitelemesini alamazlar. Çünkü spektrumlarının dağıtılış şekli ve amacı farklıdır.

Yayılmış spektrumlu sistemlerin üstünlüklerini ilk aşamada şu şekilde belirtebiliriz ;

- 1-) Kasıtlı parazite karşı dayanıklılık
- 2-) Girişime karşı dayanıklılık
- 3-) Düşük engellenebilme olasılığı
- 4-) Çok kullanıcı rasgele erişimli haberleşme olanağı
- 5-) Yetkisi olmayan kullanıcılar için düşük çözülme olasılığı
- 6-) Bazı durumlarda spektral verimliliği düzenleme
- 7-) Bölgeleme

Yayılmış spektrumlu haberleşme sistemlerinde uygulanan çeşitli yayma teknikleri vardır. Bu teknikleri şu şekilde sınıflandırmak olasıdır ;

1-) Yüksek hızla üretilen sözderasgele dizilerin bilgiyi taşıyan taşıyıcının fazını değiştirdiği “ Doğrudan dizili ( DS ) “ modülasyon tekniği

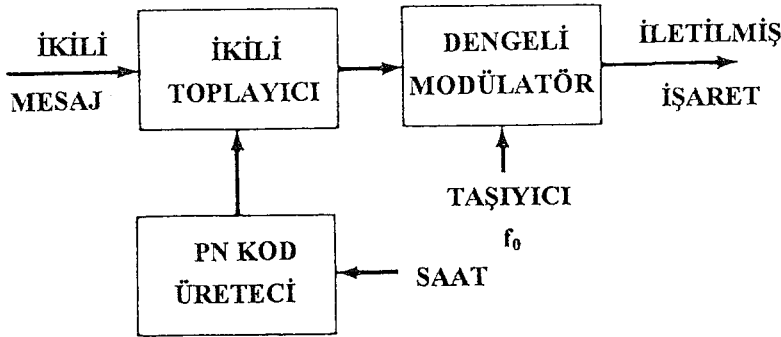
2-) Sözderasgele yolla frekansın değiştirildiği “ Frekans sıçramalı ( FH ) “ modülasyon tekniği

3-) İşaretin sözderasgele zamanlarda iletildiği “ Zaman sıçramalı ( TH ) “ modülasyon tekniği

Bu tekniklerin karışık kullanılması olasıdır ve çeşitli bileşimler sık sık kullanılır. Yayılmış spektrumun kullanım alanı öncelikle askeri haberleşme olmasına karşın gezgin mobil radyo ağları ( telsiz telefonlar , telsizler , amatör radyolar ... gibi ) , zamanlama ve yerleştirme sistemleri, bazı özel uydu uygulamaları ve benzeri alanlarda bu tekniğe artan bir ilgi vardır. Yayılmış spektrumlu haberleşme kullanımının doğal anlamı olarak her iletişim kullanımında doğal spektrumdan fazla miktarda yer kullanılır. Bu dezavantaj, aynı spektral bandı kullanabilen çok sayıdaki kullanıcıya karşın doğasında olan girişim azaltma özelliği ile giderilir. Yayılmış spektrumlu haberleşme teknikleri ile klasik teknikler arasında yapılacak seçimde ölçüt, kullanılacak sistemin sağlaması gereken teknik özellikler olacaktır.

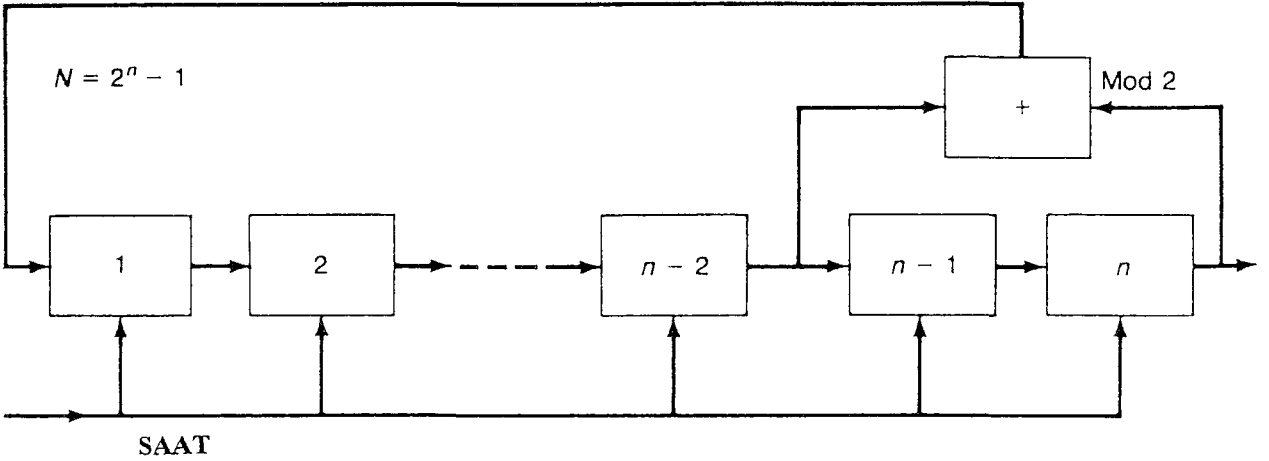
## II - 1 - ) DOĞRUDAN DİZİLİ SİSTEMLER

Doğrudan dizili sistemler sık sık sözderasgele ( PN ) adı ile de anılır. Tipik bir doğrudan dizili vericinin blok diyagramı Şekil II-1 'de gösterilmiştir. Bu diyagram bir sözderasgele ( PN ) kod üretici içerir. Bu kod üreticinin ikili düzendeki çıkışı gelen ikili veri ile modülo 2 olarak toplanır. Elde edilen sonuç taşıyıcıya modüle etmekte kullanılır. Bu durumda modülasyon, bifaz ya da faz kaydırmalı modülasyon olabilir. Bunun sonucu olarak da çıkış faz kaydırmalı anahtarlama ( PSK ) işareti olur. PN kod üreticinin yapısı ve özellikleri bir başka bölümde daha detaylı bir şekilde incelenecektir. Bununla birlikte en çok kullanılan yapı Şekil II-2 'de görülen maksimal uzunluklu ötelemeli yazıcı yapısıdır.



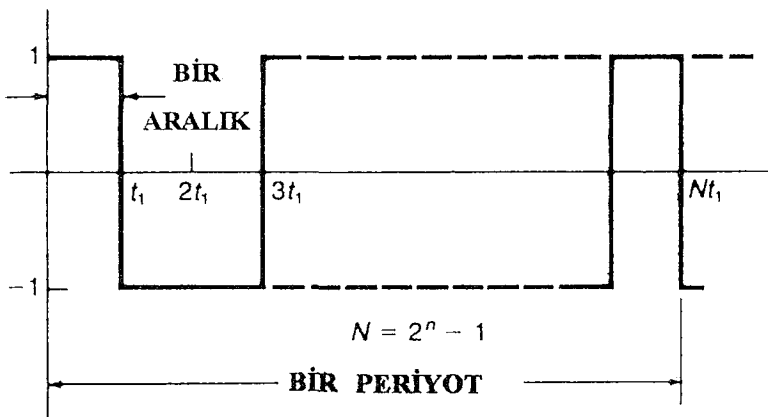
**ŞEKİL II-1 : DOĞRUDAN DİZİLİ VERİCİ.**



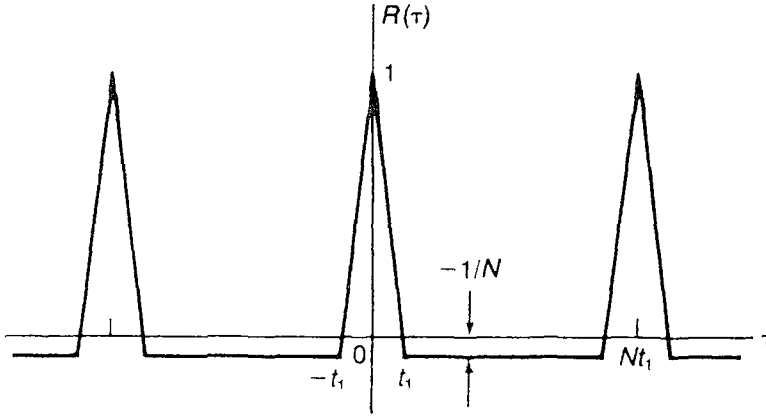


**ŞEKİL II-2: MAKSİMAL DOĞRUSAL PN KOD ÜRETECİ**

PN kod üreticileri, belli bir periyot ile ürettikleri dizileri tekrarlarlar. Bu tip bir periyodik dizi Şekil II-3 'te görülmektedir. Dizideki en küçük bir zaman artımı  $t_1$  kadar sürer ve bu  $t_1$  'e " Zaman aralığı " adı verilir. Tüm periyot toplam  $N$  adet zaman aralığından oluşur. Kod , maksimal kod üretici tarafından üretilmiş ise  $N$  'nin değeri  $2^n-1$  'e eşittir. Buradaki  $n$  , kod üreticinin yazıcı sayısını gösterir. Ötelemeli yazıcı yapısındaki kod üreticilerinin kullanılmasının önemli bir nedeni , bu şekilde üretilen dizilerin istenene çok yakın bir özilişki işlevi verebilmeleridir. Tipik bir PN dizisinin özilişki işlevi Şekil II-4 'te görülmektedir. Normalize edilmiş bir durumu ele alırsak, bir kodun her periyotta kendisini tekrarladığını bununla birlikte bu tepeler dışında özilişkinin  $( 1 / N )$  değerine eşit olduğunu söyleyebiliriz. Bu değerden anlaşılacağı şekilde,  $N$  değerini çok büyük yaparak bu noktadaki özilişki değerini çok küçük yapabiliriz. Bu noktalarda özilişkinin ideal değeri sıfırdır.



**ŞEKİL II-3: PERİYODİK İKİLİ PN DİZİSİ**



**SEKİL II-4 : PN DİZİSİNİN ÖZİLİŞKİ İŞLEVİ**

En çok kullanılan yapının ötelemeli yazıcı yapısı olduğunu belirtmiştik. Bunun önemli bir nedeni PN kod dizisinin periyodunun kolayca istenildiği kadar büyük yapılabilmesidir. Bunlara sayısal örnek vermek amacı ile saat frekansının 10 Mhz ve ötelemeli yazıcının yazıcı sayısının 41 olduğunu varsayalım. Bu durumda dizinin toplam uzunluğunu hesaplayalım ;

$$\begin{aligned}
 t_1 &= \frac{1}{f} = \frac{1}{10^7} = 10^{-7} \text{ sn} \\
 N &= 2^n - 1 = 2^{41} - 1 = 2,199 * 10^{12} \\
 N \cdot t_1 &= 2,199 * 10^{12} \cdot 10^{-7} \\
 &= 2,199 * 10^5 \text{ sn} \\
 &= 2545 \text{ gün}
 \end{aligned}$$

Bu hesaplama sonucundan görülmektedir ki oldukça az bir donanım kullanarak istendiği kadar uzun diziler elde etmek olanaklıdır.

PN dizinin yayılmış spektrumlu haberleşme taşıyıcısını modüle etmesi bifaz ve ya dikfaz yöntemiyle olabilir. Bu iki yöntem de dikkate değerdir.

## II - 1 - 1 - ) BİFAZ MODÜLASYONU

Bifaz modülasyonlu taşıyıcı, genel olarak şu şekilde verilebilir ;

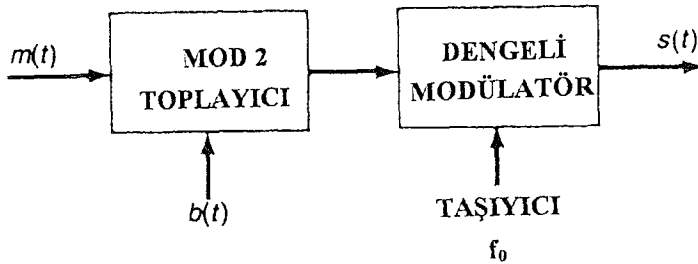
$$S(t) = A \cdot \sin(\omega_0 \cdot t + \phi(t)) \quad (\text{II-1})$$

Bu eşitlikte  $A$  , sürekli taşıyıcının genliğini ve  $\phi(t)$  faz modülasyonunu gösterir. Bifaz modülasyon için  $\phi(t)$  , sıfır ya da  $\pi$  değerini alabilir.  $\phi(t)$  nin değeri, ikili veri  $m(t)$  ve PN dizi  $b(t)$  nin kombinasyonlarına göre Tablo II-1 'de verilmiştir.

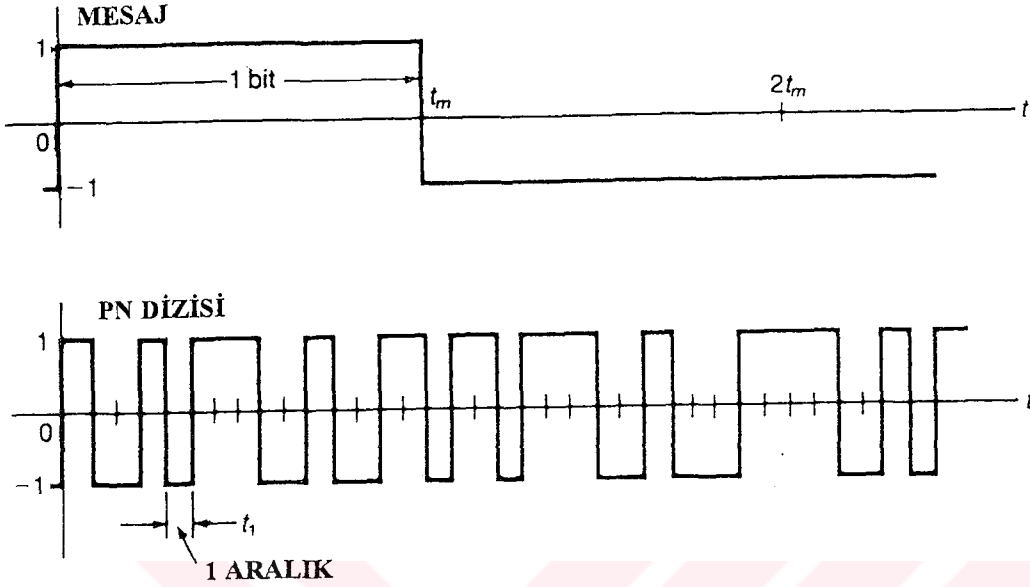
**TABLO II-1 :  $\phi(t)$  NİN DOĞRULUK TABLOSU**

		$m(t)$	
		1	-1
$b(t)$	1	0	$\pi$
	-1	$\pi$	0

Bifaz modülasyonu gerçekleyen bir sistemin blok diyagramı Şekil II-5 'te verilmiştir. Bu sistemde, çıkışta kalıtsal taşıyıcı kullanılmadığından, istenen faz kaydırmalı anahtarlamaı gerçekleştirmek için dengeli modülatör yapısı kullanılır. Veri biti görev süresi  $t_m$  'in zaman aralığı süresi  $t_1$  'in tam katı olması gerekir. Bu durum Şekil II-6 'da görülebilir.



**ŞEKİL II-5: BİFAZ MODÜLASYONU BLOK DİYAGRAMI**



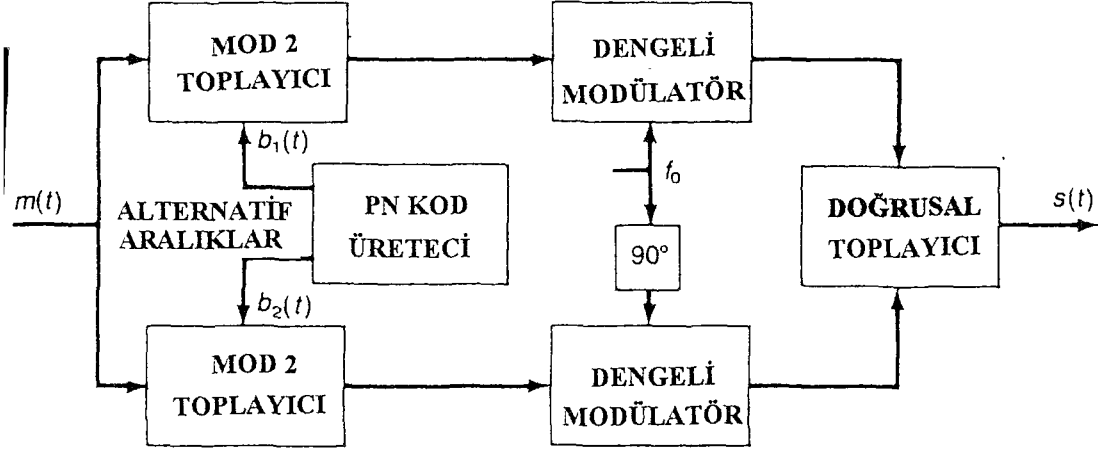
**ŞEKİL II-6 :** KOD DİZİSİ VE İKİLİ MESAJIN GÖRECELİ DURUMLARI

## II - 1 - 2 - ) DİKFAZ MODÜLASYONU

Dikfaz modülasyonu gerçekleyen sistemin blok diyagramı Şekil II-7 'de verilmiştir. Bu durumda iki adet dengeli modülatör kullanılır ve bu iki modülatörün taşıyıcıları arasında 90 derece faz farkı vardır. Bununla beraber iki adet modülo 2 toplayıcısı ikili veri ile PN kod dizisini toplar. Burada alternatif aralıklar için farklı PN kod dizileri kullanılır. Bunun sonucu olarak da ; PN kodunun her aralığı ikili veriyle toplanmadan önce  $2t_1$  süresine yayılır. Dikfaz işaretin genel yapısı şu şekilde verilebilir ;

$$S(t) = A \cdot \sin(\omega_0 \cdot t + \phi(t)) \quad (\text{II-2})$$

Burada da A taşıyıcı işaretin genliğini ve  $\phi(t)$  faz modülasyonunu gösterir.  $\phi(t)$  'nin değeri, ikili veri  $m(t)$  ve PN kod dizileri  $b_1(t)$ ,  $b_2(t)$  nin kombinasyonlarına göre Tablo II-2 'de verilmiştir. Veri modülasyonunun hala ikili düzende olduğunu söylemek olasıdır.



**SEKİL II-7 : DİKFAZ MODÜLASYONU BLOK DİYAGRAMI**

**TABLO II-2 :  $\phi(t)$  NİN DOĞRULUK TABLOSU**

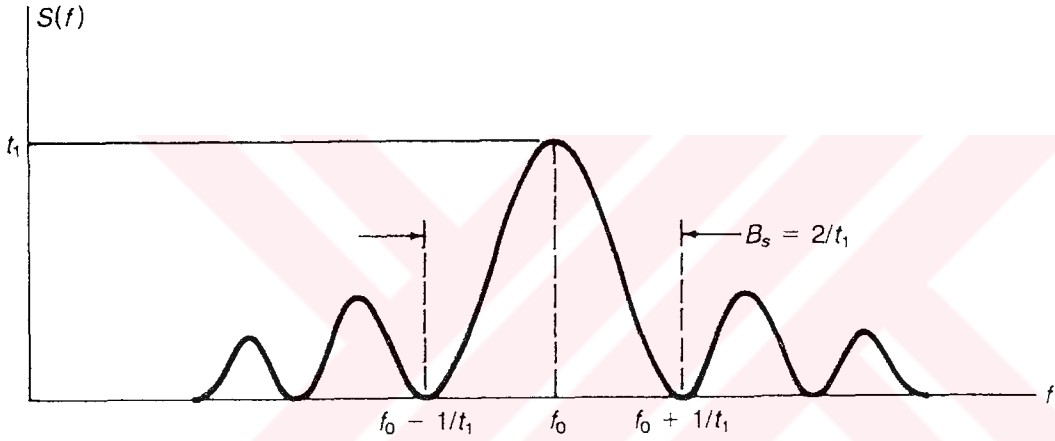
		$m(t)$	
$b_1(t)$	$b_2(t)$	1	-1
1	1	$\pi/4$	$5\pi/4$
1	-1	$7\pi/4$	$3\pi/4$
-1	1	$3\pi/4$	$7\pi/4$
-1	-1	$5\pi/4$	$\pi/4$

### II - 1 - 3 - ) PN İŞARET KARAKTERİSTİKLERİ

Eğer ikili ya da dikfaz PN dizisi tamamen raslantısal ve aperiyojik ise spektral yoğunluğunu şu şekilde vermek olasıdır ;

$$S(f) = \frac{t_1}{2} \left[ \left( \frac{\text{Sin } \Pi.(f-f_0).t_1}{\Pi.(f-f_0).t_1} \right)^2 + \left( \frac{\text{Sin } \Pi.(f+f_0).t_1}{\Pi.(f+f_0).t_1} \right)^2 \right] \quad (\text{II-3})$$

Burada  $S(f)$  eşitliği, toplam güç birim güce eşit olacak şekilde normalize edilmiştir. Bu spektral yoğunluk, pozitif frekanslar için Şekil II-8 'de gösterilmiştir. PN işaretin band genişliğinin tanımlanması, merkez frekansın iki yanındaki sıfırlar arasındaki frekans artışını tanımlamak olarak gelenekselleşmiştir. Şekil II-8 'den işaret band genişliğinin  $2/t_1$  olduğu açıkça görülmektedir.



**SEKİL II-8 :** RASGELE İKİLİ DİZİNİN SPEKTRAL YOĞUNLUĞU

Veri de ikili düzende olduğundan yine benzer bir spektral yoğunluğa sahip olacaktır fakat farklı olarak merkez frekans sıfır civarında olacaktır. Buradan, verinin spektral yoğunluğu şöyle olur ;

$$S_m(f) = t_m \left( \frac{\text{Sin } \Pi.f.t_m}{\Pi.f.t_m} \right)^2 \quad (\text{II-4})$$

Veri band genişliği  $B_m$ ,  $1/t_m$  'e eşittir. Bunun nedeni, geleneksel olarak tanımlanan band genişliğinin sadece pozitif frekans bölgesinde tanımlı bileşenin kullanılmasıdır.

Önemli olan bir parametre de, girişim karşısında yayılmış spektrumlu işaretin başarımını belirlemekte yararlı olan işlem kazancıdır. İşlem kazancı ( PG ) genellikle işaret band genişliğinin veri band genişliğine oranı olarak tanımlanır. Buradan ;

$$PG = \frac{B_s}{B_m} = \frac{2 \cdot t_m}{t_1} \quad (\text{II} - 5)$$

Bazı yazarlar doğrudan dizili ( DS ) sistemin işlem kazancını aralık hızının veri biti görev süresine oranı olarak vermeyi tercih ederler.

İşlem kazancının hesaplanmasına yönelik bir örnek vermek için şu değerlere sahip olduğumuzu düşünüp işlem yapalım ;

$$PN \text{ aralık hızı} = 40 * 10^6$$

$$B_s = 80 * 10^6$$

$$\text{Veri biti görev süresi} = B_m = 10^4$$

$$PG = \frac{80 * 10^6}{10^4} = 8000 = 39 \text{ dB}$$

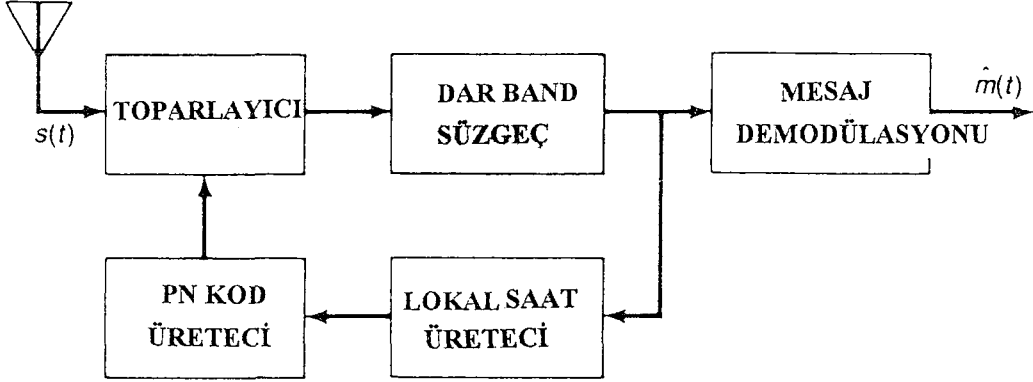
#### II - 1 - 4 - ) DOĞRUDAN DİZİLİ ALICI

Bir PN işaret alıcısı üç basit işlevi sağlamalıdır ; işareti almak, yayılmış işareti toparlamak, verinin modülasyonunu çözmek. İşaretin alınması ve toplanması işlemleri aktif ya da pasif yöntemle yapılabilir. Aktif yöntem işaretin davranışını zaman ve frekansta aramayı, diziyi aldıktan sonra izlemeyi , işareti bir ilişki alıcısı ile toparlamayı ve veriyi geleneksel yöntemlerle demodüle etmeyi kapsar.

Diğer bir yöntem olan pasif yöntem, işareti sadece frekans bölgesinde aramayı öngörür. Bu arama işlemi, sistem işareti bulana kadar devam eder. Toparlama ilişki alıcısından daha çok uyumlu süzgeçlerle yapılır. Demodülasyon ise yine geleneksel yöntemlerle yapılır.

Yöntemin aktif ya da pasif olmasının seçimi, içinde bulunulan koşullara göre yapılır. Aktif yöntem dizinin çok uzun olduğu durumlarda iyi sonuç verir. İşlem kazancının çok büyük olduğu bu durumlarda aktif yöntem seçilmelidir. Diğer yandan

pasif yöntem dizi kısa ise seçilebilir. Bu iki yöntemin iyi yanlarını birleştirmek amacı ile iki yöntemin bir alıcıda kombine olarak kullanılması olasıdır.



**ŞEKİL II-9: DOĞRUDAN DİZİLİ ALICI**

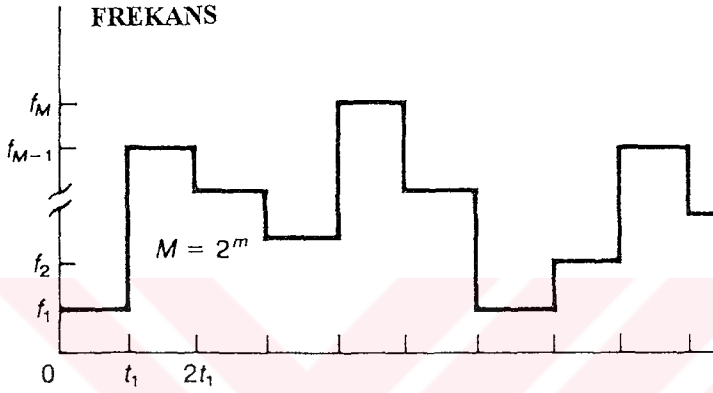
Şekil II-9 , bir DS alıcısının karakteristik kısımlarını göstermektedir. Toparlayıcı gelen işareti, lokal olarak üretilen bir PN dizi yardımı ile temel modülasyonlu işareti elde etmekte kullanılır. İşareti istenen frekans bölgesinden süzmek amacı ile bir darband süzgeç kullanılır. Bunu veri demodülasyonu izler. Gelen işareti üretmekte kullanılmış olan PN kod üretici ile lokal PN kod üreticinin birbiriyle eşzamanlı olması, işlemin yapılabilmesi için temel koşuldur. Bu eşzamanlamayı sağlamak için lokal PN kod üreticinin saati , dar band süzgecin çıkışı ile kontrol edilir. Lokal PN kod üreticinin ileri ya da geri fazda bulunduğu durumlarda üretcin saati bu faz farkını ortadan kaldıracak şekilde değiştirilir.

## II-2) FREKANS SIÇRAMALI SİSTEMLER

Bir frekans sıçramalı işarete frekans, her zaman aralığı süresince sabittir. Buna karşın aralıktan aralığa çeşitli frekanslara atlanır. İşaretlerin bu karakteri Şekil II-10 'da gösterilmiştir. Frekans sıçramalı sistemler genellikle " hızlı sıçramalı " ve " yavaş sıçramalı " olmak üzere sınıflandırılırlar. Bir hızlı sıçramalı sistemde frekansta kalma



süresi, veri biti görev süresinden çok daha küçüktür. Diğer bir anlatım ile, veri biti tamamlanana kadar frekans birçok defa değişir. Yavaş sıçramalı sistemde ise frekansta kalma süresi veri biti görev süresinden daha büyüktür. Bu durumda bir frekansta iken birden çok veri biti iletimi gerçekleştirilir. Veri biti görev süresi ile frekansta kalma süresinin eşit olduğu durum ise elbette ki sistemin yavaş sıçramalı ya da hızlı sıçramalı olma durumunun ölçütüdür.



**SEKİL II-10 : FREKANS SIÇRAMALI İŞARET**

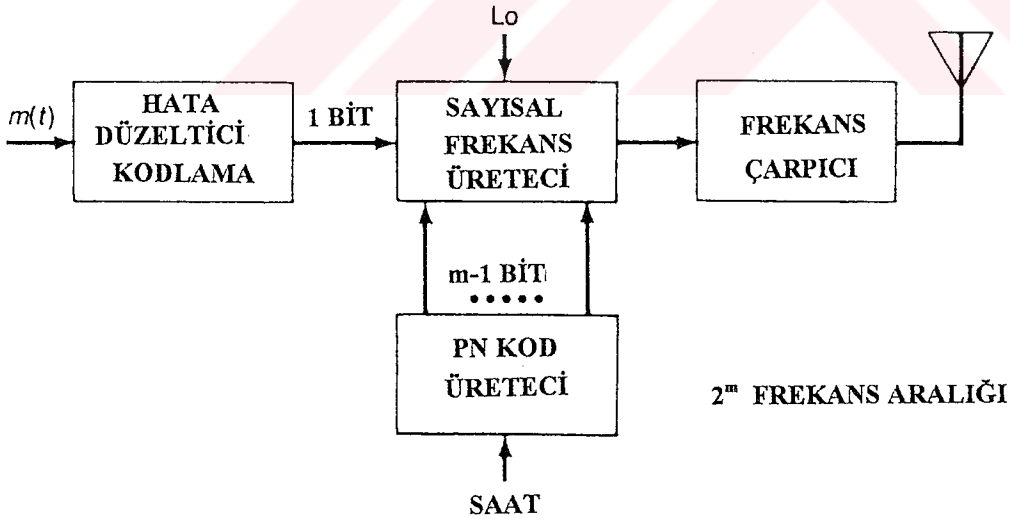
Basit bir örnek vermek üzere, her veri biti görev süresince  $k$  defa frekans değiştiren bir hızlı sıçramalı sistemi ele alalım. Bu durumda sistemde kullanılan PN kod üreticinin bir aralığının süresi şöyle olacaktır ;

$$t_1 = \frac{t_m}{k} \quad k=1, 2, \dots \text{tamsayı} \quad (\text{II-6})$$

İşaret iletiminde kullanılacak sıçrama frekanslarının sayısı genellikle ikinin kuvvetleri şeklindedir. Bununla beraber, verilen bir sistemde bütün bu frekansların kullanılması koşul değildir. Burada kullanılacak frekanslar, PN kod üreticinin üreteceği dizi ile belirleneceğinden raslantısal özellik taşırlar. Frekans sayısının ikinin kuvvetleri şeklinde olmasının nedeni, frekans sıçramalı işaretin üretim yönteminin dikkate alınmasıdır.

## II - 2 - 1 - ) FREKANS SIÇRAMALI VERİCİ

Frekans sıçramalı vericinin blok diyagramı Şekil II-11 'de verilmiştir. Frekans sıçrama , bir PN kod üretici ile sürülen sayısal frekans üretici ile yapılır. Frekans üretici  $m$  adet ikili sayı ile kontrol edilir ve bu  $m$  adet bitin  $M = 2^m$  farklı kombinasyonundan birini üretir. Bu  $m$  adet ikili sayının bir tanesi veriden, diğer  $m-1$  tanesi PN kod üreticinden gelir. Eğer veriden gelen ikili sayı, en az ağırlıklı dijital ise ve dolayısı ile en küçük frekans değişimini yaratıyorsa, kendiliğinden ikili FSK işaret üretilmiş olacaktır. PN kod üreticinden gelen diğer  $m-1$  adet ikili sayı, bu FSK işareti olası bir frekans bölgesinde bir yere yerleştirir. Sayısal frekans üreticinin gerçekleştirilmesi birkaç değişik yöntemle olabilir. Veri , frekans üretici ile modüle edilmeden önce normal olarak hata düzeltici kodlama içerir. Eğer bir sıçrama girişime uğrayıp bozulursa belli bir miktardaki sıçrama bitleri de bozulur ve bundan dolayı veriyi tekrar elde etmek için hata düzeltici kodlar kullanmak gerekir. Sistemin çıkışında bir frekans çarpıcı ( yükseltici ) olduğu not edilebilir. Bu uygulamanın amacı band genişliğini arttırmaktır.



SEKİL II-11 : FREKANS SIÇRAMALI VERİCİ

Eğer, sayısal frekans sentezleyicisi tarafından üretilen  $M$  adet frekans,  $f_1 = 1 / t_1$  ile yayılırsa işaret band genişliği şöyle olur ;

$$B_s = K.M.f_1 = \frac{K.M}{t_1} \quad (\text{II-7})$$

Burada K , frekansın çarpıldığı katsayıyı gösterir. Eğer aralık süresi II-6 eşitliğinde verildiği gibi ise işlem kazancı şu şekilde olur ;

$$PG = \frac{B_s}{B_m} = \frac{\frac{K.M}{t_1}}{\frac{1}{t_m}} = \frac{k.K.M}{\frac{1}{t_m}} = k.K.M \quad (\text{II-8})$$

Elde edilen eşitlikten görülebileceği gibi işlem kazancı frekans çarpım miktarına, kullanılan farklı frekans sayısına ve her veri biti süresince uygulanan frekans sıçrama sayısına bağlıdır.

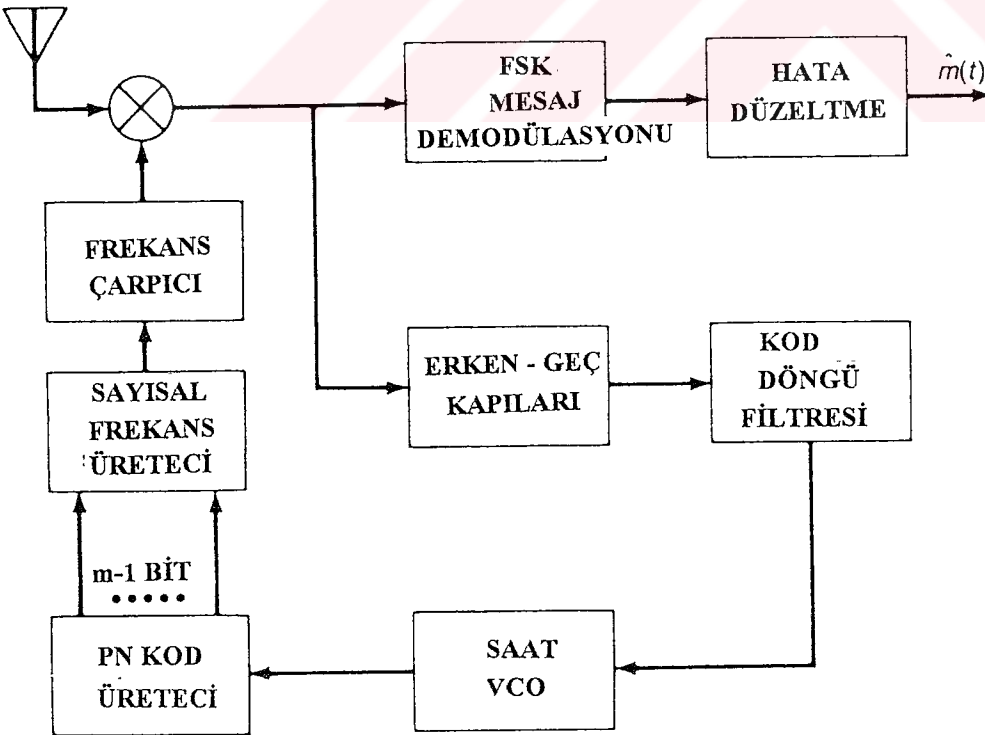
## II - 2 - 2 - ) FREKANS SIÇRAMALI ALICI

Frekans sıçramalı işaretin alınması genellikle birbiriyle eşzamanlamasız temellere göre yapılır. Birbiriyle eşzamanlı alımlar olanaklıdır . Fakat bu durumda iletim ortamı ile iletilen işaretin doğasında olan bazı zorlamalar nedeni ile işarete erişmek güçleşir. Tipik bir eşzamanlamasız frekans sıçramalı alıcı Şekil II-12 'de görülmektedir. Burada, bir PN kod üretici tarafından sürülen sayısal frekans üretici ve onu izleyen bir frekans çarpıcı sözkonusudur. Lokal olarak üretilen frekans sıçramalı bir işaret gelen işaret ile bir karıştırıcıda çarpılır ve iki işaret birbiriyle eşzamanlı ise sonuç normal ikili FSK işaret olur. Elde edilen FSK işaret bilinen yollarla demodüle edilir. Elde edilmiş veriden, istenen son veri şeklini elde etmek üzere hata düzeltme uygulanır. Karıştırıcının çıkışı aynı zamanda saat frekansını kontrol etmekte de kullanılmalıdır. Gelen işaretin üretiminde kullanılan PN kod ile lokal olarak üretilen PN kodun arasındaki faz farklılıkları işaretin çözülememesine neden olur. Bu eşzamanlılığı sağlamak amacı ile karıştırıcı çıkışındaki işareten, lokal üretilen PN kodun fazının ileri ya da geri olduğunu sezen erken-geç bilgileri üretilir. Bu erken-geç bilgileri kod döngü süzgeci ile işlendikten

sonra PN kod üreticinin saatini kontrol edecek duruma gelir. PN kod üreticinin saati olarak bir voltaj kontrollü osilatör kullanılır.

Frekans sıçramalı sistemlerin avantajlarından biri, bu tip sistemlerde PN kod üreticinin doğrudan dizili sistemdekine göre dikkate değer bir oranda daha yavaş çalışmasıdır. Özel olarak, eğer  $t_1$ ,  $t_m/k$  'ya eşit ise PN kod üreticinin saat hızı, basitçe veri biti hızının  $k \cdot (M - 1)$  katıdır ve sonuçta oluşacak işaret band genişliğinden bağımsızdır. Bu saat oranı, saatin işaret band genişliğinin yarısı kadar olması istenen sistemlere oranla dikkate değer miktarda küçüktür. Bir frekans sıçramalı vericide veya alıcıda kullanılacak kod üreticinin maksimum saat hızı genellikle kendi başına değil, frekans sentezleyicinin anahtarlama hızı ile belirlenir.

Çeşitli frekans sıçramalı işaretler ortak bir RF kanalını doldururlarsa herhangi bir frekansın aynı anda kullanılması veri hatalarına neden olur. Bu yüzden hata düzeltici kodlar uygulanması gerekir. Bu şekilde karşılıklı girişimin bozduğu veriler onarılabilir. Bu durum, her frekansta çeşitli veri bitlerinin bulunabildiği yavaş sıçramalı sistemlerde de özel olarak geçerlidir.



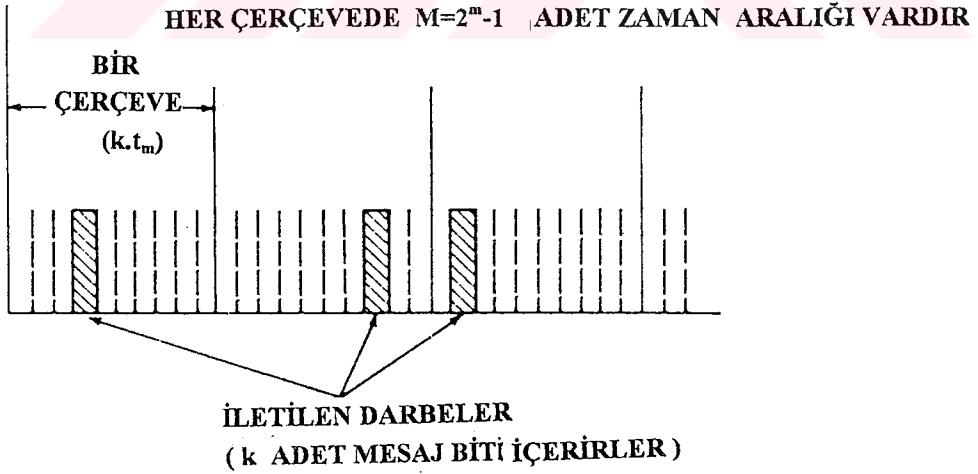
SEKİL II-12: EŞZAMANLAMASIZ FREKANS SIÇRAMALI ALICI

## II - 2 - 3 - ) YAKIN - UZAK PROBLEMİ

Yayılmış spektrumlu haberleşme sistemlerinde karşılaşılan yakın-uzak problemi alıcıda çok güçlü bir işaretin zayıf işaretlerin etkilerini örtmesidir. Bu problem bazı doğrudan dizili sistemlerde çok şiddetlidir. Bir frekans sıçramalı sistem, yakın-uzak probleminden göreceli olarak daha az etkilenir. Çünkü girişime uğramış karışık işaretin temiz işarettten daha güçlü olması bir sorun yaratmaz.

## II-3 -) ZAMAN SİÇRAMALI SİSTEMLER

Bir zaman sıçramalı işaretin dalga şekli Şekil II-13 'te gösterilmiştir. Zaman, çerçeve adı verilen aralıklara bölünmüştür ve her çerçeve M adet zaman aralığından oluşmuştur. Her çerçeve süresi boyunca bir ve yalnız bir zaman aralığı veri tarafından uygun bir yöntemle modüle edilir. Verilen bir çerçevede özel bir zaman aralığı , bir PN kod üretici tarafından seçilir. Birbirini takip eden çerçeveler boyunca , her çerçevedeki seçilen zaman aralığına yerleştirilen veri bitleri alıcıda birleştirilir.



ŞEKİL II-13 : ZAMAN SİÇRAMALI İŞARET DALGA ŞEKLİ

Bu kavramları nitelemek için bazı tanımlamalar yapalım ;

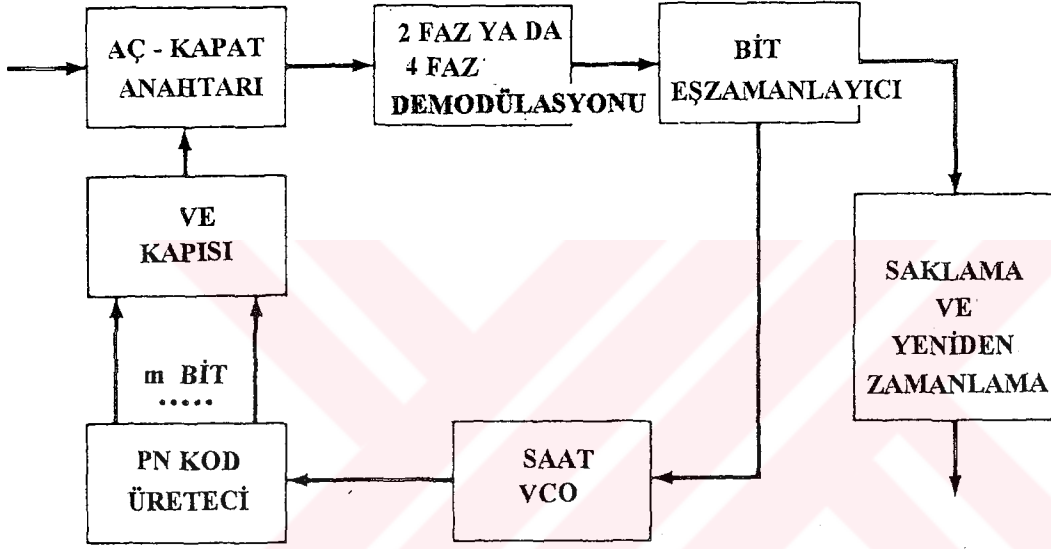
$$T_f = \text{çerçeve süresi}$$

$k$  = bir çerçeve içindeki veri biti sayısı

$$T_f = k \cdot t_m$$

olsun.

Bir çerçevedeki zaman dilimlerinin her birinin genişliği  $T_f / M$  ve bir zaman dilimindeki her bitin genişliği  $T_f / k.M = t_m / M$  dir. Bu gösterir ki iletilen işaret band genişliği veri band genişliğinin  $2M$  katıdır ve bundan dolayı bir zaman sıçramalı sistemin işlem kazancı, bifaz modülasyon kullanılıyorsa her çerçevede kullanılan zaman dilimi sayısının iki katı, dikfaz modülasyon kullanılıyorsa yarısıdır.



ŞEKİL II-14 : ZAMAN SIÇRAMALI ALICI

Tipik bir zaman sıçramalı alıcı Şekil II-14 'te görülmektedir. Görüldüğü gibi blok diyagram bir aç-kapat anahtarı içerir. Bu anahtar bir PN kod üretici tarafından sürülür ve her çerçevede uygun zamanı seçmek üzere anahtarlama yapar. Bu anahtarın çıkışında, iletilmiş işaretin yapısına bağlı olarak 2 faz ya da 4 faz olarak çalışan bir demodülatör bulunur. Elde edilen veri bitlerinin birbiriyle eşzamanlı olması amacı ile bit eşzamanlayıcı devresi kullanılır. Bu eşzamanlayıcı devresinin bir çıkışı alıcının temel eşzamanlamasını sağlamak üzere PN kod üreticinin saatini kontrol etmekte kullanılır. Veri bitleri her çerçevede rasgele zamanlarda görüldüğü için elde edildikten sonra özgün uzunluklarından çok daha büyük bir süre boyunca tutulurlar. Bu nedenle özgünlerinden çok daha büyük uzunluklu olurlar. Bundan dolayı özgün uzunluklu veriyi üretmek üzere

her veri saklanır ve yeniden zamanlaması yapılır. Zaman sıçrama tekniği diğer yayılmış spektrumlu haberleşme teknikleri ile bağlanmak üzere en fazla kullanılanıdır.

Bir zaman sıçramalı sistemde aynı andaki kullanıcıların birbirlerine yapacakları girişim, her kullanıcının işaret göndereceği zamanları koordine ederek minimize edilebilir. Bu yöntem ile yakın - uzak probleminden en az şekilde etkilenmek olanaklıdır. Bu şekilde koordine edilmemiş bir sistemde üst üste gelmiş iletim darbeleri veri hatalarına neden olur. Bu yüzden veri bitlerini onarmak üzere hata düzeltici kodlama uygulamak yerinde olur. Zaman sıçrama tekniğinin uygulanması, bir frekans sıçrama tekniğinin uygulanmasından daha basittir.

## II - 4 - ) MODÜLASYON YÖNTEMLERİNİN KARŞILAŞTIRILMASI

Bu noktada sistemlerin birbirlerine göre avantaj ve dezavantajlarını uzun uzun tartışmak yerine her sistem tipinin avantaj ve dezavantajlarını vermek daha uygun olacaktır.

**Doğrudan dizili sistemler;**

**Avantajları ;**

- + En iyi gürültü ve kasıtlı parazite dayanıklılık başarımı
- + Yetkisi olmayan kullanıcılar için en zor çözülebilmek
- + Çoklu kullanıcı durumunda en iyi ayırım

**Dezavantajları ;**

- Fazı az bozan, dar band kanal gerektirmesi
- Veri elde etme zamanının uzun olması
- Hızlı PN kod üretici gerektirmesi
- Yakın - uzak problemi

**Frekans sıçramalı sistemler;**

**Avantajları ;**

- + En büyük miktarda spektral yayma
- + Programlanabilir spektrum düzenlemesi
- + Diğer sistemlere göre veriyi elde etme zamanının daha kısa olması
- + Yakın - uzak probleminden az etkilenme

**Dezavantajları ;**

- Karmaşık frekans üretme işlemi
- Spektrumun verimsiz kullanılması
- Hata düzeltme kodu gerektirmesi

**Zaman sıçramalı sistemler ;****Avantajları ;**

- + Yüksek band genişliği verimi
- + Uygulanmasının kolay olması
- + İleticinin toplam gücü sınırlı, anlık gücü sınırsızken yararlı olması
- + Koordine edilmiş bir sistem ile yakın - uzak problemlerden korunma

**Dezavantajları ;**

- Veriyi elde etme süresinin uzun olması
- Hata düzeltme kodu gerektirmesi



### III - ) PN DİZİLER

Yayılmış spektrumlu haberleşme tekniği uygulamasında kullanılacak, raslantısal özelliğe sahip PN dizilerin üretim yöntemleri de dikkat edilmesi gereken bir noktadır. Bu dizilerin matematiksel özellikleri, sistem karakteristiklerini belirlemede büyük önem taşır. Özellikle yayılmış spektrumlu haberleşmenin askeri haberleşmede bir kripto yöntemi olarak kullanılması uygulamasında sistemin başarısı büyük ölçüde kullanılan PN dizisine bağlıdır. PN dizisi, sistemde her ne kadar raslantısal kabul edilse de ideal olarak raslantısallığı sağlayamaz. Çünkü diziyi üreten algoritma , sıfırdan farklı bir özilişkiye sahip olacaktır. Buna karşın yapmamız gereken şey, bazı noktalar dışında özilişkiyi olabildiği kadar sıfıra yaklaştırmaktır.

Yetkisi olmayan bir kullanıcının, işareti üreten sistemi tanınması durumunda ona karşı tek koz, PN dizisinin raslantısallığıdır. Ayrıca kasıtlı parazite karşı dayanıklılık yeteneğinin maksimize edilmesi de PN dizisinin özelliği ile ilgilidir.

Kullanılacak PN kodlarının şu özellikleri taşıması istenir ;

- \* Kolay üretilmeli
- \* Raslantısal özellikte olmalı
- \* Uzun periyotlu diziler üretmeli
- \* Kısa bir parçası kullanılarak yeniden üretilmemeli

#### III - 1 ) PN DİZİLERİN ÖZELLİKLERİ

Bir sözderasgele ( PN ) dizi, +1 ve -1 değerlerinden oluşan, kendine özgü özilişki işlevine sahip olan bir seriden oluşur. PN dizi, yayılmış spektrumlu haberleşmenin bütün tekniklerinde önemli bir rol oynar. PN dizilerin iki önemli sınıfı vardır ; periyodik diziler ve aperiodyik diziler. Aperiodyik bir dizi, kendisini periyodik bir tarzda tekrarlamaz. Dizi genellikle saptanan aralığı dışında sıfır değerini alır. Periyodik dizi +1 ve -1 değerlerinden oluşan ve kendini tam özel periyodunda tekrarlayan dizidir.

Yayılmış spektrumlu haberleşme sistemlerinde periyodik diziler daha fazla öneme sahiptir. Bununla beraber aperiodyik dizilere bir göz atmak yararlı olur.

### III - 1 - 1 - ) APERİYODİK DİZİLER

Bir aperiyojik dizi analitik olarak  $n$  adet  $+1$  veya  $-1$  değerinden oluşan seriyle tanımlanır ve şöyle gösterilir ;

$$(a_1, a_2, \dots, a_N) \quad a_i = -1, +1$$

Bu şekilde gösterilen dizinin gerçek bir sözderasgele dizi olması için bazı özelliklere sahip olması gerekir. Bu özelliklerden birisi özilişkidir ve şöyle tanımlanır ;

$$C(k) = \sum_{n=1}^{N-k} a_n \cdot a_{n+k} \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (\text{III-1})$$

Buna bir örnek vermek amacı ile  $a_1$  den  $a_4$  'e kadar dört sayıdan oluşan bir diziyi ele alalım.  $a$  'lar  $+1$  ya da  $-1$  değerini alabilsinler.  $C(1)$  özilişkisi, her sayının kendinin aynı bir dizinin birer hane kaydırılması ile oluşan dizideki kendisine karşı düşen hanelerle çarpımının toplanması ile elde edilir. Bu açıklama daha iyi anlaşılabilmesi amacıyla şu şekilde gösterilebilir ;

$$\begin{array}{cccc} - & a_1 & a_2 & a_3 & a_4 \\ a_1 & a_2 & a_3 & a_4 & - \end{array}$$

---


$$C(1) = a_1 \cdot a_2 + a_2 \cdot a_3 + a_3 \cdot a_4$$

İdeal bir aperiyojik dizinin özilişkisi şu şekilde olmalıdır ;

$$\begin{array}{ll} C(k) = N & k = 0 \\ = 0 & k = \text{dışında} \end{array}$$

Böyle dizilere Barker dizileri adı verilir. Barker dizileri  $N$  'in bazı değerleri için gerçekleştirilebilirler. Özel olarak  $N = 1, 2, 3, 4, 5, 7, 11, 13$  değerleri için Barker dizileri bulunmuştur. Daha uzun Barker dizileri bulunamamıştır ve olmadıkları varsayılır. Buradan  $N$  'in değerleri incelenirse, bu tip dizilerin yayılmış spektrumlu haberleşme sistemlerinde bir yayma işlevi olarak kullanmak için çok kısa olduğu

görülür. Bununla beraber bazı koşullar altında eşzamanlama amacıyla kullanılmaları olanaklıdır.

### III - 1 - 2 - ) PERİYODİK DİZİLER

Bir periyodik dizi, +1 ve -1 'lerden oluşan sonsuz uzunluklu bir serinin N uzunluklu bloklara bölünmesinden oluşur ve her bloktaki özel dizi birbirinin aynıdır. Buradan anlaşılacağı gibi dizinin tekrarlama periyodu n olur. Bu dizi şu şekilde gösterilebilir ;

$$\dots\dots a_{N-1}, a_N, a_1, a_2, \dots\dots a_N, a_1 \dots\dots$$

Bir dizi eğer aşağıdaki koşulları sağlıyorsa sözderasgele ( PN ) olarak nitelendirilir ;

1 - ) Her periyotta +1 'lerin miktarı ile -1 'lerin miktarı arasındaki fark 1 'e eşit olmalıdır. Buradan N'in bir tek sayı olması sonucu çıkarılabilir. Böylece ;

$$N_+ + N_- = N$$

$$|N_+ - N_-| = 1$$

2 - ) +1 ve -1 'lerden oluşan dizinin bir periyodunda , +1 'den -1 'e değişim sayısı ile -1 'den +1 'e değişim sayısı eşit olmalıdır.

3 - ) Periyodik dizinin özilişki işlevi iki değer alabilmelidir. Bu, şu şekilde gösterilebilir ;

$$\begin{aligned} C(k) &= \sum_{n=1}^N a_n \cdot a_{n+k} \\ &= N \quad k = 0, N, 2N, 3N, \dots \\ &= -1 \quad k = \text{dışında} \end{aligned} \quad (III-3)$$

Burada  $a_{n+N} = a_n$  olduğu unutulmamalıdır.

Özilişkiye örnek olması için her periyotta beş bitten oluşan ve özilişkisi bir bit kaydırma için belirlenen ( C ( 1 ) ) bir diziyi ele alalım. Bu durumu şu şekilde gösterebiliriz ;

$$\begin{array}{cccccccc} \dots & a_4 & a_5 & a_1 & a_2 & a_3 & a_4 & a_5 & a_1 & \dots \\ \dots & a_5 & a_1 & a_2 & a_3 & a_4 & a_5 & a_1 & a_2 & \dots \end{array}$$

---


$$C(1) = a_1 \cdot a_2 + a_2 \cdot a_3 + a_3 \cdot a_4 + a_4 \cdot a_5 + a_5 \cdot a_1$$

Periyodik ilişkinin iki değer alabilen yapısı bu dizinin kullandığı yayılmış spektrumlu haberleşme sistemlerinin karakteristiklerini belirlemede büyük öneme sahiptir.

### III - 2 - ) PERİYODİK DİZİLERİN SINIFLARI

Periyodik PN dizilerin birçok çeşidi bilinmektedir. Bunların içinden ötelemeli yazıcı yapısı kullanılarak üretilenler pratikte büyük öneme sahiptir. Bu yapı oldukça az bir donanım kullanarak istenen özellikleri sağlayan diziler elde etmeyi olanaklı kılar.

#### III - 2 - 1 - ) KUADRATİK KALIT DİZİLERİ ( q-r DİZİLERİ )

Kuadratik kalıt dizileri, şu şekilde verilen asal sayı uzunluklarına sahiptirler ;

$$N = 4k - 1 = \text{asal sayı}$$

Burada  $k$  , bir tamsayıyı gösterir. Asal sayılar oldukça düzgün dağılımlıdır. Ayrıca bütün asal sayıların yarısı , kuadratik kalıt dizileri şekline sokulabilir. Bu nedenlerden dolayı bu tipte,  $m$  dizilerinden çok daha fazla seri bulunur. Herhangi bir sistemde, eğer istenen uzunluklu bir dizi ,  $m$  dizisi olarak hazır durumda bulunamıyorsa kuadratik kalıt dizileri yardımı koşabilir. Ne var ki bu diziler ötelemeli yazıcı yapısı kullanılarak kolayca üretilemezler. Bundan dolayı üretilmeleri zordur ve daha karmaşık donanımlar gerektirirler. Hem kuadratik kalıt , hemde  $m$  dizilerinin bulunabildiği bazı  $m$  değerleri vardır. Örnek vermek gerekirse ,  $N = 3 , 7 , 31 , 127 , 8191 , 131071 , . . .$  uzunluklu diziler bu özelliği sağlarlar.  $N = 3$  ve  $N = 7$  değerleri dışında diğer değerler için kuadratik kalıt dizileri ile  $m$  dizileri birbirinden farklıdır. Fakat diziler aynı özilişki özelliklerine sahiptirler.

#### III - 2 - 2 - ) HALL DİZİLERİ

Hall dizileri , şu şekilde verilen asal sayı uzunluklarına sahiptirler ;

$$N = 4k - 1 = 4q^2 + 27 = \text{asal sayı}$$

Burada  $k$  ve  $q$  eşitliği sağlayacak değerlere sahip tamsayılardır.  $k$  ve  $q$  değerlerinin sağlanması gereken bu koşullar nedeni ile Hall dizileri , kuadratik kalıt dizilerinden daha az sayıdadırlar. Bununla beraber her Hall dizisi ile aynı uzunlukta bir kuadratik kalıt dizisi vardır fakat farklı şekildedelerdir. Hall dizileri kuadratik kalıt dizilerinin özelliklerine sahiptirler. Bazı uygulamalarda Hall dizilerinin kullanımı yararlı olabilir.

### III - 2 - 3 - ) İKİZ ASALLAR

İkiz asal diziler , uzunlukları şu şekilde tanımlanan dizilerdir ;

$$N = p ( p+2 )$$

Burada  $p$  ve  $p+2$  sayıları asal sayılardır. Bu diziler için bazı  $N$  uzunluklarına şu örnekler verilebilir ;

$$N = 3 * 5 = 15$$

$$N = 5 * 7 = 35$$

$$N = 11 * 13 = 143$$

$$N = 17 * 19 = 323$$

$$N = 29 * 31 = 899$$

İkiz asal dizilerin tek avantajı diğer dizi şekillerinde hazır olarak bulunamayan bazı uzunlukların elde edilmesini olanaklı kılmasıdır. Ne var ki uygulaması oldukça zor olan bir yöntemdir.

### III - 2 - 4 - ) $m$ DİZİLERİ ( MAKSİMUM UZUNLUKLU DOĞRUSAL ÖTELEMELİ YAZICI DİZİLERİ )

Bütün  $m$  dizileri , şu şekilde tanımlanan bir uzunluğa sahiptirler ;

$$N = 2^m - 1 \quad m = 1, 2, 3, \dots$$

Bu eşitlikten görülebileceği gibi bazı tipik kısa dizi uzunlukları şöyle olabilir ;

$$N = 7, 15, 31, 63, 127, 255, \dots$$

$m$  dizileri ötelemeli yazıcı yapılarında diğer yöntemlere göre daha az sayıda yazıcı kullanılarak üretilebilirler. Bu nedenle çok yaygın olarak kullanılmaktadırlar. Bir  $m$  dizisi üretmek için sadece  $m$  yazıcılı bir ötelemeli yazıcı yapısı yeterli olur.  $m$  dizileri

tüm yayılmış spektrumlu haberleşme sistemlerinde kullanılmakta birlikte özellikle doğrudan dizi ( PN ) yayılmış spektrumlu haberleşme sistemlerinde çok popülerdir.

m dizilerinin bir diğer uygulaması çoklu erişimin düzenlenmesi durumunda ortaya çıkar. Bu uygulama özilişki işlevlerinden daha çok , çapraz ilişki işlevlerine bağlıdır. İstenen çapraz ilişki işlevlerinin sağlanması için birkaç m dizisinin birleşimi kullanılabilir. Bu tür uygulamaya örnek olarak , iki m dizisinden elde edilen Gold dizileri verilebilir.

### III - 3 ) m DİZİLERİNİN ÖZELLİKLERİ

m dizilerinin özellikleri , dizinin kullanıldığı sistemin başarımını analiz etmekte son derece önemlidir. Tam bir sistemde birden fazla m dizisi kullanma gereksinimi sık sık karşınıza çıkmaktadır. Sistemde kullanılan dizi uzunluğuna sahip m dizisi sayısı , böyle durumlarda önem kazanır. Verilen bir uzunluk için bulunabilecek m dizisi sayısı şu şekilde verilebilir ;

$$\frac{1}{m} \cdot \phi (2^m - 1)$$

Burada m ötelemeli yazıcı yapısının yazıcı sayısını ,  $\phi(k)$  ise k dan küçük ve k ile aralarında asal olan pozitif tam sayıların miktarını gösterir. Bu  $\phi(k)$  işlevine Euler Totient işlevi adı verilir. Çeşitli uzunluklardaki diziler için bulunabilecek m dizisi sayısını veren çeşitli örnekler aşağıda verilmiştir ;

m	n	dizi sayısı
4	15	2
5	31	6
6	63	6
8	255	16
10	1023	60
12	4095	144
16	65535	2048

İlgi çekici bir nokta , m = 5 ve m = 6 için elde edilen dizilerde karşımıza çıkar. m = 6 için , m = 5 için olanın iki katı uzunluklu diziler olmasına karşın bu iki durumda da elde edilebilecek dizi sayısı 6 'dır. Bu durumu şu şekilde açıklayabiliriz;

$m = 5$  için  $2^m - 1$ , asal bir sayı olan 31 'i verir.  $m = 6$  için ise asal olmayan bir sayı olan 63 'ü verir. Euler Totient işlevinin argümanının asal sayı olması durumunda bu asal sayıdan küçük olan tüm tamsayılar bu sayı ile aralarında asaldır. Bu nedenle uzunluğu asal sayı olan değerler için elde edilebilecek dizi sayısı çok büyük olur. Buradan anlaşılır ki, uzunlukları asal sayı olan  $m$  dizisi sayısı, asal olmayan uzunluklara sahip dizi sayısından fazladır.

$m$  dizilerinin bir başka özelliği, bir  $m$  dizisinin başka iki adet  $m$  dizisinin toplamından oluşturulabilmesidir. Bu şekilde oluşturulmuş  $m$  dizileri, doğrudan dizili (PN) radar sistemlerinde sık sık kullanılır.

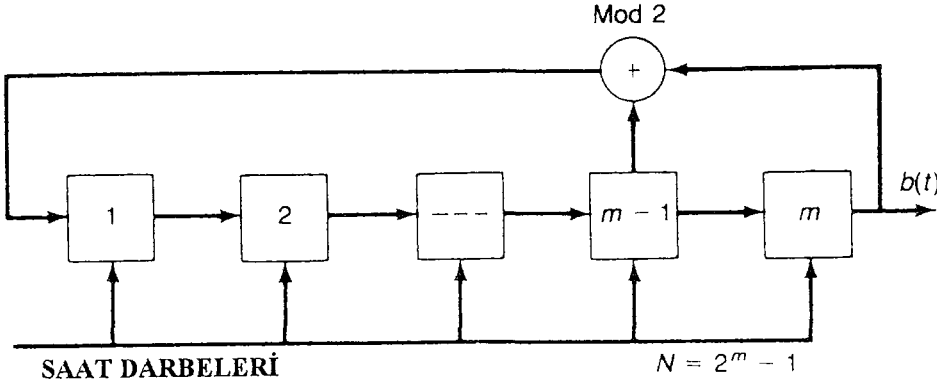
Özel olarak, eğer bir  $m$  dizisi kendi kopyasının bir kaydırılmışı ile modülo 2 olarak toplanırsa elde edilen toplam aynı dizinin birden fazla kaydırılmış bir kopyası olur. Buna örnek vermek üzere,  $m = 3$  ve dolayısıyla  $N = 2^3 - 1 = 7$  olduğunu ve özgün dizinin bir hane kaydırılıp kendisiyle toplandığını varsayalım ;

+1	-1	+1	-1	-1	+1	+1	+1	-1	+1	-1
+1	+1	-1	+1	-1	-1	+1	+1	+1	-1	+1
-1	+1	+1	+1	-1	+1	-1	-1	+1	+1	+1

Modülo 2 toplamı durumunda, iki hanenin toplamı; aynı işaretli terimler toplanıyorsa -1, farklı işaretli terimler toplanıyorsa +1 sonucunu verir. Bu durum -1 'in 0 'a; +1 'in 1 'e karşılık düştüğü normal ikili modülo 2 aritmatığına uygun düşer. Bu örnekten şu sonuç ortaya çıkar; bir dizi ile bu dizinin kopyasının bir hane kaydırılmış şeklinin modülo 2 toplamı sonucu elde edilen dizi, özgün dizinin üç hane kaydırılmış şekli olur. Bu durumda, eğer sadece toplam dizi incelenebilirse bu diziyi kullanarak gerçek dizi ayırt edilemez.

### III - 4 ) ÖTELEMELİ YAZICI YAPILI DİZİ ÜRETEÇLERİ

PN dizilerin en kullanışlı şekli olan  $m$  dizileri ve diğer birçok dizi türü, doğrusal ötelemeli yazıcı yapısı ile üretilir. Böyle bir ötelemeli yazıcı yapısının genel şekli, Şekil III-1 'de görülmektedir.



ŞEKİL III-1 : ÖTELEMELİ YAZICI DİZİSİNİN ÜRETİMİ

Not edelim ki ötelemeli yazıcının m yazıcısı seri bağlanmıştır ve bazı yazıcıların modülo 2 toplamları geribesleme olarak girişe verilir. Ötelemeli yazıcının bütün yazıcıları eşzamanlı olarak tetiklenir ve her saat darbesi , çıkışta yeni bir ikili sayı meydana gelmesini sağlar. Sonuçta elde edilen ikili sayılar dizisinin m dizisi özelliği taşınması için geribeslemenin özel bir şekilde ile yapılması gerekir. Rasgele yazıcılardan alınacak geribeslemeler ile elde edilecek her dizi m dizisidir kanısı yanlış olur.

m dizilerini formüle etmenin en iyi yolu bir çokterimli ile göstermektir. x 'in bir çokterimlisi şu şekilde gösterilir ;

$$f(x) = x^m + a_{m-1} \cdot x^{m-1} + \dots + a_1 \cdot x + 1 \quad (\text{III-4})$$

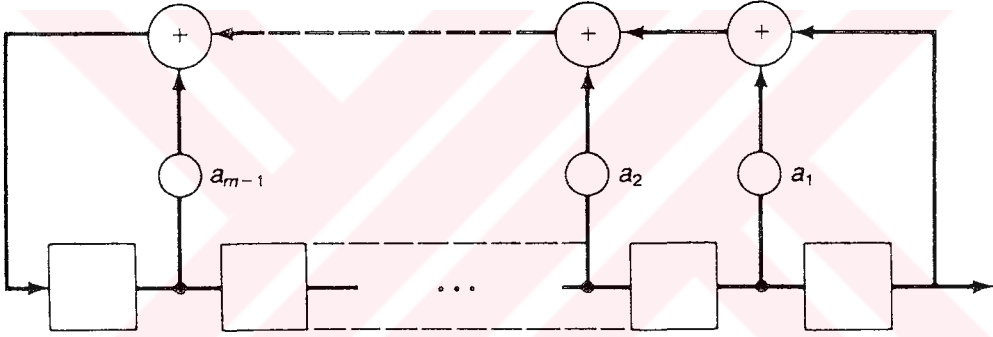
Burada x 'in kuvvetlerinin katsayılarını gösteren  $a_i$  değerleri sıfır ya da bire eşit olabilirler. Başka değerler almaları sözkonusu değildir.  $a_m$  'in bire eşit olduğu durumda elimizdeki çokterimli bir m. derece çokterimlidir. Bu çokterimli ; eğer çokterimli çarpanları , katsayıları sadece sıfır ya da bir olabilecek şekilde daha düşük dereceye indirilemiyorsa “ indirgenemez “ olarak adlandırılır. Bütün bu gibi çokterimlilerin sadece küçük bir parçası indirgenemezdir. Bununla beraber m 'in her tamsayı değeri için en az bir indirgenemez çokterimli vardır ve  $f(x) = 0$  olma durumu özellikle ilginçtir. Bu durum şu şekilde yazılabilir ;



$$x^m = a_{m-1} \cdot x^{m-1} + \dots + a_1 \cdot x + 1 \quad (\text{III-5})$$

Bu eşitlikte negatif katsayılar yoktur. Modülo 2 toplamı durumunda toplama ve çıkartma işlemleri aynı sonucu verirler. Bu nedenle -1 değeri geçersizdir. Bu yüzden  $x^m$  bileşeni eşitliğin diğer yanına işaret değiştirmeden geçebilmiştir.

Bu çokterimliyi sağlayan bir ötelemeli yazıcı devresi Şekil III-2 de görülmektedir. Burada çeşitli yazıcıların çıkışları,  $a_1$  'den  $a_{m-1}$  'e kadar çeşitli ağırlık katsayıları ile çarpılarak bir geribesleme işlevi oluşturulur. Bu işlevi sağlamakta kullanılan ağırlık katsayıları sıfır ya da bir değerini alabilirler. Herhangi bir  $a_i$  'nin bire eşit olması bu bağlantının mevcut olduğunu, sıfıra eşit olması bu noktada bağlantı olmadığını gösterir.



**ŞEKİL III-2: BİR ÇOKTERİMLİNİN OLUŞTURULMASI**

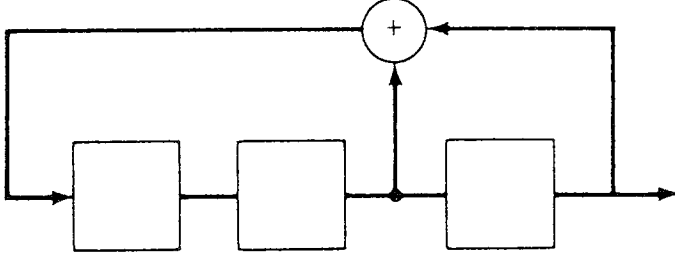
Bu durumu daha iyi göstermek için üçüncü derece indirgenemez bir çokterimliyi ele alalım ;

$$f(x) = x^3 + x + 1$$

Bu çokterimliyi şu şekilde yazabiliriz ;

$$x^3 = x + 1$$

Bu eşitlikten görülebileceği gibi  $a_0$  ve  $a_1$  bire ,  $a_2$  sıfıra eşittir.  $a_0$  ve  $a_1$  noktalarında geribesleme bağlantısı vardır ,  $a_2$  noktasında yoktur. Bu çokterimliye karşılık düşen ötelemeli yazıcı yapısı Şekil III-3 'de görülmektedir.



**ŞEKİL III-3 :  $m=3$  İÇİN BİR ÖTELEMELİ YAZICI ÜRETECİ**

Bu devredeki ötelemeli yazıcıların hepsinin sıfır olması durumu dışında ikili sayılar ile yüklenmiş ise ve her yazıcıya eşzamanlı saat darbeleri geliyor ise çıkış bir  $m$  dizisi olacaktır. Bu durumu göstermek için ilk anda bütün ötelemeli yazıcı değerlerini birbirini izleyen saat darbeleri için hesaplayalım. Bu işlem Tablo III-1 'de gösterilmiştir. Görülmektedir ki yedi saat darbesinden sonra ötelemeli yazıcılar başlangıç durumuna geri dönerler. Bu ötelemeli yazıcı yapısının çıkışını üçüncü yazıcıdan aldığımızı varsayarsak sonuç dizi Tablo III-1 'in üçüncü sütununda verilen dizi olur.

**TABLO III-1 : ÖTELEMELİ YAZICI KONUMLARI**

	YAZICI 1	YAZICI 2	YAZICI 3
BAŞLANGIÇ KOŞULLARI	1	1	1
SAAT DARBESİ			
1	0	1	1
2	0	0	1
3	1	0	0
4	0	1	0
5	1	0	1
6	1	1	0
YENİ PERİYOT	7	1	1

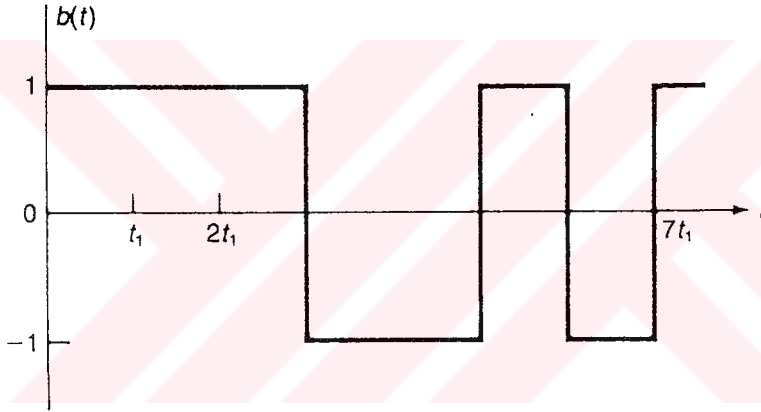
Bu devre ile elde ettiğimiz  $m$  dizisi şöyle olur ;

1 1 1 0 0 1 0

Bu diziyi yayılmış spektrumlu haberleşme sisteminde kullanacağımız ikili diziyeye dönüştürmek için 1 'leri +1 ve 0 'ları -1 olarak tekrar tanımlamak gerekir. Böylece istenen dizi şu şekilde ortaya çıkar ;

+1 +1 +1 -1 -1 +1 -1

Bu dizi bir zaman işlevine dönüştürüldüğünde elde edilecek PN işaret Şekil III-4 'te gösterilmiştir. Bu zaman işlevi periyodik olarak tekrarlanır ve periyodu  $7t_1$  sn dir. Tablo III-1 incelenirse görülebilir ki bu üç ikili sayının hepsinin sıfır olması durumu dışındaki tüm kombinasyonları saat darbesinin yedi kere uygulanması ile oluşur. Bu nedenle ötelemeli yazıcıların ilk durumda nasıl yüklendiği dikkate alınmadan , aynı periyodik dizi farklı bir noktadan başlanarak üretilir.



ŞEKİL III-4 :  $m=3$  İÇİN PN KOD

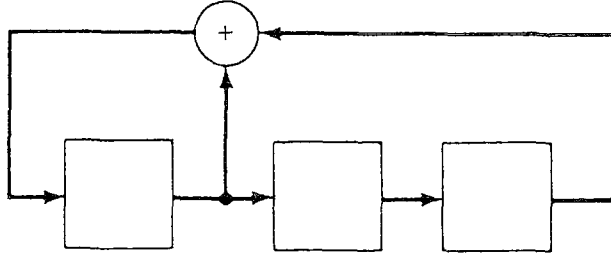
Örneğimizde üç yazıclı bir ötelemeli yazıcı ele almıştık. Bu yapı için bir başka üçüncü derece indirgenemez çokterimli vardır. Bu çokterimli ile farklı bir  $m$  dizisi elde etmek olanaklıdır. Bu çokterimli şöyledir ;

$$f(x) = x^3 + x^2 + 1$$

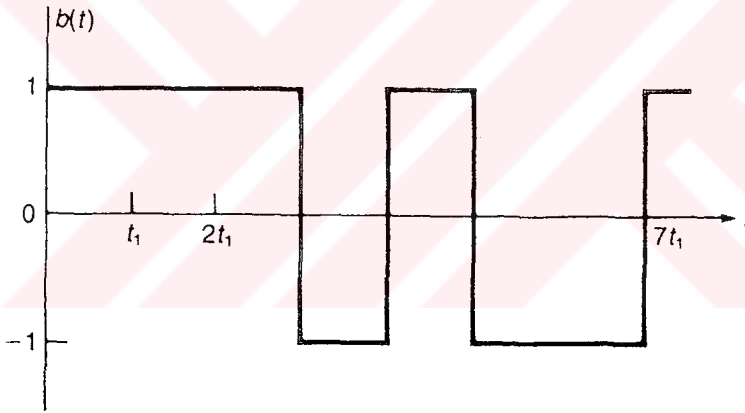
Bu çokterimli şu şekilde yazılabilir ;

$$x^3 = x^2 + 1$$

Bu çokterimlinin temsil ötelemeli yazıcı yapısı Şekil III-5 'te gösterilmiştir. Bu durum için birinci ve üçüncü yazıcıdan geribesleme yapıldığı , ikinci yazıcıdan geribesleme olmadığı görülmektedir.



**ŞEKİL III-5 :**  $m=3$  İÇİN BİR BAŞKA ÖTELEMELİ YAZICI ÜRETECİ



**ŞEKİL III-6 :**  $m=3$  İÇİN BİR BAŞKA PN KODU

Bu ötelemeli yazıcı üreticinin çalışması Tablo III-2 'de gösterilmiştir. Ötemeli yazıcıların ilk durumlarının yine 1 olduğu varsayılmıştır. Saat darbelerinin uygulanması ile çıkış dizisi , yine bu tablonun üçüncü sütunundaki gibi olacaktır. Bu yapı Şekil III-6 'da görülen PN işareti üretir.

Görülebilir ki bu PN işaret de  $7t_1$  periyodundadır fakat dizi önceki ötelemeli yazıcı üreteçle üretilen diziden farklıdır.

**TABLO III-2 : ÖTELEMELİ YAZICI KONUMLARINI**

	YAZICI 1	YAZICI 2	YAZICI 3
BAŞLANGIÇ KOŞULLARI	1	1	1
SAAT DARBESİ	1	0	1
	2	1	0
	3	0	1
	4	0	0
	5	1	1
	6	1	0
YENİ PERİYOT	7	1	1

İstenen uzunluklu bir dizinin ötelemeli yazıcı üretici ile gerçekleştirilmesi için  $m$  'in değerine göre bulunmuş indirgenemeyen çokterimlinin bilinmesi gerekir. Bazı  $m$  değerleri için böyle çokterimlilerin bir listesi Tablo III-3 'te görülebilir.

Bu tablodaki çokterimliler ,  $m = 3$  için 7 uzunluklu ve  $m = 19$  için 524287 uzunluklu değerler arasındaki bölge için verilmiştir. Bunlardan başka çokterimliler bulunabilir. Çok uzun diziler az sayıda ötelemeli yazıcı kullanılarak üretilebilir. Bir ötelemeli yazıcı üretici ile üretilen PN kodların aralık hızı ötelemeli yazıcılara uygulanan saatin hızı  $f_c$  ile aynıdır. Bu şöyle gösterilebilir ;

$$f_c = \frac{1}{t_1}$$

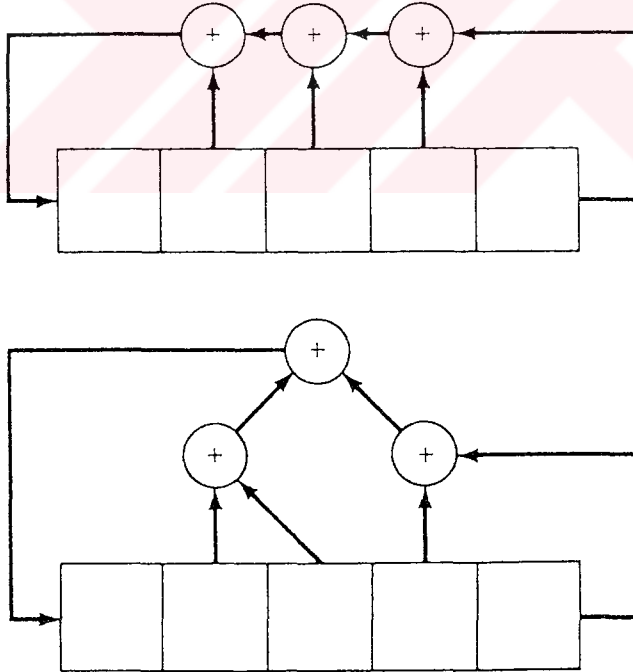
**TABLO III-3 :  $m$  DİZİSİ ÜRETEÇLERİ İÇİN ÇOKTERİMLİLER**

$m$	$f(x)$
3	$x^3 + x + 1$
4	$x^4 + x + 1$
5	$x^5 + x^2 + 1$
6	$x^6 + x + 1$
7	$x^7 + x + 1$
8	$x^8 + x^6 + x^5 + x^4 + 1$
10	$x^{10} + x^3 + 1$
12	$x^{12} + x^{10} + x^2 + x + 1$
14	$x^{14} + x^{12} + x^2 + x + 1$
15	$x^{15} + x + 1$
17	$x^{17} + x^3 + 1$
19	$x^{19} + x^5 + x^2 + x + 1$

Kod hızları keyfi bir büyüklükte seçilemezler. Maksimum kod hızı genel olarak ötelemeli yazıcıların anahtarlama hızı veya geribesleme ağındaki gecikme kullanılarak hesaplanır. Farklı geribesleme bağlantıları kullanarak farklı maksimum kod hızları elde edilebilir. Aynı geribesleme bağlantılarını sağlayan fakat farklı maksimum kod hızına sahip iki devre Şekil III-7 'de gösterilmiştir. Üstteki devrede üç toplama noktası seri bağlanmıştır ve bu nedenle bu üç noktanın gecikmeleri toplanır. Alttaki devrede ise iki toplama noktası paralel çalışır ve bu şekilde üç noktanın gecikmesi yerine iki noktanın gecikmesi toplanır. Sonuçta daha büyük kod hızı elde edilir.

Maksimum kod hızı , çok sayıda geri beslemenin çok toplam gecikme oluşturması nedeni ile geribesleme sayısına da bağlıdır.

Özellikle doğrudan dizili yayılmış spektrumlu haberleşme sistemlerinde kod hızının oldukça yüksek olması gerekmektedir. Bu nedenle geribesleme bağlantılarının gecikmeyi azaltacak şekilde düzenlenmesi yerinde olur. Ayrıca seçilecek dizilerin az sayıda geribesleme ile gerçekleştirilebilmesi kod hızını arttırmada yararlı olur.



**ŞEKİL III-7 :** HIZI ARTTIRMAK İÇİN GERİBESLEME BAĞLANTILARINI DEĞİŞTİRMEK

#### IV - ) YAYILMIŞ SPEKTRUMLU İŞARETLERİN ALINMASI

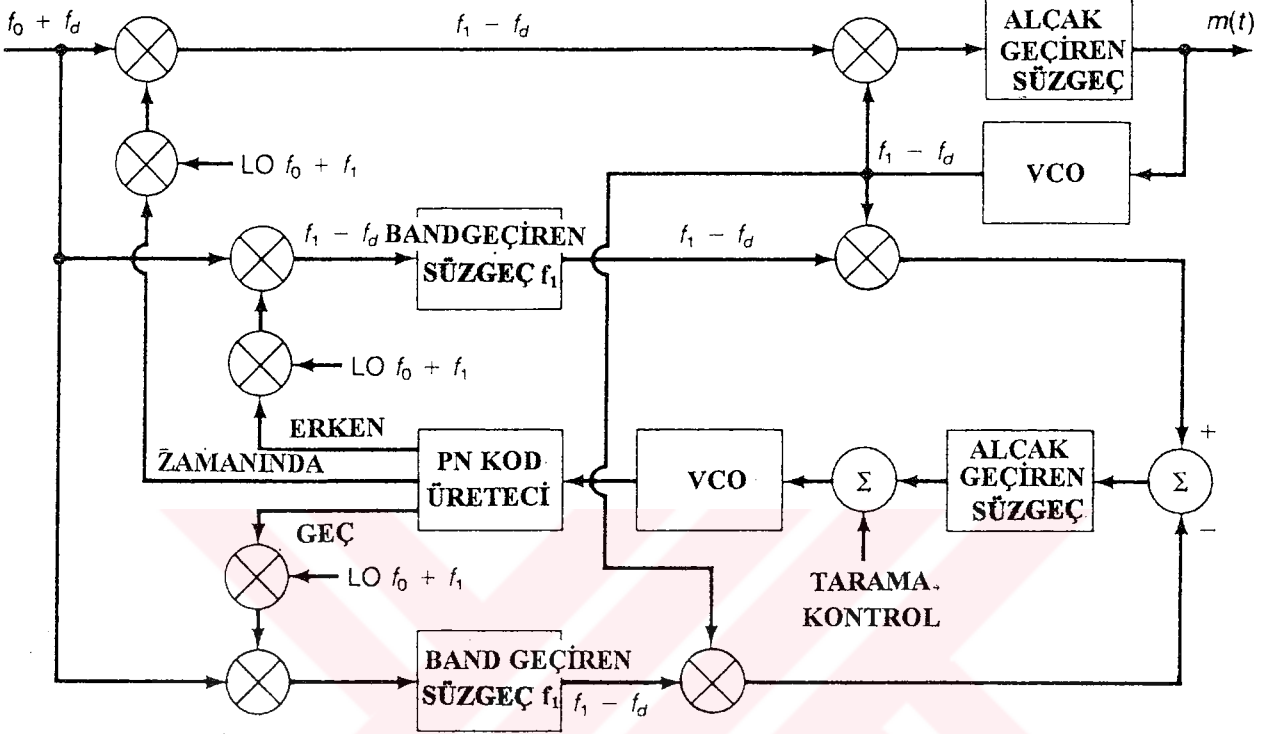
Bir yayılmış spektrumlu haberleşme sisteminde sıçrama şekillerini belirleyen PN kodlar , çoğunlukla veri biti görev süresinden daha büyük bir periyoda sahiptir. Böyle işaretleri başarıyla alabilmek için alıcının , iletilen işaretin bir örneği olan ve onunla eşzamanlı olan bir referans işaretine sahip olması gerekir. Gelen işaret ile eldeki referans işaret karşılaştırılarak veri çözülür.

Bu koşullar altında bir alıcı devresini kurmak iki aşmayı içerir ; birinci aşama alıcının kendi referans işareti ile gelen işareti eşzamanlama aşamasıdır. İkinci aşama ise eşzamanlamayı iyileştirmek ve korumaktır.

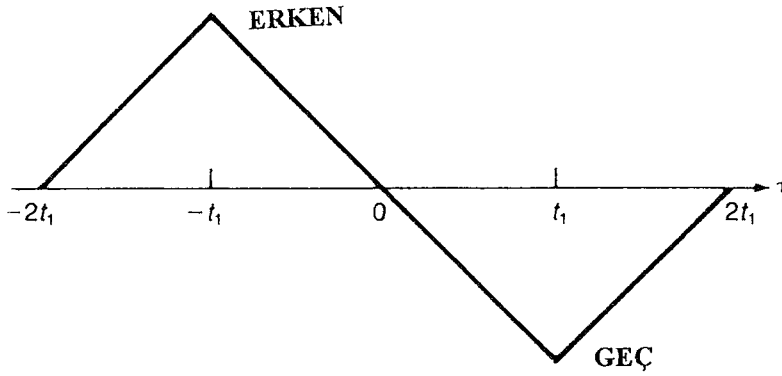
#### IV - 1 -) EŞZAMANLAMALI DOĞRUDAN DİZİLİ ALICILAR

Doğrudan dizili işaretler için tipik bir eşzamanlamalı alıcının blok diyagramı Şekil IV-1 'de görülmektedir. Bu blok diyagram üç temel bölümü kapsar. Birincisi diyagramın sağ üst köşesinde bulunan taşıyıcı izleme döngüsüdür. Diğer diyagramın alt tarafındaki temel bölüm olan kod izleme döngüsüdür. Son olarak alıcıdaki Doppler kaymasını kompanse etmek üzere karıştırıcılar ile taşıyıcı izleme döngüsünün bir bileşimi ile yapılan hazırlık vardır. Bu alıcının başarımını göstermek üzere gelen işaretin  $f_0$  frekansına sahip olduğunu dikkate alalım ve bu merkez frekansa bilinmeyen Doppler kayması frekansı  $f_d$  eklensin. Bu işaret önce , frekansı  $f_0 + f_1$  olan bir lokal osilatör ile karıştırılır ve  $f_1 - f_d$  frekansında olan elde edilmiş fark işareti taşıyıcı izleme döngüsüne girer. Taşıyıcı izleme döngüsündeki geribesleme nedeni ile bu döngüde bulunan voltaj kontrollü osilatör bir  $f_1 - f_d$  frekansı kurar. Gelen işaret de  $f_0 + f_1$  lokal osilatör frekansına sahip diğer iki karıştırıcıya gider. Bu karıştırıcıların  $f_1 - f_d$  frekansında olan çıkışları merkez frekansı  $f_1$  olan ve Doppler kaymasını kompanse etmeye yetecek büyüklükte band genişliğine sahip olan band geçiren süzgeçlere giderler. Band geçiren süzgeçlerin çıkışları daha sonra taşıyıcı izleme döngüsünün çıkışı ile karşılaştırılır.

İki lokal osilatör , PN kod üreticinin çıkışı ile modüle edilir. Çıkışlardan biri zamanda erken olduğu işaretini , diğer çıkış zamanda geç kalındığı işaretini üretir. Eğer alıcıdaki lokal PN kod üretici alınan işaretle tam olarak eşzamanlı ise band geçiren



**SEKİL IV-1: EŞZAMANLAMALI DOĞRUDAN DİZİLİ ALICI**



**SEKİL IV-2: GECİKME KİLİTLEMENİN DÖNGÜSÜ HATA İŞARETİ**



süzgeçlerin çıkışları birbirinin aynı olur. Bu durum için PN kod üreticine saat işlevi sağlayan voltaj kontrollü osilatörü kontrol eden alçak geçiren süzgeçteki hata işareti sifıra eşit olur. Bununla beraber , eğer lokal PN kod üretici ile gelen işaret tam olarak eşzamanlı değil ise bir hata işareti üretilir ve bu hata işaretinin kutbu lokal PN kod üreticinin erken veya geç olmasına bağlıdır. Bu hata işaretinin yapısı Şekil IV-2 'de gösterilmiştir.

Bu işlem lokal PN kod üreticinin alınan işaret ile eşzamanlı olmasını sağlamak olarak tanımlanabilir. Bu noktadan sonra sistem , işareti elde etmeye hazır durumdadır.

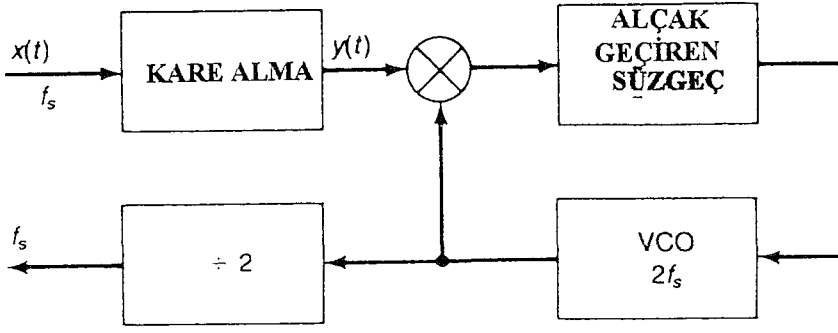
#### IV - 2 ) TAŞIYICI İZLEMENİN DİĞER YÖNTEMLERİ

Şekil IV-1 'de verilen taşıyıcı izleme döngüsü , gelen taşıyıcıya kilitlenerek bir işareti elde etmenin sadece bir yöntemidir. Bu işlemi gerçekleştirmenin bir diğer yöntemi Şekil IV-3 'de gösterilen , kare alma döngüsü olarak bilinen yöntemdir. Kare alma döngüsü , taşıyıcı bifaz faz kaydırmalı anahtarlama ile modüle edilmiş ise yararlıdır. Çünkü bifaz modülasyonlu işaretin karesi alınarak modülasyonsuz işaret kolayca elde edilebilir. Bunu görmek için Şekil IV-3 'deki kare alma devresinin çıkışını dikkate alalım.

Eğer giriş faz modülasyonlu bir sinüsoid olarak modellenmiş ise çıkış şöyle olur ;

$$\begin{aligned}
 y(t) &= x^2(t) \\
 &= A^2 \cdot \text{Sin}^2[\omega_s \cdot t + \psi(t)] + 2 \cdot A \cdot n(t) \cdot \text{Sin}[\omega_s \cdot t + \psi(t)] + n^2(t) \quad (\text{IV} - 1) \\
 &= \frac{A^2}{2} - \frac{A^2}{2} \cdot \text{Cos}[2 \cdot \omega_s \cdot t + 2 \cdot \psi(t)] + \text{Gürültü terimleri}
 \end{aligned}$$

Bu eşitliğin ikinci teriminin fazı 2 ile çarpılmış olduğu için faz 0 'da olsa  $\pi$  'de olsa bu değer iki katı 0 ya da  $2\pi$  olur ki ikiside sifıra eşittir. Faz modülasyonu kare alma işlemi ile ortadan kaldırılmış olur.



SEKİL IV-3 : TAŞIYICI İZLEMEK İÇİN KARE ALMA DÖNGÜSÜ

Normal bir taşıyıcı izleme döngüsü , bir alçak geçiren süzgeç ile taşıyıcı frekansın iki katı frekanstaki bir voltaj kontrollü osilatör içerir. Eğer voltaj kontrollü osilatörün çıkışı iki ile bölünürse modülasyonsuz taşıyıcı frekans elde edilir. Kare alma döngüsünün girişinde gürültü olması , çıkış işaretinde rasgele bir faz modülasyonu sonucu doğurur. Bu faz değişiminin varyansı şu şekilde gösterilebilir ;

$$\sigma_{\phi}^2 = \frac{N_0 \cdot B_L \cdot \mu}{A^2 / 2} \quad (IV-2)$$

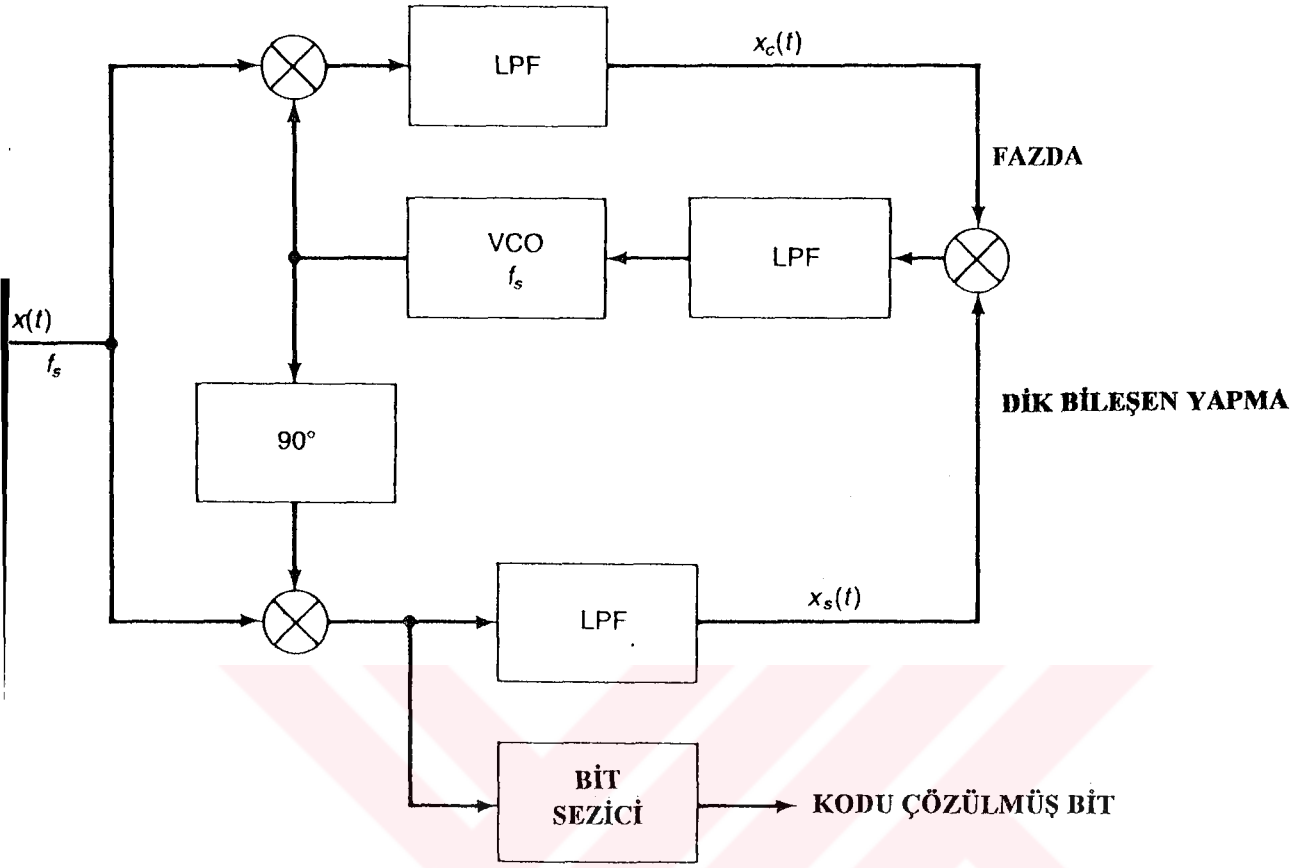
Burada ;

$$\mu = 1 + \frac{N_0 \cdot B_s}{A^2}$$

$$B_L = \text{döngübandgenişliği} \ll B_s$$

Görülebilir ki fazın varyansı giriş SNR büyük iken küçük olur. Şekil IV-1 'de gösterilen taşıyıcı izleme döngüsü ile karşılaştırıldığında kare alma döngüsünün bir dezavantajı görülür. Kare alma döngüsü demodüle edilmemiş veri çıkışı üretemez. Fakat bu dezavantaj Costas döngüsü ile ortadan kaldırılabilir.

Costas döngüsü , Şekil IV-4 'de gösterilmiştir. Bu döngüde gelen , işaret voltaj kontrollü osilatör çıkışı ve osilatör çıkışının  $90^\circ$  faz kaydırılmışı ile karıştırılır. Elde edilen iki çıkış daha sonra süzgeçlenir ve birbiri ile çarpılır. Buradan elde edilen sonuç tekrar süzgeçlenir ve voltaj kontrollü osilatörün frekansını kontrol etmekte kullanılır. Bu durumda , kodu çözülmüş veri biti karıştırıcılardan birinin çıkışından alınabilir.



SEKİL IV-4 : TAŞIYICI İZLEMELİK İÇİN COSTAS DÖNGÜSÜ

Bu devrenin nasıl çalıştığını görmek için iki alçak geçiren süzgecin çıkışını dikkate alalım. Bunlar ;

$$X_c(t) = A \cdot \cos \psi(t) + n_c(t) \quad (\text{IV-3a})$$

$$X_s(t) = A \cdot \sin \psi(t) + n_s(t) \quad (\text{IV-3b})$$

Bu iki çıkışın birbiri ile çarpımından elde edilen sonuç ;

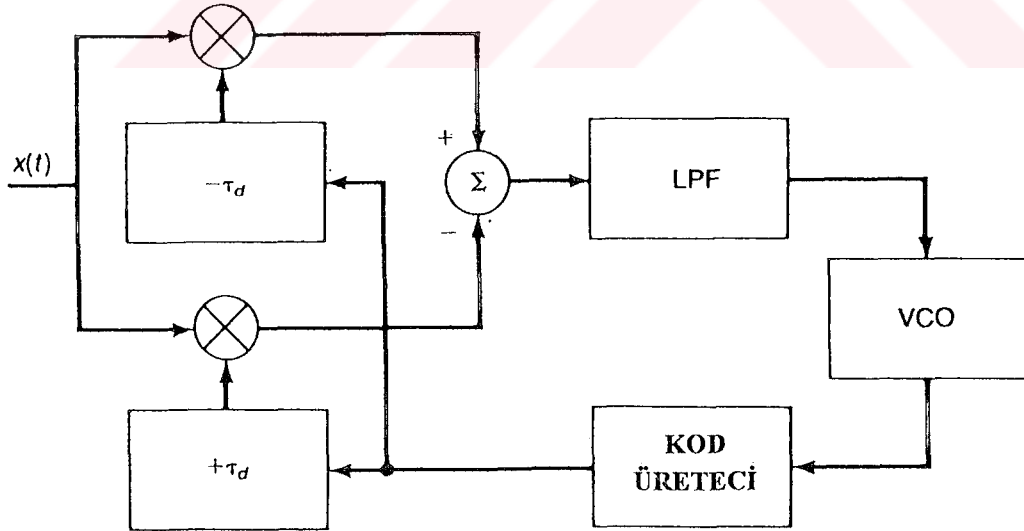
$$X_c(t) \cdot X_s(t) = \frac{A^2}{2} \cdot \sin 2 \cdot \psi(t) + n_{eq}(t) \quad (\text{IV-4})$$

Görülmektedir ki bu çarpımın sonucu , faz açısının iki katının sinüsünü kapsar. Böylece faz 0 'dan  $\pi$  'ye ya da  $\pi$  'den 0 'a değiştiğinde iki katı 0 'dan  $2\pi$  'ye ya da  $2\pi$  'den 0 'a değişir. Bu da değişim olmaması anlamına gelir.

Voltaj kontrollü osilatörün gürültüsü , rasgele bir faz değişimi yaratır ve bu fazın değişimi kare alma döngüsünde belirtilenin aynısı olur. Costas döngüsünün Şekil IV-1 'de görülen taşıyıcı izleme döngüsüne karşı avantajı veri çıkışının süzgeçlenmeden önce alınmasıdır. Bu şekilde çıkış , döngünün geribesleme kısmında alçak geçiren süzgeçler tarafından bozulmaya uğratılmaz.

### IV - 3 ) GECİKME KİLİTLEME DÖNGÜSÜ ANALİZİ

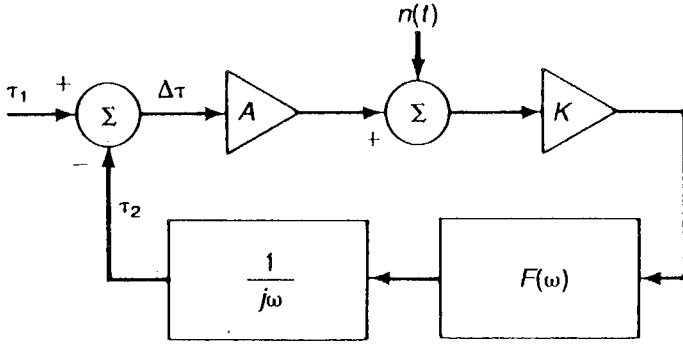
Bu bölümde gecikme kilitleme döngüsünün başarımının basit bir analizini yapacağız. Bunu yapmak için önce bu döngünün Şekil IV-5 'te görülen basit bir modelini ele alalım. Bu modelde görülen  $\tau_d$  , kod üreticiden gelen erken veya geç kodlarının gerçek zaman koduna göre gecikme ya da ileri olma miktarıdır. Döngünün diğer kısmında hata işareti bir alçak geçiren süzgeç ile süzgeçlenir ve kod üreticine saat bilgisi sağlayan voltaj kontrollü osilatörün frekansını kontrol etmekte kullanılır.



**ŞEKİL IV-5: GECİKME KİLİTLEME DÖNGÜSÜNÜN BASİT BİR MODELİ**

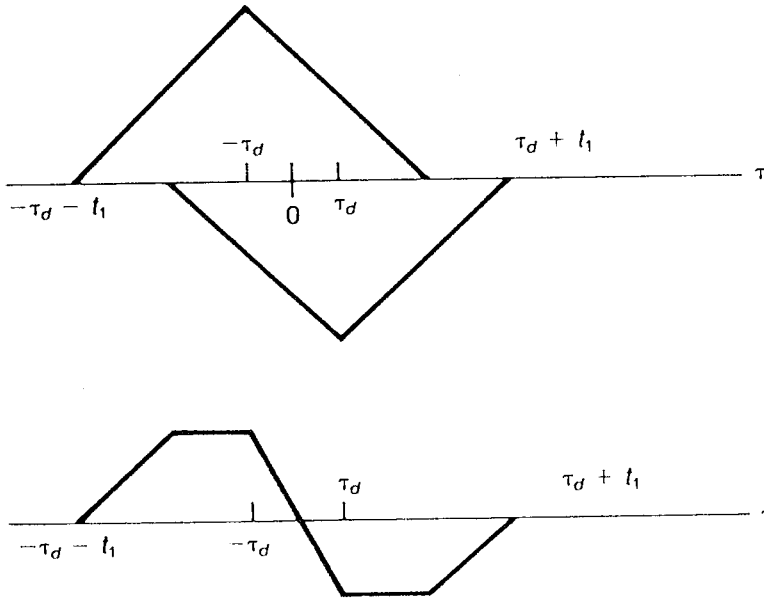
Analiz amacı ile Şekil IV-5 'teki döngünün Şekil IV-6 'da görülen matematik eşdeğerini kullanmak uygundur. Not edelim ki bu döngüdeki giriş , hata işareti ve

geribesleme işareti voltaj yerine zaman olarak verilmiştir. Şekil IV-2 'de görülen hata işaretineki voltaj ile gecikme arasındaki doğrusal ilişki nedeni ile bu veriliş geçerlilik kazanır. Bu nedenle bir hata voltajını zamandaki hata terimi olarak yazmak olanaklıdır. Şekil IV-6 'daki A , kuvvetlendiricisi gecikme ayırıcının kazancıdır. Benzer şekilde K kuvvetlendiricisi alçak geçiren süzgecin kazancıdır.



**ŞEKİL IV-6 : GECİKME KİLİTLEME DÖNGÜSÜNÜN DOĞRUSAL MATEMATİK MODEL EŞDEĞERİ**

Voltaj kontrollü osilatör ideal bir integratör gibi davranır. Bu nedenle  $1/j\omega$  'lık bir aktarım karakteristiğine sahiptir.  $F(\omega)$  ise alçak geçiren süzgeç işlevini gerçekleştiren aktarım işlevidir. Gecikme ayırıcının sahip olduğu karakteristiğin şekli aralık görev süresi  $t_1$  ile karşılaştırılan  $\tau_d$  büyüklüğüne bağlıdır. Bu durum Şekil IV-7 'de gösterilmiştir.



**ŞEKİL IV-7 : GECİKME AYIRICI KARAKTERİSTİĞİ**

Bu şekil  $\tau_d$  'nin  $t_1$  'den daha küçük olduğu durum için çizilmiştir. Bu nedenle ayırıcı karakteristiği düz bir tepeye sahiptir. Bununla beraber ayırıcı karakteristiğinin sıfırdan geçişi  $\tau_d$  değerinden bağımsızdır ve bu eğim  $2 / t_1$  'e eşittir. Bu nedenle A parametresi şu şekilde olur ;

$$A = \frac{2 \cdot \sqrt{P_r}}{t_1} \quad (IV - 5)$$

Gecikmedeki hata ile giriş işaretinin hatası arasında ilişki kuran aktarım işlevi , normal geribesleme devresi analizi yapılarak şu şekilde elde edilir ;

$$H_e(\omega) = \frac{j \cdot \omega}{[j \cdot \omega + A \cdot K \cdot F(\omega)]} \quad (V - 6)$$

Benzer bir yol ile hata işaretindeki gürültü ile giriş gürültüsü arasında ilişki kuran aktarım işlevi şu şekilde olur ;

$$H_n(\omega) = \frac{K \cdot F(\omega)}{[j \cdot \omega + A \cdot K \cdot F(\omega)]} \quad (IV - 7)$$

Bu döngünün eşdeğer gürültü band genişliği , bu aktarım işlevinin karesi olarak belirlenir. Bu nedenle bu band genişliği şu şekilde gösterilebilir ;

$$B_L = \frac{A^2}{2 \cdot \Pi} \int_0^\infty |H_n(\omega)|^2 \cdot d\omega \quad (IV - 8)$$

Gürültü nedeni ile oluşan gecikmedeki rasgele hata şimdi şu şekildeki bir varyansa sahiptir ;

$$\begin{aligned}
\sigma_{\Delta\tau}^2 &= \frac{1}{2 \cdot \Pi} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} N_0 \cdot |H_n(\omega)|^2 \cdot d\omega \\
&= \frac{2 \cdot N_0 \cdot B_L}{A^2} \\
&= \frac{N_0 \cdot B_L \cdot t_1^2}{2 \cdot P_r}
\end{aligned} \tag{IV - 9}$$

Bu hatanın , aralık süresi  $t_1$  'e normalize edilmiş standart kökü ise şu şekilde olur ;

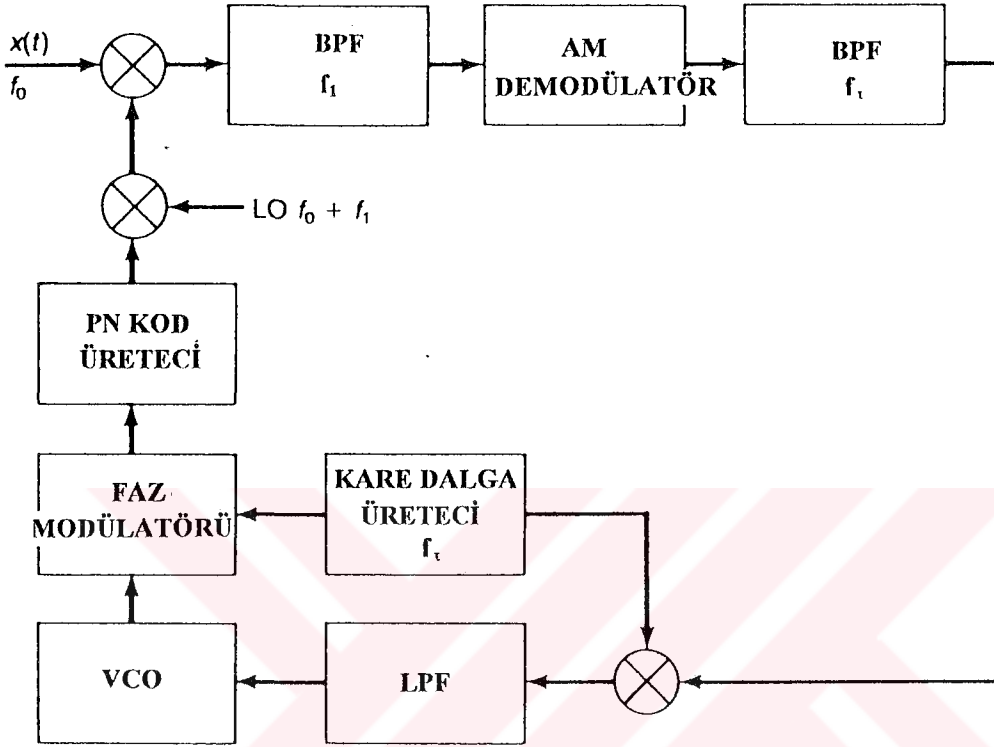
$$\frac{\sigma_{\Delta\tau}}{t_1} = \sqrt{\frac{N_0 \cdot B_L}{2 \cdot P_r}} \tag{IV - 10}$$

Gecikme kilitleme döngüsü , gecikme hatası  $t_1$  'den daha küçük kaldığı sürece kilitlemeyi kaybetmez. Bununla beraber eğer gecikme hatası  $t_1$  'den daha büyük olursa kilitleme kaybolabilir ve işareti tekrar kilitlemek gerekli olabilir. Bu yüzden bu olayın meydana gelme olasılığının hesaplanması gerekir. Bu hesap , basitçe  $\Delta\tau$  'nın  $t_1$  'den büyük olma olasılığının hesabıdır. Bu şu şekilde yapılabilir ;

$$P_r[\Delta\tau > t_1] = 2 \cdot Q\left[\frac{t_1}{\sigma_{\Delta\tau}}\right] = 2 \cdot Q\left[\sqrt{\frac{2 \cdot P_r}{N_0 \cdot B_L}}\right] \tag{IV - 11}$$

Görülebilir ki Q işlevi içeren bu eşitlik , döngünün eşdeğer gürültü bandgenişliğindeki işaret - gürültü oranına bağlıdır . Bu nedenle döngü band genişliğinin olabildiği kadar küçük yapılması istenir. Bununla beraber döngü band genişliği küçük yapıldığında döngü girişindeki bir değişimi yanıtlamakta yavaş kalınabilir. Bunun sonucu olarak döngünün böyle bir değişikliği takip etmesi olanaklı olmayabilir. Bu nedenle döngü için eşdeğer gürültü bandgenişliğinin seçimi , kilitlemeyi kaybetme olasılığının olması istenen minimum değer ile girişteki değişiklikleri takip edebilecek döngüyü kurmak arasında bir noktada yapılır.

#### IV - 4 ) TAU - DITHER DÖNGÜSÜ

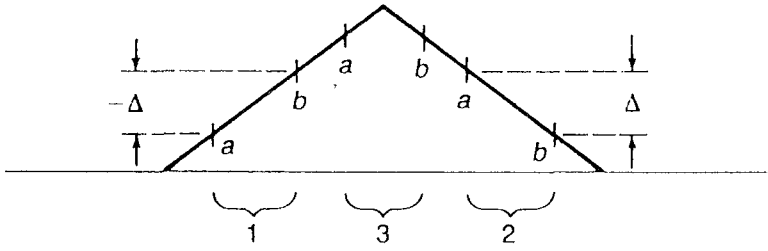


SEKİL IV-8 : GECİKME İZLEMENİN İÇİN TAU-DITHER DÖNGÜSÜ

Önceki bölümde ele alınan gecikme kilitleme döngüsü , PN kodunu üç farklı aşamada , çeşitli karıştırıcılar ve çeşitli süzgeçler kullanarak üretmeyi kapsayan oldukça karmaşık bir işlemdir. Aynı görevi gerçekleştiren daha basit bir yöntem , Şekil IV-8 'de görülen Tau - Dither döngüsüdür.

Bu sistemde , PN kod üretici için bir saat oluşturmakta kullanılan voltaj kontrollü osilatörün fazı , düşük bir  $f_c$  frekansında kare dalga ile modüle edilir. Bu faz modülasyonu , PN kod üreticinin zamanının iki değer arasında kalmasını sağlar. İlişki kurucunun çıkışı kare dalga üreticinin genliğini modüle ederek bu ayarlamayı gerçekleştirir. PN kod üreticinin ürettiği değer istenen zamandan eşit uzaklıkta anahtarılandığında iki çıkış Şekil IV-9 'da görüldüğü gibi aynı ağırlığa sahip olur.





DURUM 1 -  $\Delta$  NEGATİFTİR  
 DURUM 2 -  $\Delta$  POZİTİFTİR  
 DURUM 3 -  $\Delta$  SIFIRDIR

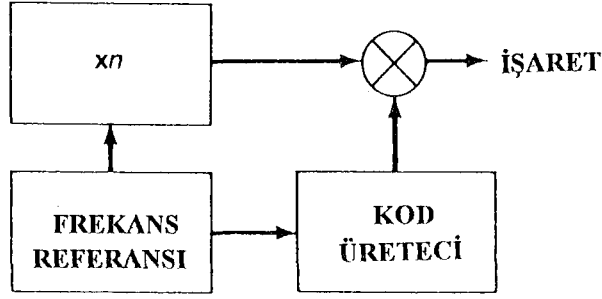
#### ŞEKİL IV-9: TAU-DİTHER DÖNGÜSÜNÜN GÖRECELİ ÇIKIŞLARI

Bununla beraber her iki çıkışın her ikisi de istenen zamanın aynı tarafında olursa fark yine Şekil IV-9 'da görüldüğü gibi pozitif veya negatif olabilir. Buradan değişim genliğinin kutbu hesaplanır. Bu kutup hatanın geç kalınarak ya da ileri durumda olarak yapıldığını belirler. Bu noktadan sonra voltaj kontrollü osilatörü uygun pozisyonda sürmek ve bu pozisyonu korumak üzere hata işaretini üretmek olanaklı olur.

PN kod üreticinin fazının modüle edildiği süre , normalde aralık süresinin onda , onbeşte biri mertebesindedir. Bir Tau Dither döngüsünün izleme hatası , bir gecikme kilitleme döngüsüne oranla normalde 1 - 2 db kadar büyüktür. Döngü uygun şekilde izlendiğinde ilişki asla tepe değerinde oluşmaz ve ilişkiadaki kayıp  $\Delta\tau / 2 \cdot t_1$  mertebesinde olur. Örneğin  $\Delta\tau / t_1 = 0.1$  olması durumunda kayıp 0.5 db olur.

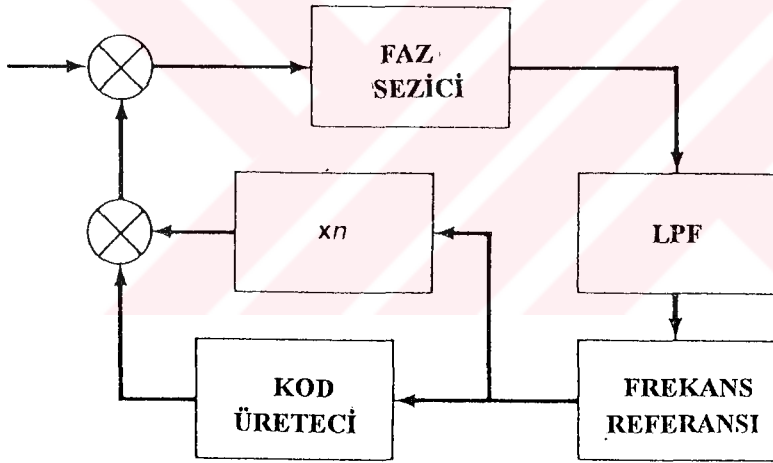
#### IV - 5) EŞZAMANLAMALI TAŞIYICI İZLEME

Kod izlemeyi sağlayan üçüncü ve daha basit bir yöntem taşıyıcı frekansı , kod hızının bir çarpanı yapmaktır. Bunu sağlamanın bir yolu Şekil IV-10 'da gösterilmiştir. Görülmektedir ki kod üreticini süren referans frekans , taşıyıcı frekans olması için bir n faktörü ile çarpılır ve elde edilen sonuç modüle edilmiş PN kodu üretmek üzere kod üreticinin çıkışı ile çarpılır.



**SEKİL IV-10: EŞZAMANLAMALI TAŞIYICI İZLEMENİN VERİCİ**

Bu tip bir alıcı Şekil IV-11 'de görülmektedir. Not edilebilir ki alıcıda voltaj kontrollü bir osilatör olabilen referans frekansı vardır. Bu frekans referansı kod üreticisini kontrol eder. Frekans referansının  $n$  katsayısı ile çarpılmışı ile kod dizisi çarpılır. Bu şekilde taşıyıcı işaret referansı elde edilir. Lokal olarak üretilen işaret ile gelen işaret çarpılarak hata işaretini üretmek üzere bir faz sezicide sezilir.

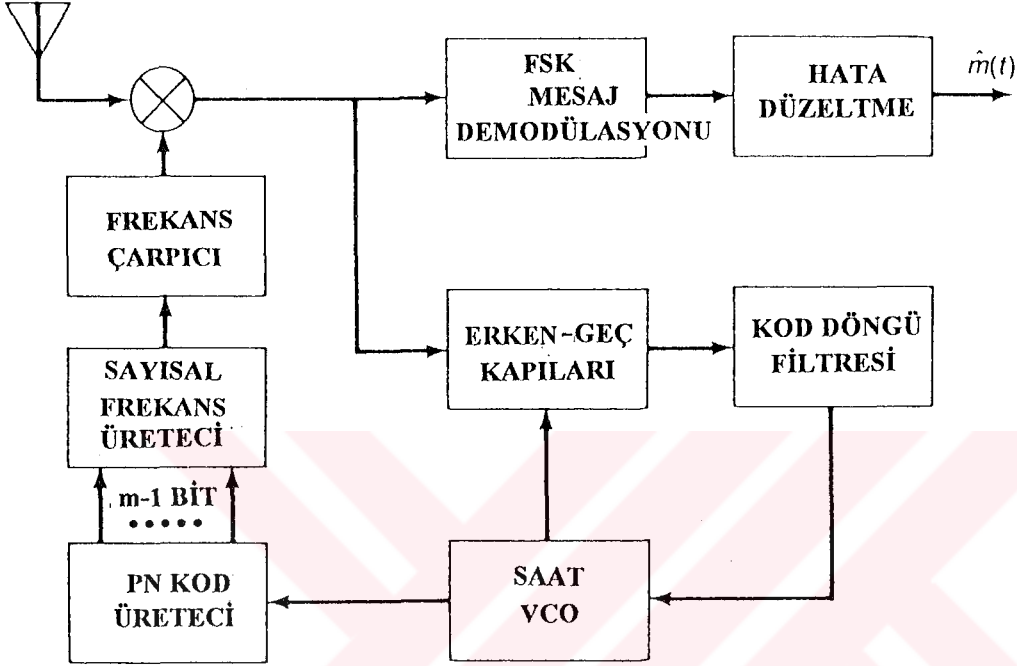


**SEKİL IV-11: EŞZAMANLAMALI TAŞIYICI İZLEMENİN ALICI**

Bu tip taşıyıcı izlemeye çeşitli sorunlar ortaya çıkabilir. Birincisi kod hızının frekans kilitlemesinde bir faz belirsizliği olabilir. Bu durum bit ilişkilerinin araştırılması ile çözülebilir fakat ek bir donanım gerektirir. İkinci sorun saat hızı ile taşıyıcı frekans arasındaki eşzamanlamanın çok kullanıcı nedeni ile bozulabilmesidir. Bu koşullar altında alıcı kilitlemeyi kaybedebilir.

Eğer Doppler kayması aşırı miktarda ise bu yöntem kod ve taşıyıcı arasındaki eşzamanlamayı ve Doppler kaymasını izlemekte yetersiz kalabilir. Bu nedenden dolayı eşzamanlamalı taşıyıcı izleme yöntemi sadece özel koşullarda yararlı olabilir.

## IV - 6 - ) EŞZAMANLAMASIZ FREKANS SIÇRAMALI ALICI



ŞEKİL IV-12 : EŞZAMANLAMASIZ FREKANS SIÇRAMALI ALICI

Frekans sıçramalı işaretler eşzamanlı şekilde iletilmiş olsalar dahi genellikle eşzamanlamasız şekilde alınmalıdır. İletim kanalının karakteristiğinin çeşitli frekanslar arasındaki faz tutarlılığını bozabilmesi bu gerekliliği doğurmuştur. Tipik bir eşzamanlamasız frekans sıçramalı alıcının blok diyagramı Şekil IV-12 'de görülmektedir. Bu alıcı  $m - 1$  bit ile sürülen bir sayısal frekans üretici içerir. Dikkat edilirse  $m - 1$ , yani ilk durumda işaret üretmekte kullanılan bit sayısının bir eksiği kadar bit kullanılır. Daha sonra, eğer iletilen bir frekans çarpıcı kullanılmış ise sayısal frekans üreticinin çıkışı da aynı katsayı ile çarpılır. Elde edilen işaret gelen işaret ile karıştırılır. Karıştırıcıdan elde edilen çıkış, veri elde etmek üzere geleneksel yollarla demodüle edilebilecek olan normal bir FSK işaretidir. Eğer vericide hata düzeltici kodlama uygulanmış ise, sonuç veriyi üretmek üzere düzeltme bu aşamada uygulanır.

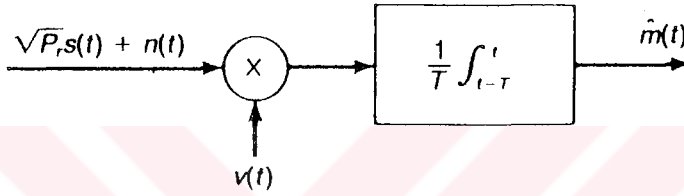
FSK işaret hata mesajı üretmek üzere erken - geç kapılarında da kullanılır. Buradan elde edilecek hata mesajı PN kod üreticini süren voltaj kontrollü osilatörü kontrol etmekte kullanılır. Kod üretici ile alınan işaretin aynı adımda olmadığı durumda , erken ve geç kapılarının çalışması değişimli olur. Eğer hata bir yönde ise geçerli frekans veri bitinin başında ; eğer hata diğer yönde ise geçerli frekans veri bitinin sonunda ortaya çıkar.

ULUSLARARASI  
TEKNOLOJİ VE  
YATIRIM KURUMU  
ULUSLARARASI  
TEKNOLOJİ VE  
YATIRIM KURUMU

## V - ) DOĞRUDAN DİZİLİ ( DS ) İŞARETLER

### V - 1 ) DOĞRUDAN DİZİLİ İŞARETİN TOPARLANMASI

Yayılmış spektrumlu haberleşme alıcısının sağlaması gereken ilk işlevlerden biri , yayma işlevi  $b(t)$  'nin etkilerini yok etmektir. Bu da alınan işaretin , işareti üretmekte kullanılan ikili dizinin aynısı ile eşzamanlı olarak çarpılması ile sağlanabilir. Temel alıcı modeli , alınan işaret gücünün  $P_r$  olduğu kabul edilerek Şekil V-1 'de gösterilmiştir.



**ŞEKİL V-1: PN İŞARETLER İÇİN TEMEL ALICI MODELİ**

Burada toparlama işleminin yapılışı ,  $T$  saniye integrasyon zamanlı ideal bir sonlu zaman integratörü ile belirtilmiştir. Genel olarak bu integrasyon zamanı veri bitinin görev süresine eşit olacaktır. Fakat keyfi kullanılabilir. Kullanılan referans işareti şu şekilde verilebilir ;

$$v(t) = \sqrt{2} \cdot r(t) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \theta)$$

Burada  $r(t) = b(t - \tau)$  dır.

Bundan dolayı çıkış işareti şöyle verilebilir ;

$$\frac{1}{T} \cdot \int_{t-T}^t \sqrt{P_r} \cdot s(u) \cdot v(u) \cdot du = \hat{m}_0(t) \quad (V-1)$$

Alınan işaret ve referans işaretinin işlenmesi daha kapsamlı olarak şu şekilde yazılabilir ;

$$\begin{aligned} \sqrt{P_r} \cdot s(u) \cdot v(u) &= \sqrt{2 \cdot P_r} \cdot m(u) \cdot b(u) \cdot \cos \omega_0 \cdot u \cdot \sqrt{2} \cdot r(u) \cdot \cos(\omega_0 \cdot u + \theta) \\ &= \sqrt{P_r} \cdot m(u) \cdot b(u) \cdot b(u - \tau) \cdot [\cos \theta + \cos(2 \cdot \omega_0 \cdot u + \theta)] \end{aligned} \quad (\text{V-2})$$

Görülmektedir ki ( V - 2 ) eşitliğindeki terimlerden biri  $2 \cdot \omega_0 \cdot u$  'nun kosinüsünü kapsar. Bu değer taşıyıcı frekansın iki katıdır. İntegrasyon zamanı , bu frekansın bir periyodu ile karşılaştırıldığında çok büyük olduğu için bu terimin integralinin sıfıra eşit olduğunu kabul etmek mantığa uygundur. Bu durumda çıkış işareti şöyle olur ;

$$m_0(t) = \sqrt{P_r} \cdot \int_{t-\tau}^t \frac{1}{T} \cdot m(u) \cdot b(u) \cdot b(u - \tau) \cdot \cos \theta \cdot du \quad (\text{V - 3})$$

( V - 3 ) eşitliğinden kolayca anlaşılacağı gibi integratör çıkışındaki işaret integrasyon aralığındaki verinin durumuna bağlı olan bir zaman işlevidir. Her veri biti için , komşu bitlerin girişim oluşturmaması ve çıkışın maksimize edilmesi için integrasyon zamanı , veri biti görev süresine eşit olmalıdır. Diğer bir anlatım ile  $T = t_m$  olmalıdır. Çıkış , her veri bitinin sonunda titizlikle gözlenmelidir. (  $T = k \cdot t_m$   $k = \dots, -1, 0, +1, \dots$  ) Tipik olarak  $k = 1$  ve dolayısı ile  $T = t_m$  seçilir. Bu , ilk biti gösterir. Zamanın şu anında çıkış işareti şöyle olur ;

$$\begin{aligned} m_0(t_m) &= \mp \frac{\sqrt{P_r}}{t_m} \cdot \int_0^{t_m} b(u) \cdot b(u - \tau) \cdot \cos \theta \cdot du \\ &= \mp \sqrt{P_r} \cdot R_b(\tau) \cdot \cos \theta \end{aligned} \quad (\text{V - 4})$$

Bu eşitlikte ( + / - ) işaretleri  $m(u)$  'nun işaretinden gelmektedir. Not edilebilir ki bu eşitlik  $\tau$  'nın ve  $\theta$  'nın sıfıra eşit olduğu durumlarda bir maksimum değer verecektir.  $\tau$  ve  $\theta$  'nın sıfıra eşit olması referans işareti ile alınan işaretin uygun şekilde eşzamanlanması durumunda oluşur.

Aynı durum için alıcının çıkışındaki gürültü derecesini de hesaplamak gerekir. Çıkışın gürültü bileşeni şu şekilde belirtilebilir ;

$$\frac{1}{T} \int_{t-\tau}^t n(u) \cdot \sqrt{2} \cdot r(u) \cdot \text{Cos}(\omega_0 \cdot u + \theta) \cdot du = n_0(t) \quad (\text{V-5})$$

Bu bileşen ,  $n(t)$  'nin beklendik değeri sıfır olduğu sürece sıfır beklendik değere sahiptir. Bununla beraber bir varyansı vardır ve bu varyans  $t = T = t_m$  anlarında gürültü bileşenleri incelenerek elde edilebilir.  $n(t)$  'nin beyaz gürültü formunda olduğunu varsayarsak özilişki işlevi şu şekilde olur ;

$$R_n(\tau) = \frac{N_0}{2} \cdot \delta(\tau)$$

Bu durumda çıkış gürültüsünün karesel beklendik değeri şöyle olur ;

$$n_0^2 = \frac{2}{t_m^2} \int_0^{t_m} \int_0^{t_m} \frac{N_0}{2} \cdot \delta(u-v) \cdot b(u-\tau) \cdot \text{Cos}(\omega_0 \cdot u + \theta) \cdot \text{Cos}(\omega_0 \cdot v + \theta) \cdot du \cdot dv$$

Bu eşitlikteki çarpım durumunda bulunan kosinüs terimleri , kosinüsler toplamı olarak şu şekilde yazılabilir ;

$$\text{Cos}(\omega_0 \cdot u + \theta) \cdot \text{Cos}(\omega_0 \cdot v + \theta) = \frac{1}{2} \cdot \text{Cos} \omega_0 \cdot (u-v) + \frac{1}{2} \cdot \text{Cos}[\omega_0 \cdot (u+v) + 2 \cdot \theta]$$

Bu durumda çift integralin içindeki delta işlevini  $v$  değişkenini  $u$  değişkeni ile değiştirerek integre etmek olanaklı olur. Eğer bu yapılırsa kosinüslü terimlerden birisi tamsayı ve diğeri yine integrali sıfır alınabilen çift frekans tanımlı bir değişken olur. Böylece gürültünün karesel beklendik değeri şu şekilde elde edilir ;

$$n_0^2 = \frac{N_0}{2 \cdot t_m^2} \int_0^{t_m} b^2(u-\tau) \cdot du = \frac{N_0}{2 \cdot t_m} \quad (\text{V-6})$$

Görülebilir ki bu karesel beklendik değer sadece güç spektral yoğunluğu ve veri biti görev süresine bağlıdır ve PN dizinin aralık hızından bağımsızdır. Aynı zamanda alınan işaret ve referans işaret arasındaki bağıl zaman kayması  $\tau$  'dan da bağımsızdır. Böylece karesel beklendik değer , işaretin eşzamanlı olup olmamasına bağlı olmaz.

Şimdi ilişki kurucunun çıkışındaki tam işaret  $m(t)$  'yi ele alalım. Bu işaret  $t = t_m$  anında ( V - 4 ) verilen beklendik değere sahiptir. Bu şöyle yazılabilir ;

$$E[m(t_m)] = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{P_r} \left[ 1 - \frac{|\tau|}{t_1} \right] \cdot \cos\theta \quad \begin{array}{l} |\tau| \leq t_1 \\ |\tau| > t_1 \end{array} \quad (V-7)$$

$$= 0$$

Bu verinin özilişki işlevi üçgen şeklindedir. Çıkışın toplam gürültü bileşeni şu şekilde verilen bir varyansa sahiptir ;

$$\text{Var}[m(t_m)] = \frac{N_0}{2 \cdot t_m} + \frac{P_r \cdot \tau^2}{t_1 \cdot t_m} \quad \begin{array}{l} |\tau| \leq t_1 \\ |\tau| > t_1 \end{array} \quad (V-8)$$

$$= \frac{N_0}{2 \cdot t_m} + \frac{P_r \cdot t_1}{t_m}$$

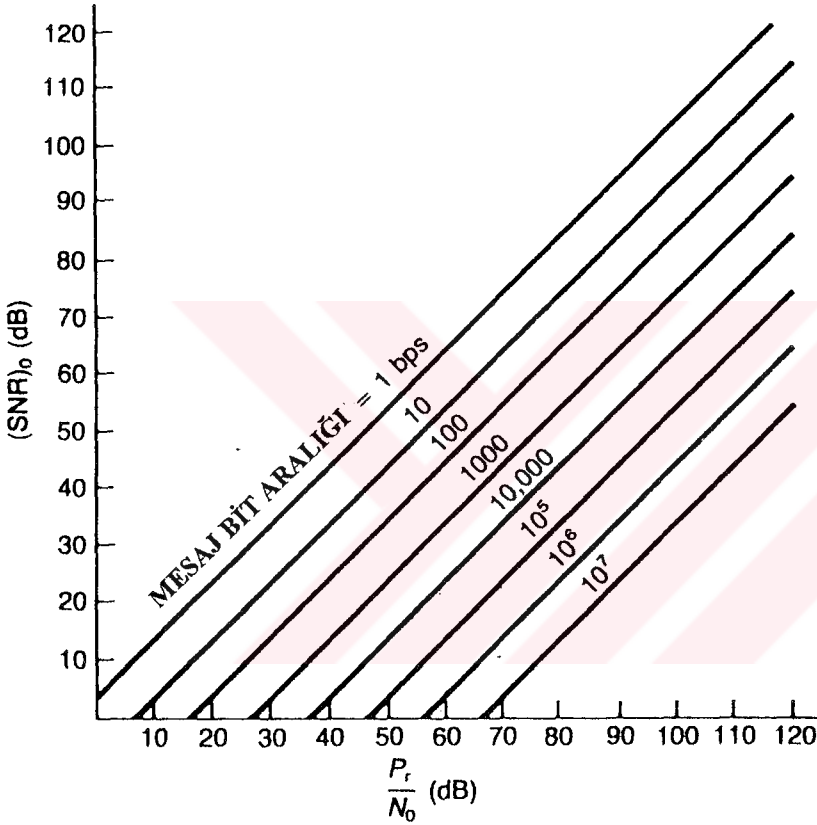
İfadedeki ilk terim , ( V - 6 ) eşitliğinde verilen alıcı gürültüsünden ve ikinci terim kod gürültüsünden gelir. Maksimum işaret bileşeni  $\tau = 0$  'da olduğundan ve  $\tau = 0$  'da kod gürültüsünün varyansı sıfır olduğundan maksimum işaret - gürültü oranı ( SNR ) ,  $\tau = 0$  ve  $\theta = 0$  noktalarında oluşur. Bu maksimum SNR , basitçe  $m(t)$  'nin karesel beklendik değerinin  $m(t)$  'nin varyansına oranı olarak gösterilebilir. Böylece SNR şu şekilde ortaya çıkar ;

$$(SNR)_0 = \frac{E^2[m(t_m)]}{\text{Var}[m(t_m)]} \quad (V-9)$$

$$= \frac{2 \cdot P_r \cdot t_m}{N_0}$$



Bir yayılmış spektrumlu haberleşme sistemi için SNR önemli bir parametredir. Çünkü SNR işaretin alınabilirliğinin bir ölçüsü ve çıkış işareti kalitesinin oldukça iyi bir göstergesidir. Görülebilir ki SNR , resiprok veri bit hızı için sadece alınan gücün gürültü spektral yoğunluğuna oranı  $P_r / N_0$  ve  $t_m$  'e bağlıdır. Bu ilişki grafik olarak Şekil V - 2 'de gösterilmiştir. Grafik , alınan işaret gücü ya da veri bit hızının artmasına karşılık SNR 'nin nasıl değiştiğini göstermektedir.

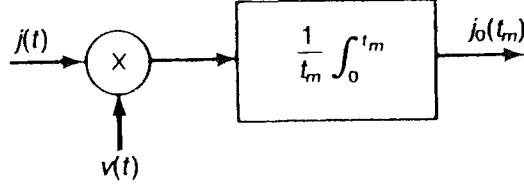


**ŞEKİL V-2 :** İLİŞKİ ALICISI ÇIKIŞINDAKİ İŞARET GÜRÜLTÜ ORANI

## V - 2 ) GİRİŞİM AYIRMA

Daha önce belirtildiği gibi yayılmış spektrumlu haberleşme tekniğinin kullanılma nedenlerinden birisi , haberleşmeyi engelleyebilen girişimi ayırabilme yeteneğidir. Bu bölümün amacı ayrılacak girişimin derecesinin hesabını yapmaktır. Bu hesabı yaparken , kullanmakta olduğumuz yayılmış spektrumlu haberleşme sisteminin parametrelerinden yararlanacağız.

Önce Şekil V - 3 'de verilen alıcı modelini ele alalım.



**ŞEKİL V-3: GİRİŞİMLİ İŞARET ALICI MODELİ**

Referans işaret daha önce modellendiği gibi şu şekildedir ;

$$v(t) = \sqrt{2} \cdot r(t) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \theta)$$

Girişim de şu şekilde modellenebilir ;

$$j(t) = J(t) \cdot \cos[\omega_1 \cdot t + \psi(t)]$$

Burada  $J(t)$  girişim işaretinin genliğini ve  $\psi(t)$  işaretin içerdiği herhangi bir faz modülasyonunu gösterir. Girişim işaretinin frekansı  $\omega_1$  'in yayılmış spektrumlu haberleşme sisteminin taşıyıcı frekansı ile aynı olması gerekmez. Bununla birlikte alıcının geçirme bandı içinde olması gereklidir. Sonlu zaman integratörünün uygun şekilde çalışması için integrasyon süresinin veri biti görev süresi  $t_m$  'e eşit olması gerektiği söylenmişti. Bu modelde istenen işaret veya gürültü bileşenleri gösterilmemişti. Çünkü bu bileşenler alıcının girişimli işareti almasından sonra işarete eklenebilir.

Alıcıda girişimin neden olduğu çıkış bileşeni şöyle olur ;

$$j_0(t_m) = \frac{1}{t_m} \cdot \int_0^{t_m} j(t) \cdot v(t) \cdot dt$$

Eğer girişim sıfır beklendik değerli bir raslantı değişkeni ise  $j_0(t_m)$  'in beklendik değeri de sıfır olur. Karesel beklendik değeri ise şu şekilde verilebilir ;

$$\begin{aligned}\overline{j_0^2} &= E \left[ j_0^2(t_m) \right] \\ &= \frac{1}{t_m^2} \int_0^{t_m} \int_0^{t_m} R_f(t-u) \cdot R_v(t-u) \cdot dt \cdot du\end{aligned}$$

Burada  $R_f(t-u)$  girişim işaretinin özilişki işlevini ve  $R_v(t-u)$  'da referansın özilişki işlevini gösterir. Referansın özilişki işlevi istenen işaretin özilişki işlevi ile aynıdır. İlk önce girişimin band genişliğinin yayılmış spektrumlu işaretin band genişliği ile karşılaştırıldığında dar olduğunu kabul edelim. Bu durumda girişimin özilişki işlevi referans işaretinininki ile karşılaştırıldığında çok geniş olacaktır. Bu durumda çift integrali şu şekilde tek integrale indirgemek olanaklı olacaktır ;

$$\overline{j_0^2} = \frac{J}{t_m^2} \int_0^{t_m} (t_m - \tau) \cdot R_f(\tau) \cdot \cos(\omega_1 - \omega_0) \cdot \tau \cdot d\tau$$

Bu eşitlikte  $J = R_f(0)$  girişim gücünü gösterir. Bu indirgeme yapılırken referansın özilişki işlevi , aralık ilişki işlevi  $R_f(\tau)$  'nun terimleri içinde belirtilir.  $\tau$  'nun  $t_1$  'den büyük olduğu durumda  $R_f(\tau)$  sıfır olduğundan ve  $t_m$  ,  $t_1$  'den çok daha büyük olduğundan integral yaklaşık olarak şu duruma dönüşür ;

$$\overline{j_0^2} \cong \frac{J \cdot t_1}{2 \cdot t_m} \quad (V - 10)$$

Bu eşitlikten görülebilir ki alıcının çıkışındaki girişim , aralık görev süresinin veri biti görev süresine oranına bağlıdır. Bu da yayılmış spektrum band genişliğinin büyük olduğu durumlarda çok küçük bir girişim olacağını gösterir.

Bir yayılmış spektrumlu haberleşme sisteminin işlem kazancı şu şekilde yeniden tanımlanabilir ;

$$PG = \frac{B_s}{B_m} = \frac{2/t_1}{1/t_m} = \frac{2 \cdot t_m}{t_1}$$

Böylece çıkış girişim işaretinin karesel beklendik değeri şu şekilde yazılabilir ;

$$\overline{j_0^2} = \frac{J}{PG} \quad (V - 11)$$

Görülmektedir ki girişim gücü işlem kazancına eşit bir etken ile azaltılır. Bu ortalama bir sonuçtur. Bununla beraber bu ortalama , girişimin bütün fazları üzerinden alınır. Bu nedenle bazı sabit faz ilişkileri için çıkış girişiminin karesel beklendik değeri ( V - 11 ) eşitliğindeki değerin iki katı olabilir.

Girişim band genişliğinin , yayılmış spektrumlu işaret band genişliğinden daha büyük olduğu durumu dikkate alalım. Bu durumda  $B_j > B_s$  olur. Bu durum için ilişki kurucunun çıkışında görülecek karesel beklendik değer şu şekilde olacaktır ;

$$\overline{j_0^2} = \frac{J}{2 \cdot B_j \cdot t_m} = \frac{B_s}{2 \cdot B_j} \cdot \frac{J}{PG} \quad (V - 12)$$

Burada J , toplam band genişliğindeki girişim gücüdür. ( V - 12 ) eşitliğindeki  $( B_s / B_j ) \cdot J$  faktörü alıcının band genişliği içinde kalan girişim gücünün payı olarak yorumlanabilir. Bu güç , işlem kazancına eşit bir faktör ile tekrar düşürülür.

### V - 3 ) ÇIKIŞTAKİ İŞARET - GÜRÜLTÜ ORANI

Genel koşullar altında çıkıştaki işaret - gürültü oranını hesaplamak için , toplam çıkış gürültü gücü ve girişimin oluşturduğu çıkış gücünün her ikisini de dikkate almak gerekir. Birbirinden bağımsız olmaları dolayısı ile bu iki değer toplanabilir ve SNR şu şekilde belirlenebilir ;

$$(SNR)_o = \frac{P_r}{n_o^2 + j_o^2} = \frac{P_r}{\frac{N_o}{2 \cdot t_m} + \frac{J}{PG}} = \frac{PG \cdot P_r}{\frac{N_o \cdot PG}{2 \cdot t_m} + J}$$

Bu eşitlikteki terimleri şu şekilde yeniden isimlendirmek kolaylık sağlayabilir ;

$$\frac{PG}{t_m} = \frac{B_s}{B_m} \cdot B_m = B_s$$

Böylece çıkıştaki SNR şu şekle dönüşür ;

$$(SNR)_o = \frac{PG \cdot P_r}{\frac{N_o \cdot B_s}{2} + J} \quad (V - 13)$$

Görülebilir ki çıkıştaki işaret - gürültü oranı , alınan işaret gücünün toplam girişim gücü ve yayılmış spektrumlu işaretin band genişliğinin yarısındaki toplam gürültüye bölümü ile orantılıdır. Yayılmış spektrumlu işaret band genişliğinin yarısının , alıcıdaki gürültü band genişliğine eşit olmasından dolayı bu terim alıcı gürültü gücü olarak adlandırılır. Bu oran işlem kazancı ile çarpıldıktan sonra çıkıştaki işaret - gürültü oranını verir. Şu şekilde bir giriş işaret - gürültü oranı tanımlanarak daha az bir eşitlik oluşturulabilir ;

$$(SNR)_i = \frac{P_r}{\frac{N_o \cdot B_s}{2} + J} \quad (V - 14)$$

Bu durumda çıkıştaki işaret - gürültü oranı şu şekilde olur ;

$$(SNR)_o = PG \cdot (SNR)_i \quad (V - 15)$$

#### V - 4 ) KASITLI PARAZİTE KARŞI DAYANIKLILIK KARAKTERİSTİKLERİ

Bir yayılmış spektrumlu haberleşme sisteminin girişimi reddetme özelliği ilginçtir. Bunun önemli nedenlerinden biri sistemin azaltabileceği kasıtlı parazit etkisinin derecesini hesaplayabilme olanağı vermesidir. Bu yetenek genellikle “ jamming marjin “ ( veya AJ marjin ) olarak bilinen özel terim ile nitelenir. Bu terim desibel cinsinden kullanılır. ( V - 15 ) eşitliğinden görülebilir ki giriş SNR , dB boyutunda şu şekilde yazılabilir ;

$$(SNR)_i (dB) = (SNR)_o (dB) - PG (dB) \quad (V - 16)$$

Şimdi AJ marjin 'i şu şekilde tanımlayalım ;

$$M_j (dB) = - (SNR)_i (dB) - L (dB) \quad (V - 17)$$

Buradaki L simgesi sistemdeki kayıpları dB cinsinden temsil eder. AJ marjin şimdi şu şekle dönüşür ;

$$M_j (dB) = PG (dB) - L (dB) - (SNR)_o (dB) \quad (V - 18)$$

Bu duruma bir örnek olması için aralık hızı  $10^7$  aralık/saniye ve veri biti görev süresi 100 bit / saniye olan bir yayılmış spektrumlu haberleşme sistemini dikkate alalım. Eğer çıkış SNR 14 dB ve sistem kayıplarının 2 dB olması isteniyorsa şu sonuca ulaşabiliriz ;

$$PG = \frac{2 \cdot 10^7}{100} = 2 \cdot 10^5 = 53 \text{ dB}$$

$$M_j = 53 - 2 - 14 = 37 \text{ dB}$$

Bu sonuç gösterir ki istenen çıkış SNR , eğer kasıtlı parazit işareti 37 dB 'den az ise elde edilebilir. Belirtmek gerekir ki bu sonuç alıcıdaki bazı ideal koşullar altında elde edilmiştir. Pratikteki birçok durumda kasıtlı parazite karşı direncin gerçek ölçüsü bundan daha düşük olabilir.

## V - 5 ) ALGILAMA

Yayılmış spektrumlu haberleşme tekniğinin kullanılma amaçlarından biri yetki verilmeyen gözlemcilerin işaretin varlığını algılamalarını veya varlığını algılamaları bile iletilen veriyi elde etmelerini daha zor bir duruma getirmektir. Bu özelliğin başarımlı derecesinin hesaplanması istenebilir. Bu amaçla bilinen bir işaretin beyaz gürültü ortamında algılanmasını inceleyelim. Bu algılama normal olarak Şekil V-4 'de gösterildiği gibi uyumlu süzgeçler kullanılarak yapılır.



**ŞEKİL V-4 : BİLİLEN BİR İŞARET İÇİN UYUMLU SÜZGEÇ**

Beyaz gürültü ortamında bilinen bir işaret için uyumlu süzgecin çıkış SNR 'su şu şekilde gösterilebilir ;

$$(SNR)_o = \frac{2 \cdot E}{N_o} \quad (V - 19)$$

Burada ;  $E = S(t)$  'nin enerjisini

$N_o = n(t)$  'nin tek yan spektral yoğunluğunu gösterir.

Bu sonucun iki anlamı vardır. Birincisi bilinen bir işaretin sezilebilirliğinin , işaret enerjisinin gürültü spektral yoğunluğuna oranına bağlı olması ve işaretin şeklinden bağımsız olmasıdır. İkincisi çıkış SNR 'nun doğrusal olarak yukarıdaki orana bağlı olmasıdır.

Bilinmeyen bir yayılmış spektrumlu işaretin alınması durumunda işaretin nasıl olabileceği hakkında bazı şeyleri bildiğimiz kabulünü yapmak gerekir. Özel olarak yayılmış spektrumlu haberleşme vericisinde kullanılan PN kodun bilinmediği ve sadece yayılmış spektrumlu işaretin varlığını belirlemek istendiği ve işaretin kodunu çözmek istenmediğini varsayalım. Buradan , birbiriyle eşzamanlamasız sezmenin bazı şekillerinin kullanılabileceği sonucunu çıkartabiliriz. Bu durumda yayılmış spektrumlu bir işaretin varlığı , sadece işaretin varlığı ve yokluğu arasındaki enerji değişimi ile sezilebilir. Bu nedenle bir enerji seziciyi dikkate almamız gerekir. Böyle bir sezici sık sık radyometre olarak anılır ve Şekil V-5 'de görülen yapıda bir blok diyagrama sahiptir.



**ŞEKİL V-5 : RADYOMETRE VEYA ENERJİ SEZİCİ**

Görülmektedir ki radyometre , band geçiren bir süzgeci takip eden karesel dedektör ve bir toplayıcı aygıt veya integratörden oluşur. Çıkış şu şekilde verilebilir ;

$$y(t) = \int_{t-T}^t [S_1(u) + n_1(u)]^2 . du \quad (V - 20)$$

Burada  $S_1(u)$  band geçiren süzgecin , yayılmış spektrumlu işaret  $S(t)$  'ye verdiği yanıttır.  $n_1(u)$  ise band geçiren süzgeçten gelen gürültüdür ve  $\sigma_n^2 = N_0 \cdot B$  olmak üzere bir varyansa sahip olduğu kabul edilir. Burada  $B$  , band geçiren süzgecin eşdeğer gürültü band genişliğidir. Band geçiren süzgecin yayılmış spektrumlu işaretin enerji içeren bir frekansına ayarlandığını ve gözlem yapılan zaman içinde yayılmış spektrumlu bir işaretin gerçekten var olduğunu varsayalım. Bu durumda çıkış SNR 'yu şu şekilde verebiliriz ;



$$(SNR)_o = \frac{\left(\frac{E}{N_0}\right)^2}{\xi^2 (TB)} \quad (V - 21)$$

Bu eşitlikte  $\xi$  , TB miktarına bağlı olan düzeltme faktörüdür. Görülebilir ki çıkış SNR ,  $(E / N_0)$  oranının karesi ile orantılıdır.

( V - 21 ) eşitliğini şu şekilde tekrar yazabiliriz ;

$$\frac{E}{N_0} = \xi \cdot \sqrt{(SNR)_o (TB)} \quad (V - 22)$$

Şimdi  $E / N_0$  oranı , verilen bir işaret - gürültü oranını elde etmek üzere istenen işaret enerjisinin bir ölçüsü olarak yorumlanabilir. Verilen çıkış SNR , bilinen bir işaret ve uyumlu bir süzgeç ile elde edilebilecek çıkış SNR ile yaklaşık olarak aynı sezilebilirliği sağlar. Bu nedenle elde edilen bu sonucun yayılmış spektrumlu bir işaretin sezilebilirliğinin bir ölçüsü olduğu sonucunu çıkartabiliriz.

Düzeltilme faktörü  $\xi$  , TB değerine bağlıdır. Bu yaklaşık olarak şu şekilde gösterilebilir ;

$$\xi \cong 1 \quad TB \gg 1$$

$$\xi \cong \frac{(SNR)_o}{4} \left[ 1 + \sqrt{1 + \frac{18,4}{(SNR)_o^2}} \right] \quad TB = 1$$

$$\xi > 1 \quad TB < 1$$

Bu faktörün önemine bir örnek olması için küçük bir hesap yapalım.  $(SNR)_o = 10$  olması için  $TB = 1$  durumunda  $\xi = 5,22$  olur. Bu sonuçtan görülebilir ki , algılayıcı yayılmış spektrumlu işareti minimum  $E / N_0$  oranı ile sezebilmek durumunda , sezici TB 'yi küçük yapmaya gereksinim duyar. Diğer yayılmış spektrumlu haberleşme sistemi haberleşmenin olanaklı olduğu en küçük  $E / N_0$  değerini sağlamak ister. Yayılmış spektrumlu işaretin sahip olduğu E enerjisi , T zamanına ve B band genişliğine yayılmıştır. B, 'yi büyük yapmak , sezici band genişliği B 'deki yayılmış spektrumlu

işaretin enerji payını azaltır. Eğer algılayıcı , band genişliğini daha büyük yapmaya teşebbüs ederse TB ,  $E / N_0$  değerini daha da arttırır ve bu artım gereklidir. Bu sonuçlar ile , bilinen bir işareti sezen uyumlu süzgeç ile elde edilen sonuçlar arasında kurulacak bir oranın hiçbir değeri yoktur. ( V - 21 ) eşitliğinden çıkış SNR 'nun , işaret enerjisinin gürültü spektral yoğunluğuna oranına bağlı ve işareten bağımsız olduğu tekrar söylenebilir. Ne var ki birbiriyle eşzamanlamasız sezme durumunda sezilebilirlik , bu oranın birinci kuvvetinden çok karesiyle orantılıdır. Böylece  $E / N_0$  'ın küçük değerleri için çalışmak , algılayıcı için istenen işaret alıcısına oranla daha zor bir ortam yaratır.

#### V - 6 ) ENERJİ VE BAND GENİŞLİĞİ VERİMLİLİĞİ

Gürültü ve girişim ortamında bulunan bir yayılmış spektrum alıcısı için çıkış SNR , önceki irdelemede şu şekilde gösterilmiştir ;

$$(SNR)_o = \frac{P_r}{\frac{N_0}{2 \cdot t_m} + \frac{J}{PG}} \quad (V - 23)$$

Bu eşitlikte  $J$  , alıcı band genişliği içindeki girişim gücünü gösterir. Bununla beraber , enerji ile veri biti birleştirilir ise ;

$$E_b = P_r \cdot t_m = \text{bit başına enerji}$$

olur. Böylece çıkış SNR , şu şekilde belirlenebilir ;

$$(SNR)_o = \frac{P_r \cdot t_m}{\frac{N_0}{2} + \frac{J \cdot t_m}{PG}} = \frac{E_b}{\frac{N_0}{2} + \frac{J}{B_s}} \quad (V - 24)$$

Burada işlem kazancı  $PG$  , şu şekilde kullanılmıştır ;

$$PG = t_m \cdot B_s$$

**Çıkış SNR şu şekilde yazılabilir ;**

$$(SNR)_o = \frac{\frac{E_b}{N_o}}{\frac{1}{2} + \frac{J}{N_o \cdot B_s}} \quad (V - 25)$$

**Bu eşitliğin , bit başına düşen enerjinin gürültü spektral yoğunluğuna oranına göre düzenlenmesi ile şu sonuç elde edilir ;**

$$\frac{E_b}{N_o} = \left[ \frac{1}{2} + \frac{J}{N_o \cdot B_s} \right] \cdot (SNR)_o \quad (V - 26)$$

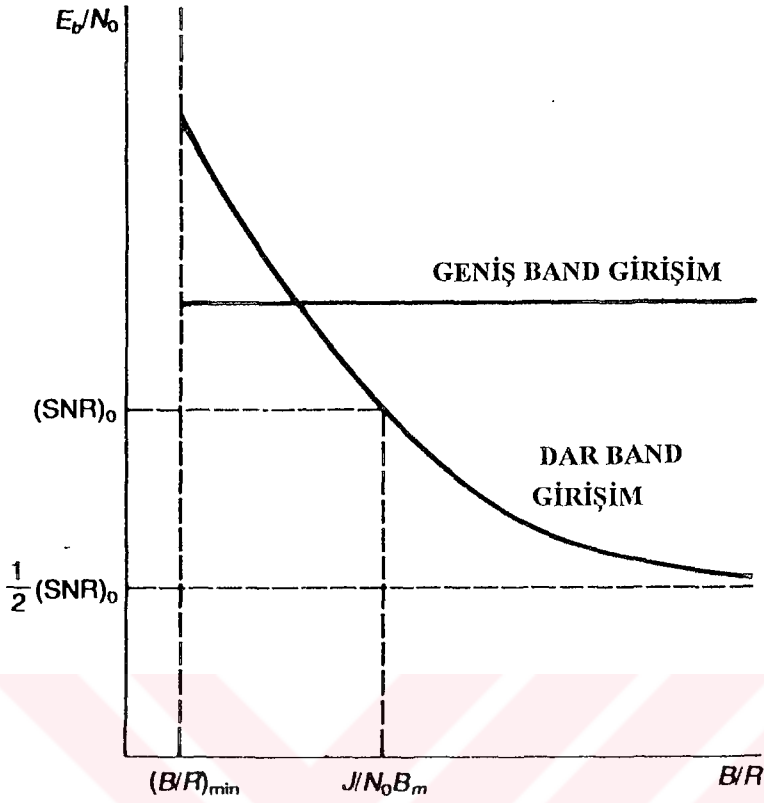
**Bu sonuçtan iki önemli saptama yapılabilir. Birincisi girişimin dar bandda olduğu durumda yaymayı arttırmanın enerji verimliliğini geliştirmesidir. İkinci saptama , girişim beyaz gürültüde olduğu gibi geniş bandlı ise yaymayı arttırmak enerji verimliliğini arttırmaz. Çünkü bu durumda girişim gücü  $J$  , doğrudan işaret band genişliği  $B_s$  ile artar.**

**Band genişliği kullanım verimliliğini bulmak için not edilebilir ki ;**

$$R_m = \frac{1}{t_m}$$

**Şimdi band genişliği kullanım verimliliği şu şekilde yazılabilir ;**

$$\frac{B_s}{2 \cdot R_m} = \frac{B}{R}$$



**ŞEKİL V-6 : BİR YAYILMIŞ SPEKTRUMLU SİSTEM İÇİN ENERJİ VE BAND GENİŞLİĞİ KULLANIMI**

Belirtmeliyiz ki  $B_s / 2$  değeri işaretin enerji band genişliğine eşit olmasından dolayı kullanılır.  $B / R$  yayma ile doğrusal olarak artar. Bundan dolayı band genişliği kullanım verimliliği, yayılmış spektrumlu işaretin band genişliğinin artmasıyla zayıflar. Enerji ve band genişliği kullanım verimliliği için elde ettiğimiz sonuçlar birleştirilir ise ;

Yayılmış spektrumlu işaretin band genişliği ile karşılaştırıldığında dar bandlı sayılan girişim işareti durumu için ;

$$\begin{aligned} \frac{E_b}{N_0} &= (SNR)_0 \cdot \left[ \frac{1}{2} + \frac{J}{2 \cdot N_0 \cdot R_m \cdot (B/R)} \right] \\ &= \frac{1}{2} \cdot (SNR)_0 \cdot \left[ 1 + \frac{J/N_0 \cdot R_m}{B/R} \right] \end{aligned} \quad (V - 27)$$

**Girişim yayılmış spektrumlu işarete oranla geniş bantlı ise ;**

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{1}{2} \cdot (SNR)_o \cdot \left[ 1 + \frac{J_0}{N_0} \right] \quad (V - 28)$$

**$J_0$  miktarı girişimli işaretin spektral yoğunluğu olarak tanımlanır . Bu sonuçlar Şekil V - 6 'da görülen enerji kullanım verimliliği - band genişliği kullanım verimliliği grafiğinde gösterilmiştir.**

## VI - ) MİNİMUM KAYDIRMALI ANAHTARLAMA ( MSK ) MODÜLASYONU

Minimum kaydırmalı anahtarlama ( MSK ) , 1960 'ların başlarında ortaya çıkan spektral verimliliği yüksek bir modülasyon tekniğidir. MSK , modülasyon sistemlerinin bir alt sınıfını oluşturan ve sürekli faz modülasyonu ( CPM ) olarak adlandırılan sınıfa dahildir. Mükemmel yakın spektral karakteristiklerinden dolayı bandgenişliği verimlilikli bir modülasyon tekniğidir.

MSK , sürekli fazlı , ikili frekans kaydırmalı anahtarlamanın ( FSK ) modülasyon indeksi 0,5 olan özel bir şekli olarak görülebilir. Faz sürekliliği sağlanarak ve tutarlı demodülasyon kullanılarak elde edilecek işaret - gürültü oranı ( SNR ) başarımı , faz kaydırmalı anahtarlamanınkiyle ( BPSK ) aynıdır. Faz sürekliliği frekans domeninde iştenmeyen spektral yan kulakçıkların azalmasını sağlar. Herhangi bir modülasyon şeklinde taşıyıcı fazını sürekli yapmanın temel nedeni budur. Faz sürekliliği spektral yararlarının yanında güvenilir bir bir kodlama fazlalığı ve hata kontrol özelliklerini sağlar.

Son yirmi yılda MSK , ( veya MSK 'nın çeşitleri ) band genişliği ve güç verimlilikli haberleşme sistemlerinde , gezgin uydu sistemlerinde , yüksek hızlı mikrodalga sistemlerinde ve yayılmış spektrumlu sistemlerde uygulama alanı bulmuştur. MSK 'nın temel bandda süzgeçlenmiş bir çeşidi olan ve " Gauss dağılımlı MSK" olarak adlandırılan bir çeşidi , avrupa sayısal haberleşme sistemi GSM ( Global System Mobile ) ve DECT uygulamalarında kullanılmaktadır. Bu uygulamalarda , güçlü demodülasyon teknikleri ve yüksek SNR verimliliği gerekli olan özelliklerdir.

Bu modülasyon tekniklerinin pratikteki uygulamaları , etkili faz izleme algoritmalarına duydukları gereksinim ile sınırlanmıştır. Viterbi algoritması { 12 } , eşzamanlı olarak faz kestirimi ve veri sezme özellikleri ile bu temel problemin üstesinden gelir. Viterbi algoritması ile özel faz izleme sistemlerine olan gereksinim ortadan kalkar. Bu algoritma , önceki ve sonraki işaretlerin incelenerek şu andaki faz ve verinin kestirildiği bir yöntemdir. Klasik alıcılarda bir faz kilitleme döngüsü , fazı sadece geçmiş işaret fazını dikkate alarak kestirir. Buna karşın olarak açık döngü tasarımı sonraki işaretin fazını da dikkate alır.

Buna karşın MSK için demodülasyon yapısının geliştirilme çalışmaları sürmektedir. MSK ile hata kontrollü kodlamanın verimli bileşimleri , bu modülasyon

şeklinin gelecekteki uygulamalar için önemli bir başlangıç noktası olduğunu göstermektedir.

MSK ' yı kodlama ile kullanma durumunda , MSK 'nın yapısında olan kodlama özellikleri göz önüne alınmalıdır. Kodlama ile modülasyonun ve kod detayları ile modülasyon işaret kümesi detaylarının düzenlenmesi MSK 'yı etkili bir teknik olarak ortaya çıkartır. İşaret kümesini genişletecek olan bu teknik kodlanmış MSK olarak adlandırılır.

Faz sürekliliği , MSK 'ya bellekli bir yapı dolayısıyla hata kontrol özellikleri kazandırır. Faz sürekliliğine sahip olması nedeni ile MSK , kodlama ile modülasyon tekniklerinin bir bileşimi olarak dikkate alınabilir. Aynı zamanda MSK 'nın farklı çeşitleri hata kontrolüne sahip , hafif faz süresizliliğine sahip olanlar olarak dikkate alınabilir. Elde edilecek sonuçlar diğer sürekli faz modülasyonlarına ( CPM ) genelleştirilebilir.

## VI - 1 ) ÖNBİLGİLER

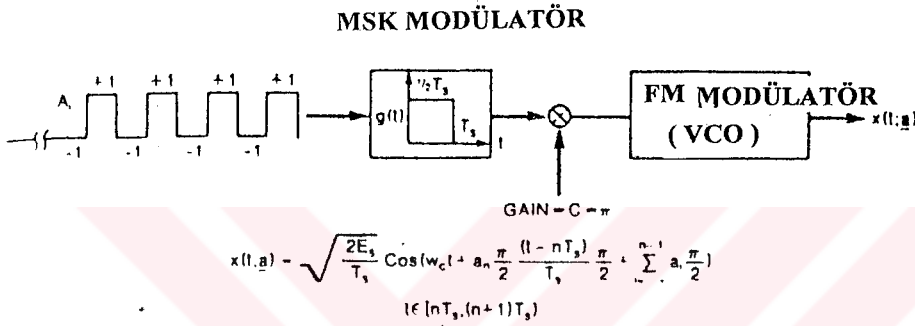
Daha sonra ayrıntılı olarak incelenecek olan overlay modülasyonu ve MSK 'nın spektrumunu yayma işlemine bir giriş yapalım.

Şebeke uygulamalarında elimize ulaşan veri yığımında veri tipi , dizi numarasının uzunluğu , üreticinin özellikleri ve alıcının özellikleri gibi bağlantıbaşı bilgileri vardır. Bu bağlantıbaşı bilgilerinin hızı genellikle veri hızından çok daha küçüktür. Yüksek hızlı veri ve düşük hızlı bağlantıbaşı bilgilerinin her ikisinde bir haberleşme kanalı üzerinden iletilmesi istenir. Klasik yaklaşıma göre bu problemin çözümü , veri ve bağlantıbaşı bilgilerinin ayrı taşıyıcılarda taşınması veya zaman paylaşımli çoklu erişim ( TDMA ) uygulaması ile olur. Omura ve Sadr { 49 }, düşük hızlı ve yüksek hızlı işaretin bandgenişliği verimlilikli CPM işareti üzerinde doğrudan üstüste konulabildiği bir yaklaşım önermişlerdir. Bu yaklaşımda zaman paylaşımli uygulamalardan farklı olarak kullanılacak toplam gücün tamamının sürekli bir iletimde kullanılması sözkonusudur. Overlay adı verilen bu yaklaşımda , yüksek hızlı veri kaynağını modüle etmek için yüksek hızlı verinin her N biti için düşük hızlı bir adet modülasyon terimi eklenmektedir. Overlay modülasyonu CPM işaretlerin birçok türü için uygulanabilmektedir. Biz ise overlay 'in MSK için uygulanmasını inceleyeceğiz . Düşük

ve yüksek hızlı veri dizisini eşzamanlı olarak kestirebilmek için Viterbi Algoritmasını kullanacağız.

Spektral yayma işlemi vericide yüksek ve düşük hızlı verinin üretilmesi aşamasında uygulanır. Buna karşın işaretin toparlanması işlemi alıcıda işaretin kestiriminden sonra uygulanır.

## VI - 2 - ) MSK İŞARETİN EŞZAMANLI OLARAK FAZ İZLENMESİ VE VERİ KESTİRİMİ



ŞEKİL VI - 1 -) MSK MODÜLATÖR

Bu bölümde ,  $E_s$  iletilen işaretin enerjisini ,  $T_s$  saniye cinsinden işaret görev süresini ,  $a_k \in \{+1, -1\}$  olmak üzere bilgi işaretini ,  $f_c$  taşıyıcı frekansını ve  $g(t)$  önmodülasyon süzgecinin göstermektedir. MSK , sürekli faz modülasyonlu ( CPM ) işaretlerin en basit şeklidir. Şekil VI - 1 bir MSK modülatörünü göstermektedir. Önmodülasyon süzgecinin çıkışı şu şekilde olur ;

$$\int_0^{t-nT_s} g(\tau) \cdot d\tau = \begin{cases} 0 & t \leq n \cdot T_s \\ \frac{t-n \cdot T_s}{2 \cdot T_s} & n \cdot T_s \leq t < (n+1) \cdot T_s \\ \frac{1}{2} & (n+1) \cdot T_s \leq t \end{cases}$$

Bu nedenle ,  $n \cdot T_s \leq t < (n+1) \cdot T_s$  aralığı için iletilen MSK işareti şöyle olur ;



$$x(t; a) = \sqrt{\frac{2 \cdot E_s}{T_s}} \cdot \cos \left( \omega_c \cdot t + \frac{\frac{\pi}{2} \cdot a_n \cdot (t - n \cdot T_s)}{T_s} + \sum_{i=0}^{n-1} \frac{\pi}{2} \cdot a_i \right)$$

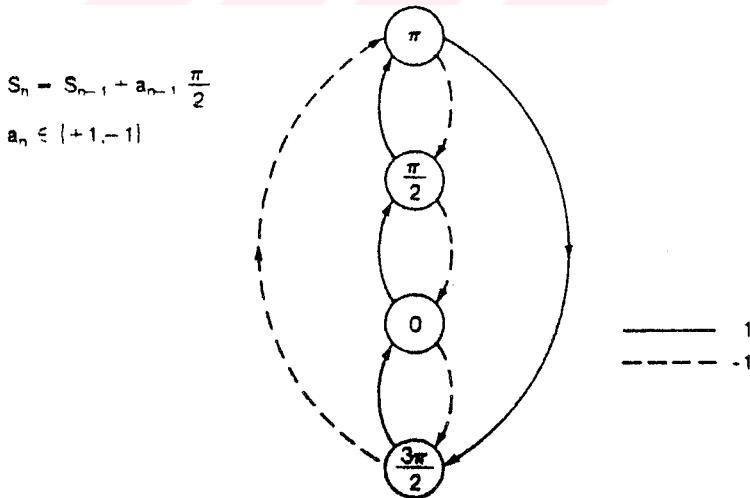
n . zaman aralığında “ durum “ ifadesini şu şekilde tanımlayalım ;

$$S_n = \sum_{i=0}^{n-1} \frac{\pi}{2} \cdot a_i \quad \text{mod } \text{ülo } 2\pi$$

$a_i \in \{ +1, -1 \}$  olduğu sürece ayrık işlev  $S_n$  sadece dört değer alabilir. Bu nedenle MSK işaretin “ faz uzayı “ ,  $\Phi = \{ 0, \pi/2, \pi, 3\pi/2 \}$  olur. Bu durum için “ durum değişim uzayı “ şu şekilde olur ;

$$S_n = S_{n-1} + \frac{\pi}{2} \cdot a_{n-1} \quad \text{mod } \text{ülo } 2\pi \quad S_n \in \Phi$$

Durum dönüşüm eşitliği Şekil VI - 2 'de görüldüğü gibi durum diyagramı ile de gösterilebilir .



ŞEKİL VI - 2 -) MSK KONUM ŞEMASI

Pratikte , ideal faz referansının sınırlamaları ile iletilen MSK işareti şu şekilde olur ;

$$x(t; a, \varphi) = \sqrt{\frac{2 \cdot E_s}{T_s}} \cdot \text{Cos} \left( \omega_c \cdot t + \frac{\Pi}{2} \cdot a_n \cdot \frac{(t - n \cdot T_s)}{T_s} + \frac{\Pi}{2} \cdot \sum_{i=-\infty}^{n-1} a_i + \varphi(t) \right)$$

Burada ,  $\varphi(t)$  , birim çember üzerindeki stokastik bir işlevdir. Pratikte  $\varphi(t)$  genellikle yavaş değişimli rasgele bir işlevdir. Bu nedenle faz işlemi  $i = 0, 1, \dots$  aralıklarında , her  $t \in \{ i \cdot T_s, (i+1) \cdot T_s \}$  süresi boyunca sabit olduğu varsayılır.

Yaklaşımımıza göre , faz uzayı  $\{0, 2\pi\}$  aralığını , Şekil VI - 3a 'da görüldüğü gibi  $Q$  eşit aralığa bölünüp kuantalanmaktadır. Kuantalanmış faz uzayı  $\Phi = \{0, \Delta, 2\Delta, \dots, (Q-1)\Delta\}$  olur. Burada  $\Delta = 2\pi / Q$  dur.  $\varphi(t)$  ifadesi,  $\Theta_i = \Theta_{i-1} + \varphi_i \text{ mod } 2\pi$  ,  $\Theta_i \in \Phi$  durumundaki ayrık Markov zinciri  $\{\Theta_i\}$  ile temsil edilebilir. Burada  $\varphi_i$  raslantısal bir dizidir.

Şekil VI - 3b , 16 düzeyde kuantalanmış faz uzayını ve ilk faz değerlerinin  $\pi/2$  ve  $3\pi/2$  olma durumu için faz değişimlerini göstermektedir. " 1 biti " iletilirse,  $+\pi/2$  'lik bir dönme , " 0 biti " iletilirse  $-\pi/2$  'lik bir dönme neden olur. Faz yığılması , sonraki duruma uygun düşen komşu faz değerlerinin dönüşümüne benzer şekilde modellenir.  $\varphi \in \{-\Delta, 0, +\Delta\}$  varsayımı , rasgele faz işlevi  $\Theta_i$  ( mod  $2\pi$  ) 'nin sadece kuantalanmış komşu faz değerlerine atlayabileceği ve bir simge aralığı  $T_s$  saniye boyunca aynı kaldığı anlamını taşır. Markov zinciri modeli (  $\Theta_i$   $i = 0, 1, 2, \dots$  ) karakteristik olarak doğru faz işlevi  $\varphi(t)$  'ye kuantalanmış bir kestirim yaklaşımıdır. Yeterli kuantalama değerleri ile gerekli olan doğruluğu sağlar. Genel olarak kuantalama değerinin bir değerinin ötesinde daha yüksek yapılması sonuçtaki başarıma etki etmez. Bu durum için durum dönüşüm eşitliği şu şekilde olur ;

$$S_n = S_{n-1} + \frac{\Pi}{2} \cdot a_{n-1} + \varphi_{n-1} \text{ mod } 2\pi \quad (\text{VI-1})$$

Burada  $S_n \in \Phi$  ,  $a_n \in \{+1, -1\}$  ve  $\varphi \in \{-\Delta, 0, +\Delta\}$  dir.

İletilen işaret  $x(t, a)$  , çift yönlü spektral yoğunluğu  $N_0/2$  olan toplamsal beyaz gauss gürültüsü ile bozulmuştur. Alıcının amacı , gözlenen işaret  $y(t) = x(t, a) + n(t)$  'yi kullanarak verinin en iyi kestirimini bulmaktır. Optimal alıcı , gürültü ile bozulmuş bir

veri dizisini gerçek veri dizisi ile bire bir uygun şekilde kestirmek üzere ayrılmış faz elemanlarını içerir.

Optimum alıcı yapısını bulmak için en büyük sonsal kestirim kuralı ( MAP ) kullanılır. Bu kestirim kuralı , alınıp incelenen  $y$  vektöründe veri ve fazın ortak olasılığını en büyük yapacak  $(a, \varphi)$  dizi çiftini seçer. Bu şu şekilde yazılabilir ;

$$(a, \varphi) = \max_{(a, \varphi)} P(a, \varphi / y)$$

Buradaki  $a$  ve  $\varphi$  ,  $k$  boyutlu vektörlerdir. Faz ve veri bağımsız işlevlerdir ve  $P(y)$  maksimizasyondan etkilenmez. Buna ek olarak  $a_n$  'in eşit olasılıklı alfabe olduğu kabul edilir (  $U = \{+1, -1\}$  ,  $P(a_1 = 1) = P(a_1 = -1) = 1/2$  ). Koşullu olasılık yoğunluğu  $p(y/a, \varphi)$  'nin maksimizasyonu bu durumda Gauss dağılımı gösterir.  $p(y/a, \varphi)$  olasılığı , incelenen  $y(t)$  işareti ile iletilen işaret  $x(t; (a, t))$  'nin içindeki bileşen olan  $L_2(0, k.T_s)$  'nin ( Hilbert uzayı ) maksimizasyonu ile gösterilebilir. Bu kural şu şekilde verilebilir ;

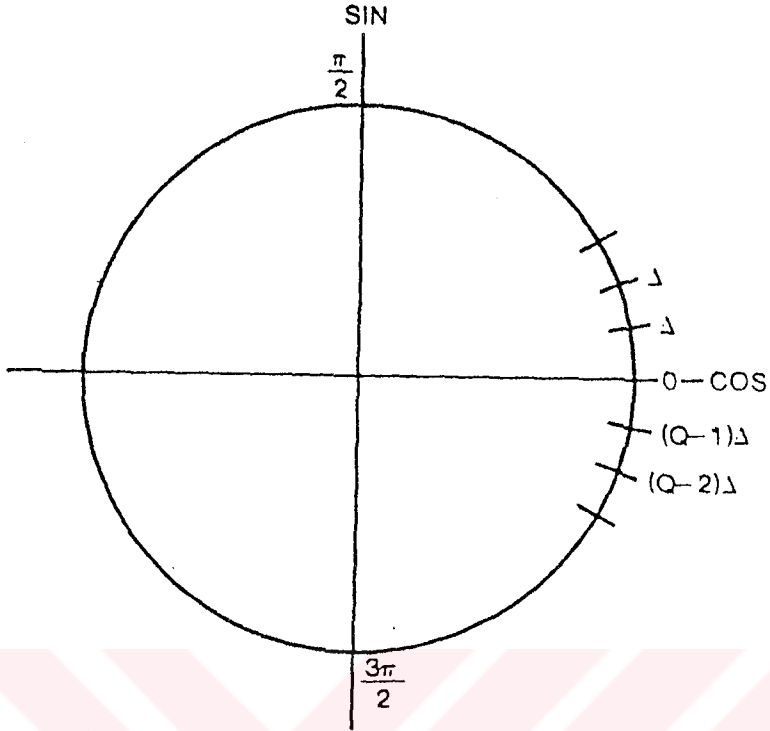
$$\max_{(a, \varphi)} \int_0^{k.T_s} x(t; (a, \varphi)) \cdot y(t) \cdot dt - \sum_{i=0}^k \frac{N_0}{2} \cdot \ln P(\varphi_i)$$

Yukarıdaki eşitliği basitleştirmek üzere ifade;  $y(t)$  ,  $x(t)$  'nin faz ve ikinci boyut bileşenlerinin ayrı ifadeleri ile belirtilebilir. Bu , şu şekilde gösterilebilir ;

$$\begin{aligned} y_{n,c}(a_n) &= \int_{n.T_s}^{(n+1).T_s} \sqrt{\frac{2 \cdot E_s}{T_s}} \cdot \cos\left(\omega_c \cdot t + \frac{\Pi}{2} \cdot a_n \cdot \frac{(t-n.T_s)}{T_s}\right) \cdot y(t) \cdot dt \\ y_{n,s}(a_n) &= - \int_{n.T_s}^{(n+1).T_s} \sqrt{\frac{2 \cdot E_s}{T_s}} \cdot \sin\left(\omega_c \cdot t + \frac{\Pi}{2} \cdot a_n \cdot \frac{(t-n.T_s)}{T_s}\right) \cdot y(t) \cdot dt \end{aligned} \quad (\text{VI-2})$$

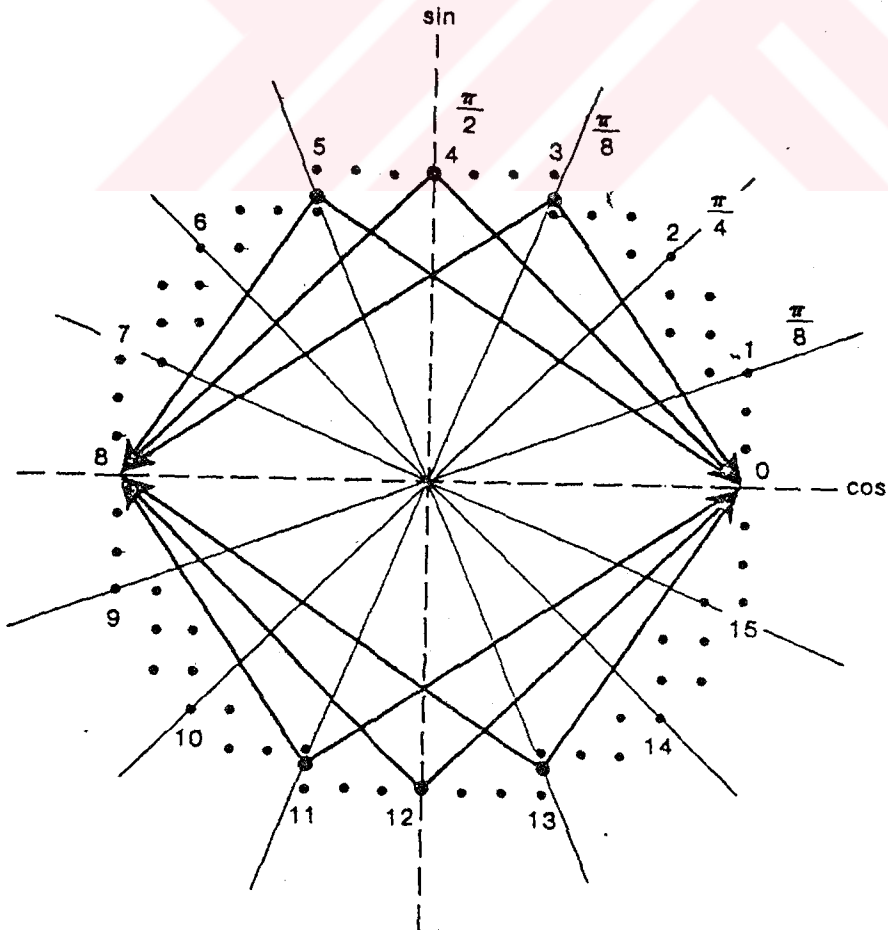
$$\{\varphi(t)\} \leftrightarrow \{\theta_n = \theta_{n-1} + \varphi_{n-1}\} \quad \varphi_{n-1} \in [-\Delta, 0, \Delta]$$

$$\Phi = \{0\Delta, 2\Delta, \dots, (Q-1)\Delta\} \quad \Delta = 2\frac{\pi}{Q}$$



ŞEKİL VI-3 -) (a) - KUANTALANMIŞ FAZ UZAYI

(b) - FAZ KONUMU DÖNÜŞÜM İŞLEVI



MSK KONUM DÖNÜŞÜM EŞİTLİĞİ

$$S_n = S_{n-1} + a_{n-1} \frac{\pi}{2} + \varphi_{n-1}$$

Burada bir tanımlama yaparsak ;

$$m(y_n; a_n, \varphi_n, S_n) = \int_{n \cdot T_s}^{(n+1) \cdot T_s} y(t) \cdot x(t; (a, \varphi)) \cdot dt$$

(VI- 2) eşitliklerini kullanarak, “ dal metriği“ şu şekilde verilebilir ;

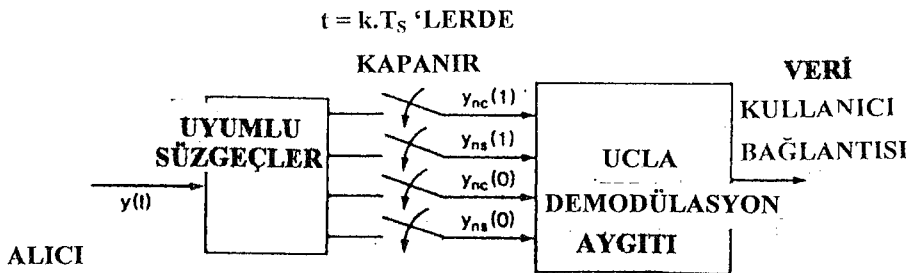
$$m(y_n; a_n, \varphi_n, S_n) = y_{n,c}(a_n) \cdot \cos(S_n + \varphi_n) + y_{n,s}(a_n) \cdot \sin(S_n + \varphi_n) \quad (\text{VI- 3})$$

Bu gösterimde  $y_n \in R_4$  ‘tür ( dört boyutlu öklit uzayı ) ve  $y_n = ( y_{n,c}(1), y_{n,c}(-1), y_{n,s}(1), y_{n,s}(-1) )$  dir.

Daha ileri bir varsayım yaparak faz işlevi  $\varphi_i \in \{ -\Delta, 0, +\Delta \}$  ‘nin faz değerlerinin sadece kuantalanmış komşu faz değerlerine atlayabileceğini düşünebiliriz. Eğer bu dönüşüm eşit olasılıklı oluyorsa ;  $p(\varphi = 0) = p(\varphi = -\Delta) = p(\varphi = \Delta) = 1/3$  olur. Özet olarak işlev , şu şekilde matematiksel bir  $(a, \varphi)$  çifti bulmaya dönüşür ;

$$\max_{(a, \varphi)} \sum_{i=0}^k m(y_i; a_i, \varphi_i, S_i)$$

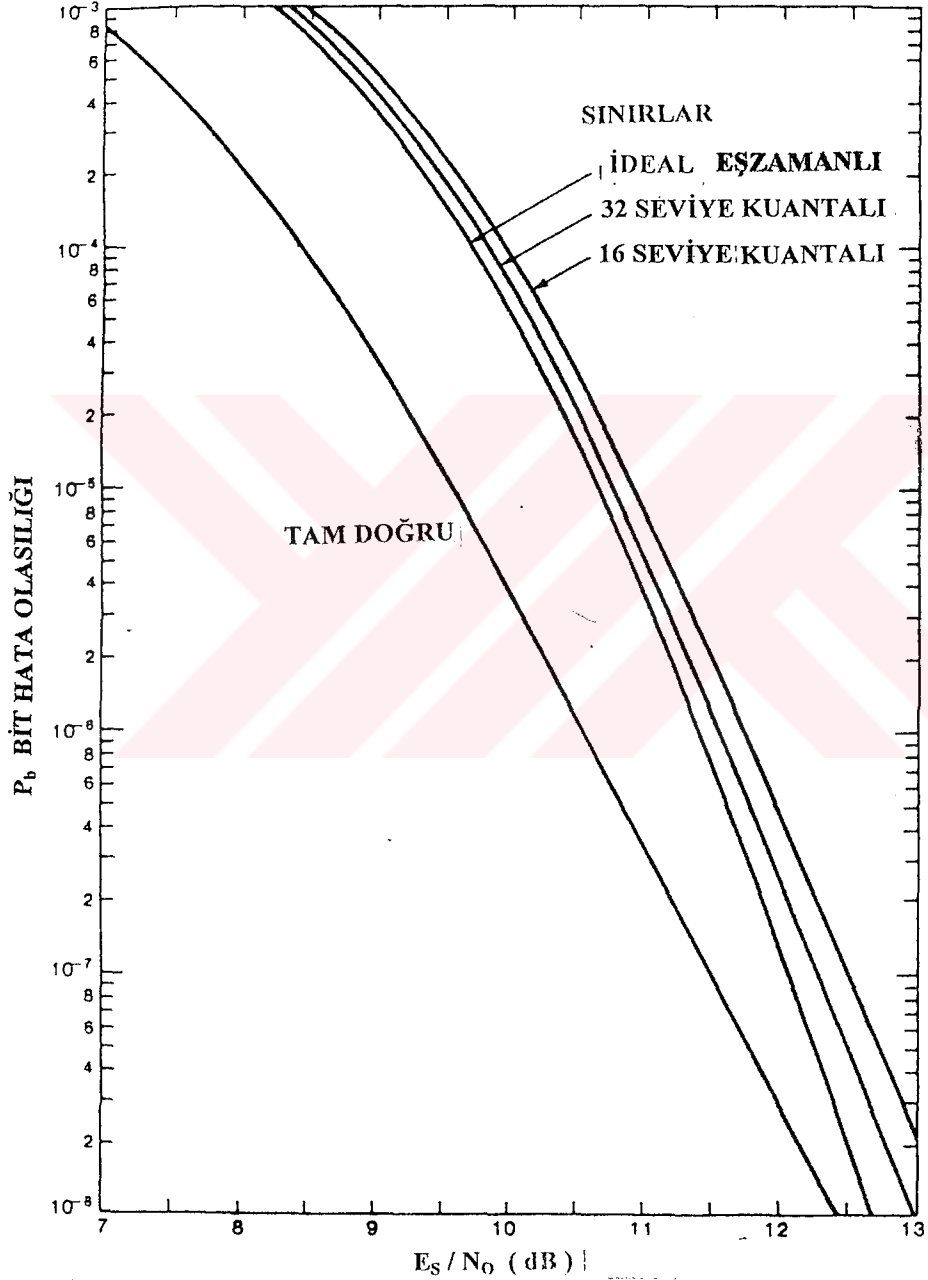
Viterbi algoritması , yukarıdaki maksimizasyon probleminin dinamik bir çözümünü verir. Sonuçta elde edilen demodülatör Şekil VI - 4 ‘te gösterilmiştir.



ŞEKİL VI - 4 -) UCLA DEMODÜLASYON AYGITI

Bu demodülatör için bit hata olasılığı üst sınırı , işaret - gürültü oranının  $(( E_s / N_0 ) \text{ dB})$  bir işlevi olarak Şekil VI - 5 ‘te gösterilmiştir. Çizim , ideal olarak bilinen faz durumu ve bilinmeyen faz durumunda 16 ve 32 düzeyli kuantalama  $( Q = 16$

, 32 ) için çizilen eğriler içermektedir. Üst sınır , bilinen tamsayı faz değerinin ideal durumundan 1 dB kadar farklıdır.



ŞEKİL VI-5 -) MSK İÇİN VİTERBİ ALGORİTMASI KULLANILDIĞINDA  
BİT HATA OLASILIĞI

### VI-3 - ) OVERLAY 'Lİ MSK

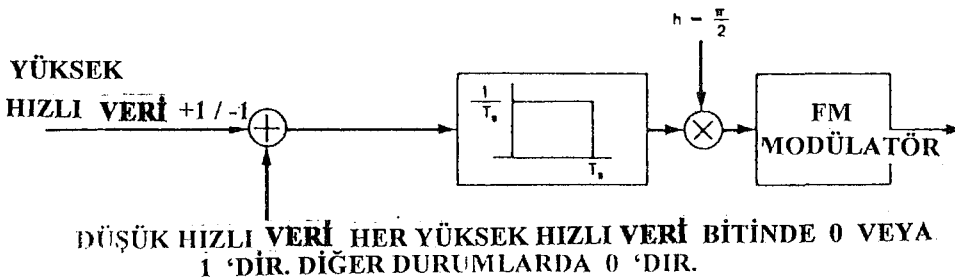
Overlay 'li MSK için demodülatör yapısı Şekil VI - 6 'da görülmektedir. Bu durumda ;

$n \cdot T_s \leq t < (n+1) \cdot T_s$  için iletilen işaret şöyle olur ;

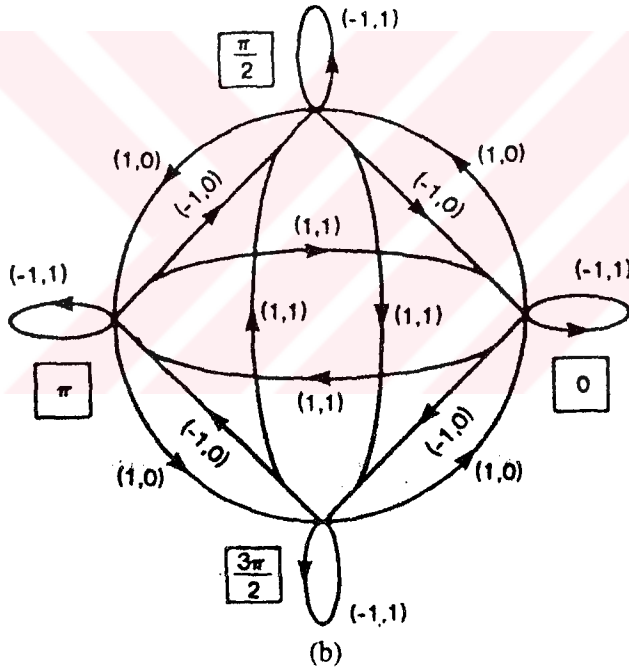
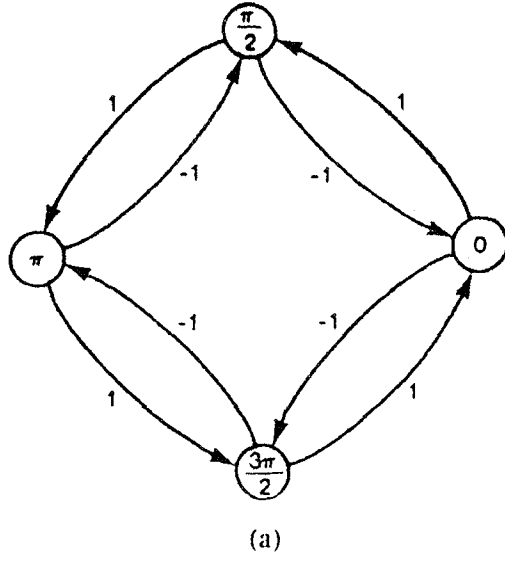
$$x(t, a, b) = \sqrt{\frac{E_s}{2 \cdot T_s}} \cdot \cos \left( \omega_c \cdot t + (a_n + b_n) \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \frac{(t - n \cdot T_s)}{T_s} + \sum_{i=0}^{n-1} (a_i + b_i) \cdot \frac{\pi}{2} \right)$$

Burada bütün  $n \neq i \cdot N \cdot T_s$  'ler için overlay dizisi  $b_n = 0$  olur.  $n = i \cdot N \cdot T_s$  için  $i = 0, 1, 2, \dots$  iken  $b_n \in \{0, 1\}$  dir. Bütün  $n$  'ler için veri dizisi  $a_n \in \{+1, -1\}$  dir. Burada  $N$ , yüksek hızlı  $a_i$  'nin düşük hızlı  $b_i$  'ye hız oranıdır. Bu durumda iki ayrı giriş alfabeti vardır.  $U = \{+1, -1\}$  veri giriş alfabetidir ve  $B = \{0, 1\}$  overlay giriş alfabetidir. Overlay alfabeti periyodik ve periyodu  $N$  olarak kullanılır. Böylece  $n = i \cdot N$  ise  $U_n = U \oplus B$  olur. ( Burada  $\oplus$  simgesi kartezyen toplama işlemi gösterir. ) Diğer durumlarda ise  $U_n = U$  olur. Bunları gözönüne alarak durum dönüşüm eşitliğini şu şekilde tanımlayabiliriz ;

$$S_{n+1} = \begin{cases} S_n + (a_n + b_n) \cdot \frac{\pi}{2} & ; n = i \cdot N, a_n \in \{-1, +1\}, b_n \in \{0, 1\} \\ S_n + a_n \cdot \frac{\pi}{2} & ; \text{dişında} \end{cases}$$



ŞEKİL VI - 6 - ) OVERLAY MODÜLATÖRLÜ MSK

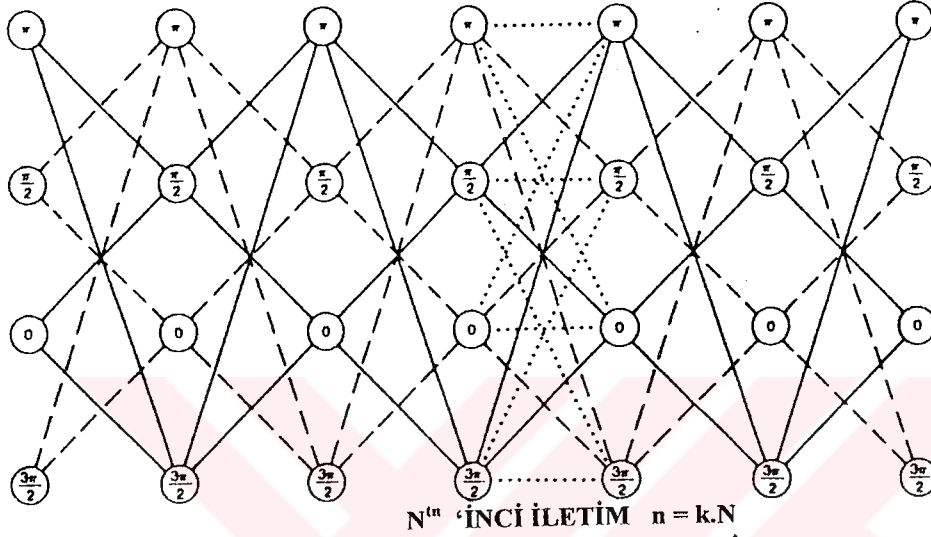


ŞEKİL VI - 7 -) OVERLAY'LI MSK'NİN DURUM DİYAGRAMLARI

Faz durumu işlevi  $S_n$ , genel MSK 'daki gibi  $\varphi$  ;  $0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$  değerlerini alabilir. Overlay periyodu için durum diyagramı Şekil VI - 7b 'de görülmektedir . Overlay bit aralığı  $i . N . T_s$  süresince durum diyagramının her dallanmasındaki  $(a_i, b_i)$  çifti modülâtör girişindeki iletimi belirtir.  $n \neq i . N . T_s$  süresince durum diyagramı sadece  $a_i$  dizisi ile yönlendirilen MSK iletimi gibi olur.



Şekil VI - 8 'deki kafes diyagramı , ilk faz değerleri 0 ve  $\pi$  radyan iken Şekil VI - 7b 'deki diyagramın zaman değişimine göre yapısını göstermektedir. Kesikli çizgiler ise , ilk faz değerleri  $\pi / 2$  ve  $3\pi / 2$  radyan için aynı çizimdir. Bu iki çizim şekli ( düz ve kesikli çizgiler ) overlay periyodu süresi dışında asla üstüste çakışmazlar.



ŞEKİL VI-8 -) OVERLAY'LI MSK'NİN KAFES DİYAGRAMI

Demodülatör , yüksek hızlı ve düşük hızlı bilgi kestirimini eşzamanlı olarak gerçekleştirir. Bu , rasgele fazlı MSK için formüle edilmiş eşzamanlı faz izleme veri kestirimi yaklaşımımızın doğrudan bir sonucudur. Görülmektedir ki optimum demodülatör yapısı Viterbi algoritmasını içerir ve ;

$$\max_{(a,b)} = \sum_{n=0}^{\infty} m(y_n; (a_n + b_n), S_n)$$

olacak şekilde bir  $(a, b)$  çifti bulunur. Dal metriği  $m(y_n; (a_n, b_n), S_n)$  ise şu şekilde olur ;

$$m(y_n; a_n, S_n) = y_{nc}(a_n) \cdot \cos S_n + y_{ns}(a_n) \cdot \sin S_n$$

$$1 - ) \quad y_n \in R_4 \text{ (dört boyutlu Ölit uzayı)}$$

$$y_n = (y_{nc}(-1), y_{nc}(1), y_{ns}(-1), y_{ns}(1))$$

Bu gösterilim ,  $n \neq k \cdot N$   $k = 1, 2, 3, \dots$  olmak üzere bütün  $n$  'ler için geçerlidir.

$$m(y_n; (a_n + b_n), S_n) = y_{nc}(a_n + b_n) \cdot \cos S_n + y_{ns}(a_n + b_n) \cdot \sin S_n$$

2 - )  $y_n \in R_8$  (sekiz boyutlu *Öklit* uzayı)

$$y_n = (y_{nc}(2), y_{nc}(1), y_{nc}(0), y_{nc}(-1), y_{ns}(2), y_{ns}(1), y_{ns}(0), y_{ns}(-1))$$

Bu gösterilim ,  $n = k \cdot N$   $k = 1, 2, 3, \dots$  olmak üzere bütün  $n$  'ler için geçerlidir.

Demodülatör ,  $n = k \cdot N$   $k = 1, 2, 3, \dots$  durumunda sekiz adet ilişki alıcısı kullanmak durumundadır. Bu da daha karmaşık bir donanıma gereksinim duyduğu anlamına gelir.

#### VI - 4 - ) YAYILMIŞ SPEKTRUMLU MSK ( SS - MSK )

Yayılmış spektrumlu MSK sistemlerinde spektrumu yaymak için genellikle doğrudan dizili yayma tekniği kullanılır.

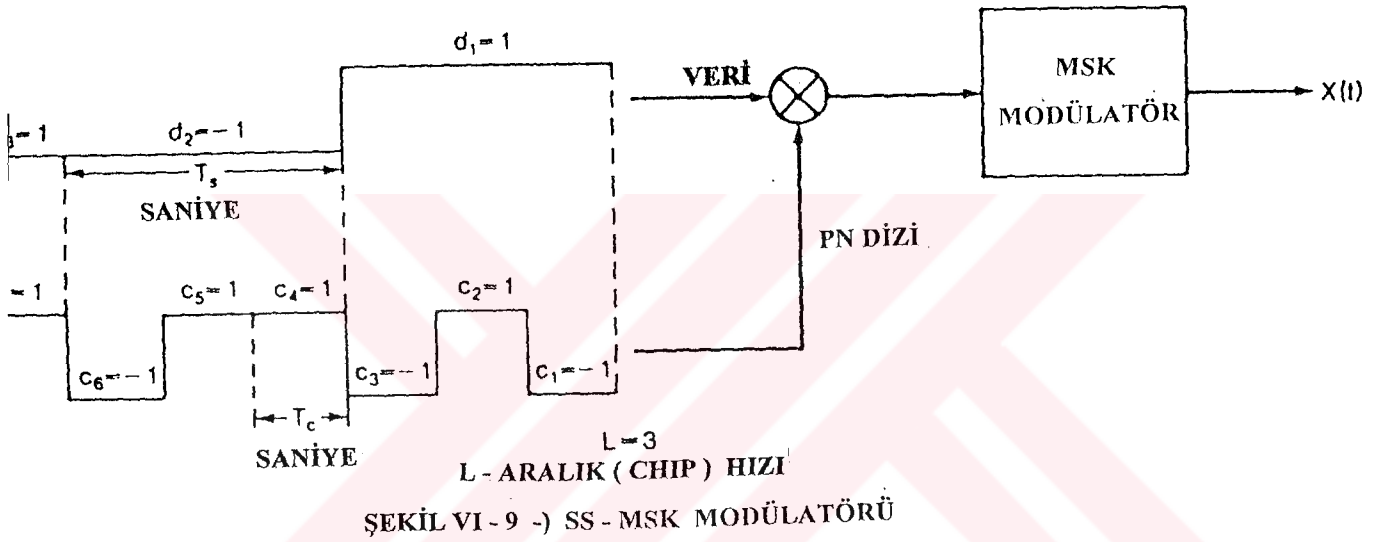
Bu bölüm boyunca PN dizi  $C_i \in \{ +1, -1 \}$  , veri dizisi  $d_i \in \{ +1, -1 \}$  ile çarpılacaktır ve sonuç , Şekil VI - 9 'da görüldüğü gibi MSK modülatörüne gidecektir. Şekil VI - 9 , her veri simgesi süresince üretilen PN simge sayısı  $L$  iken ,  $L = 3$  için çizilmiştir. Böylece  $T_s = L \cdot T_c$  olacaktır. Burada  $T_c$  bir PN simgenin görev süresidir. İletilen işaret şu şekilde olur ;

$$x(t; d) = \sqrt{\frac{E_s}{2 \cdot T_s}} \cdot \cos \left( \omega_c \cdot t + d_m \cdot C_n \cdot \frac{(t - n \cdot T_c)}{n \cdot T_c} + S_n \right)$$

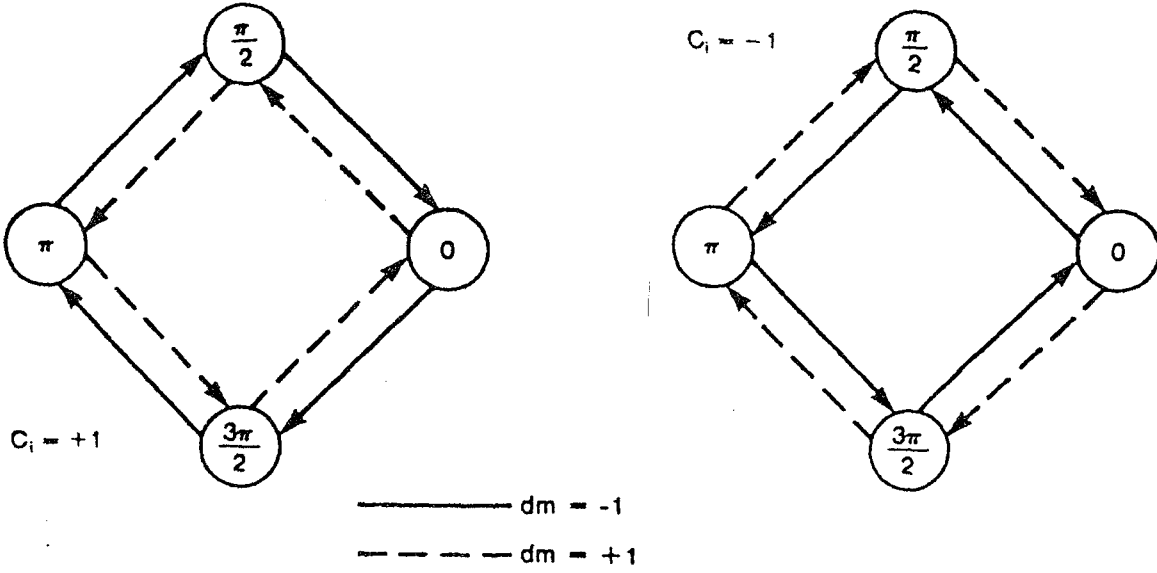
Bu gösterilim ,  $n \cdot T_c \leq t < (n + 1) \cdot T_c$  aralığında geçerlidir. Burada  $C_n$  ;  $n$  . PN simgesini gösterir ve  $C_n \in \{ +1, -1 \}$  dir. Yine  $d_m$  ,  $m$  . veri simgesini gösterir ve  $d_m \in \{ +1, -1 \}$  dir. Durum dönüşüm eşitliği ise şu şekilde olur ;

$$S_{n+1} = S_n + d_m \cdot C_n \cdot \frac{\Pi}{2} \quad \text{mod } 2\pi$$

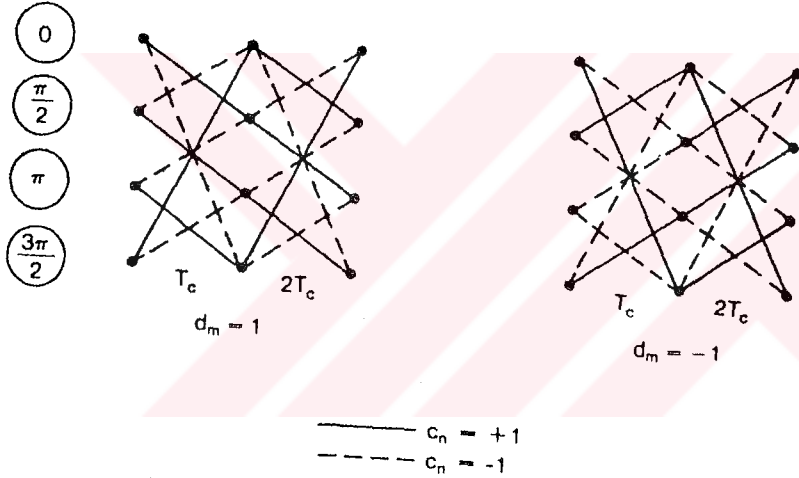
Burada ,  $m = \{ \{ n / L \} \}$  dir.  $\{ \{ \}$  işleminin , içindeki değerden büyük ya da eşit olan en küçük tam sayıyı gösterir ve içindeki değerinin “ tavanı “ olarak adlandırılır. Sabit bir simge zamanı  $m \cdot T_s$  için  $d_m$ ’i basitçe  $d$  olarak göstereceğiz.



PN dizili bir MSK için bir çift durum diyagramı ve kafes gösterimi Şekil VI - 10 ve Şekil VI - 11 'de gösterilmiştir. Pozitif  $C_i$  için bütün dönüşümler , Şekil VI - 2 'de gösterilen MSK durum dönüşüm diyagramı ile benzerlik gösterir. Ancak negatif  $C_i$  için faz durumları arasındaki tüm dönüşümler ters döner. Bu işlem , birim daire çevresinde PN dizisine bağlı olarak saat yönünde ya da ters yönde olduğu belirlenen rasgele faz dönmesi olarak görülebilir. PN dizi  $\{ C_i \}$  , kullanma yetkisi olan alıcı tarafından bilinir ve bu şekilde her  $T_c$  saniye boyunca hangi durum diyagramının kullanılacağı belirlenir.



ŞEKİL VI-10 -) SS-MSK İÇİN DURUM DİYAGRAMLARI



ŞEKİL VI-11 -) SS-MSK İÇİN KAFES DİYAGRAMI

### VI-5 -) YAYILMIŞ SPEKTRUMLU MSK (SS-MSK) İÇİN BASİTLEŞTİRİLMİŞ BİR ALICI TASARIMI

Bir yayılmış spektrumlu haberleşme alıcısının,  $y(t; d) = x(t; d) + J(t)$  şeklinde aldığı işaret için kasıtlı parazite direnç göstermesi istenir.  $J(t)$  kasıtlı paraziti toplamsal beyaz Gauss süreci ile modelleneyecektir.

Sabit bir  $m$  değeri ile,  $m \cdot T_c \leq t < (m+1) \cdot T_c$  simge aralığını dikkate alarak; alınan işaret her  $i \cdot T_c \leq t < (i+1) \cdot T_c$  aralığında incelenir ve veri kestirimi  $d$ , her  $L \cdot T_c$  saniye sonunda yapılır.  $L$ 'nin oldukça büyük bir değer olduğunu tekrar belirtelim.

Optimal alıcı , her simge zaman aralığı  $T_s$  süresince ;

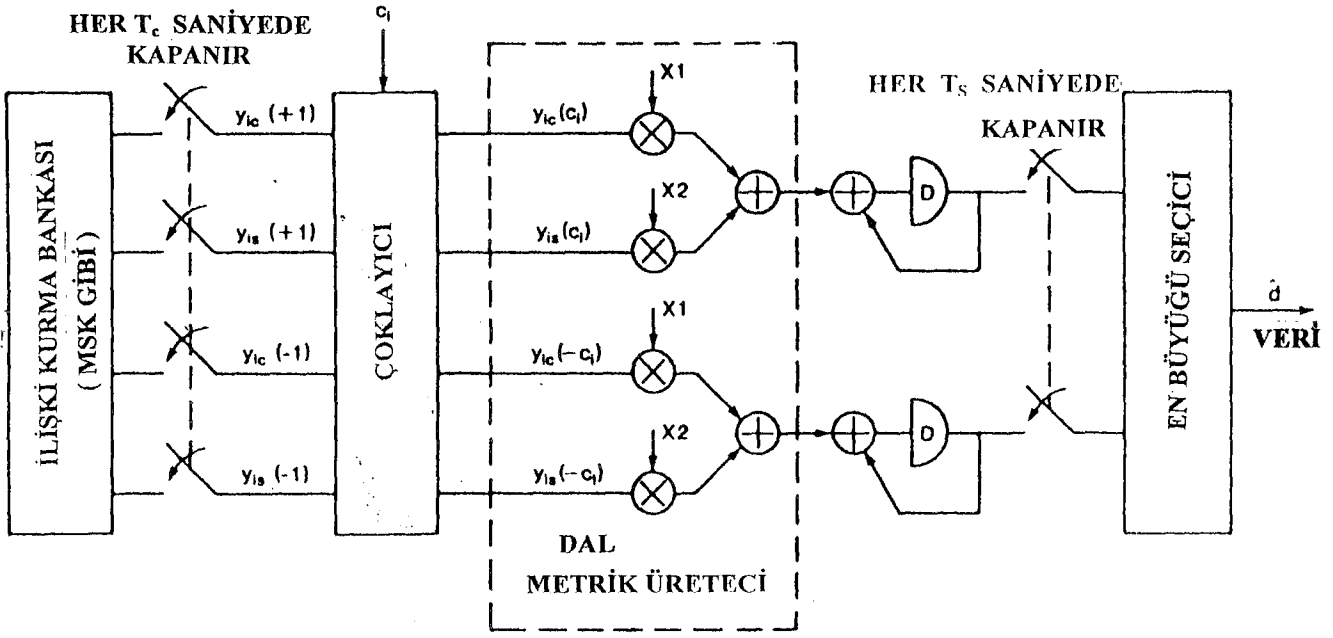
$$m(y_i(d \cdot C_i), S_i) = y_{ci}(d \cdot C_i) \cdot \cos S_i + y_{si}(d \cdot C_i) \cdot \sin S_i$$

Dal metriği'ni kullanarak ,

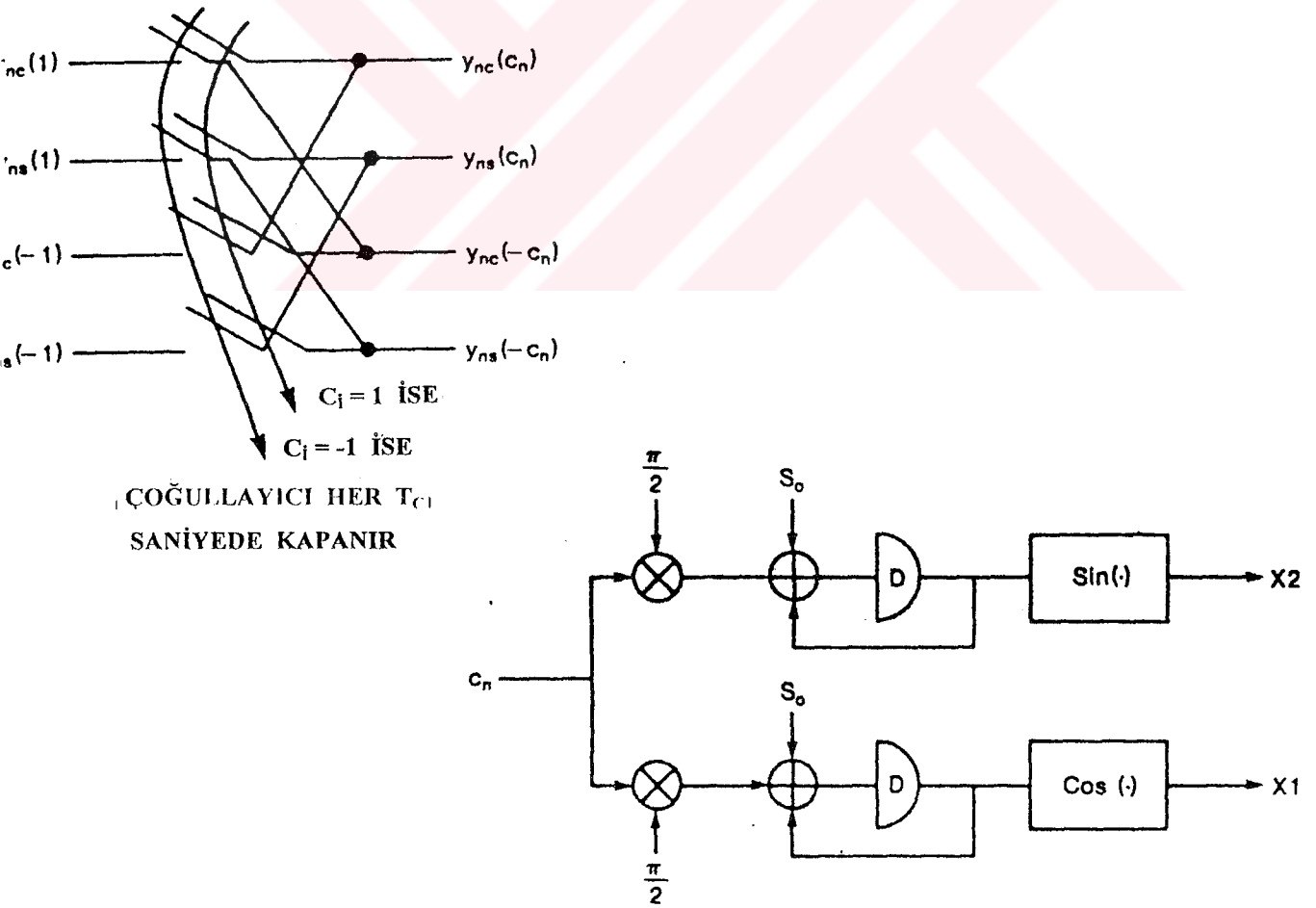
$$d = \max_d^{-1} \sum_{i=1}^L m(y(d \cdot C_i), S_i)$$

değerini hesaplar. Bu eşitlikte  $y_i$  , ( V - 2 ) eşitliğinde  $a_i$  yerine  $d \cdot C_i$  konularak hesaplanır.

Buna uygun alıcının yapısı , Şekil VI - 12 'de görülmektedir. Her  $T_s$  saniyelik simge aralığı ,  $L \cdot T_c$  saniyelik parçalara bölünür. İlişki alıcılarının çıkışları olan , alınan işaretin faz ve dik bileşenleri örneklenir ve her  $T_c$  saniye süresince çoğullanır. Daha sonra PN diziye bağlı olarak çalışan çoğullayıcı tarafından seçilir. Bu çoğullayıcının blok diyagramı , Şekil VI - 13 'de görülmektedir.  $C_i = -1$  olduğunda anahtar ilk duruma kapanır , diğer durumda (  $C_i = +1$  ) anahtar ikinci duruma kapanır. Bu şekilde çoğullayıcının çıkışları  $y_{ci}(+C_i)$  ,  $y_{si}(+C_i)$  ,  $y_{ci}(-C_i)$  ,  $y_{si}(-C_i)$  olur. Dal metriği ( ( V - 3 ) eşitliğinde verilmişti ) ,  $X_1 = \cos S_i$  ve  $X_2 = \sin S_i$  değerlerini kullanır ve  $d = 1$  ise  $S_i = S_{i-1} + (\pi / 2)$  .  $C_i$  ve  $d = -1$  ise  $S_i = S_{i-1} - (\pi / 2)$  .  $C_i$  işlevini gerçekleştirir.  $X_1$  ve  $X_2$  'nin kapalı döngü üreteç devresi , Şekil VI - 13 'de görülmektedir. Metrik değerler , Şekil VI - 13 'de görüldüğü gibi toplayıcı ve geciktirici devreler kullanılarak bulunur.  $L \cdot T_c$  saniye süresince gecikme sağlayan birimin çıkışı , verilen bir konumun metrik değerini biriktirir. Bu çıkış her  $T_c$  saniyede bir örneklenir ve karar birimi ( karşılaştırıcı ) yığılmış en büyük metrik değeri seçer ve  $d$  'yi çözerek veri kestirimini yapar. Burada işaretin toparlanması her  $T_c$  saniyede basit bir çoğullayıcı kullanılarak alınan işaretin dik bileşenlerine uygulanır.



ŞEKİL VI-12 -) SS - MSK İÇİN BASİTLEŞTİRİLMİŞ ALICI

"KAPALI DÖNGÜ"  $X_1, X_2$  ÜRETİMİŞEKİL VI-13 -) ÇOĞULLAYICI VE  $X_1, X_2$  ÜRETECİ.

Bilinmeyen bir başlangıç durumu için , her  $S_0 \in \{ 0 , \pi / 2 , \pi , 3\pi / 2 \}$  başlangıç koşulu için hesap yapmak üzere sekiz adet dal metriği üretici gerekir. Şekil VI - 11 'de görülen kafes gösteriliminde olurlu dört yol vardır ve buradaki her yol bir ilk başlangıç koşulu  $S_0$  'a uygun düşer.

Bu sistemin yetkisiz kullanıcılara karşı güvenli olduğunu göstermek üzere varsayalım ki yetkisiz kullanıcı taşıyıcı frekansı  $f_c$  'yi ve Şekil VI - 12 'deki alıcı yapısını biliyor olsun.  $d$  ve  $C$  'nin ortak kestirimi için olanaklı olan  $16^L$  adet yol vardır ve genellikle sadece biri seçilebilir. Normalde , bir sistemde kullanılan  $L$  değeri oldukça büyük seçilir.

#### VI - 6 - ) RASGELE FAZLI YAYILMIŞ SPEKTRUMLU MSK İÇİN ALICI YAPISI

Rasgele fazın yavaş olarak değiştiği MSK için aynı yaklaşımı izleyerek , birim çember  $Q$  eşit aralığa kuantalanır. Bu durumda durum dönüşüm eşitliği şöyle olur ;

$$S_{i+1} = S_i + d_j \cdot C_i \cdot \frac{\Pi}{2} + \phi_i$$

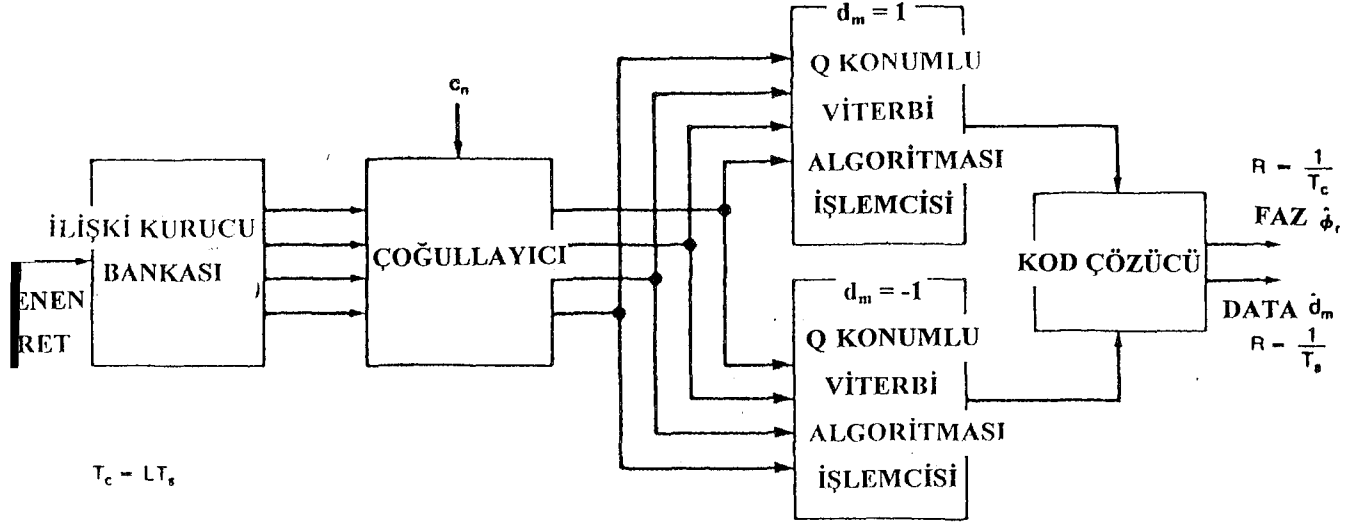
Burada  $j = \{ \{ i / L \} \}$  dir. Rasgele faz dağılım dizisi  $\phi_i$  , alıcı tarafından her PN simge zaman aralığı süresince  $( i \cdot T_c \leq t < ( i + 1 ) \cdot T_c )$  kestirilmelidir. Burada  $\phi_i \in \{ -\Delta , 0 , +\Delta \}$  dir ve bu nedenle ilk faz değeri olan  $S_0$  ,  $\Phi$  kümesinin bir elemanıdır. Sabit bir  $j$  için dal metriği şu şekilde olur ;

$$m(y_i; (d \cdot C_i, \phi_i), S_i) = y_{c,i}(d \cdot C_i) \cdot \cos(S_i + \phi_i) + y_{s,i}(d \cdot C_i) \cdot \sin(S_i + \phi_i)$$

Alıcı , aşağıdaki özelliği sağlayacak olan  $d$  ,  $\phi$  çiftini bulur ;

$$(d, \phi) = \sum_{i=1}^L m(y_i; (d \cdot C_i, \phi_i), S_i)$$

Böyle bir alıcının blok diyagramı , Şekil VI - 14 'de görülmektedir.



ŞEKİL VI - 14 -) RASGELE FAZLI SS - MSK İÇİN ALICI YAPISI

Çoğullayıcının yapısı önceki bölümdekinden farklı değildir. Bununla beraber optimal yol , faz izlemek için Viterbi algoritması tarafından oluşturulan yollardan birisidir. Kod çözücü fazın kodunu çözmek üzere her  $T_c$  saniyede ,  $2Q$  aralığına yığılan metrik değerlerden en büyüğünü seçen bir karar birimidir. Kod çözücü , her  $L \cdot T_c$  saniyede iki Viterbi algoritması işlemcisi üzerinde yığılan değerlerden büyük olanını seçerek veriyi çözer.

#### VI - 7 -) BAŞARIM ANALİZİ

Ele alınan demodülatörlerin başarımını hesaplamak için ,  $P_b$  olarak gösterilen bit hata olasılığı kullanılacaktır. Bir Viterbi kod çözücüsünün hata üst sınırı , bir durum diyagramı için aktarım işlevi kullanılarak bulunabilir. Bu model , overlay modülasyonlu MSK 'da olduğu gibi bazı ilginç durumlarda periyodik zaman değişimli bir yapı gösterebilir.

Overlay 'li MSK için iki farklı SNR  $((E_s / N_0) \text{ dB})$  değeri için  $P_b^n$  değerleri Şekil VI - 15 'de görülmektedir.  $n \leq N$  koşulu , bit hata olasılığının hesaplandığı simge zamanını gösterir. Şekil VI - 16 'da bit hata olasılığı  $P_b$  eğrisinin tam şekli , ideal MSK ve overlay periyodu  $P_b^N$  süresince hesaplanmış ve çizilmiştir. Şekil VI - 17 'de ise overlay bit hata olasılığı  $P_b^0$  , farklı overlay periyotları için ,  $E_0 = N \cdot E_s$  iken ,  $E_0 / N_0$  'ın işlevi olarak çizilmiştir. Overlay biti hata olasılığı , overlay periyodu

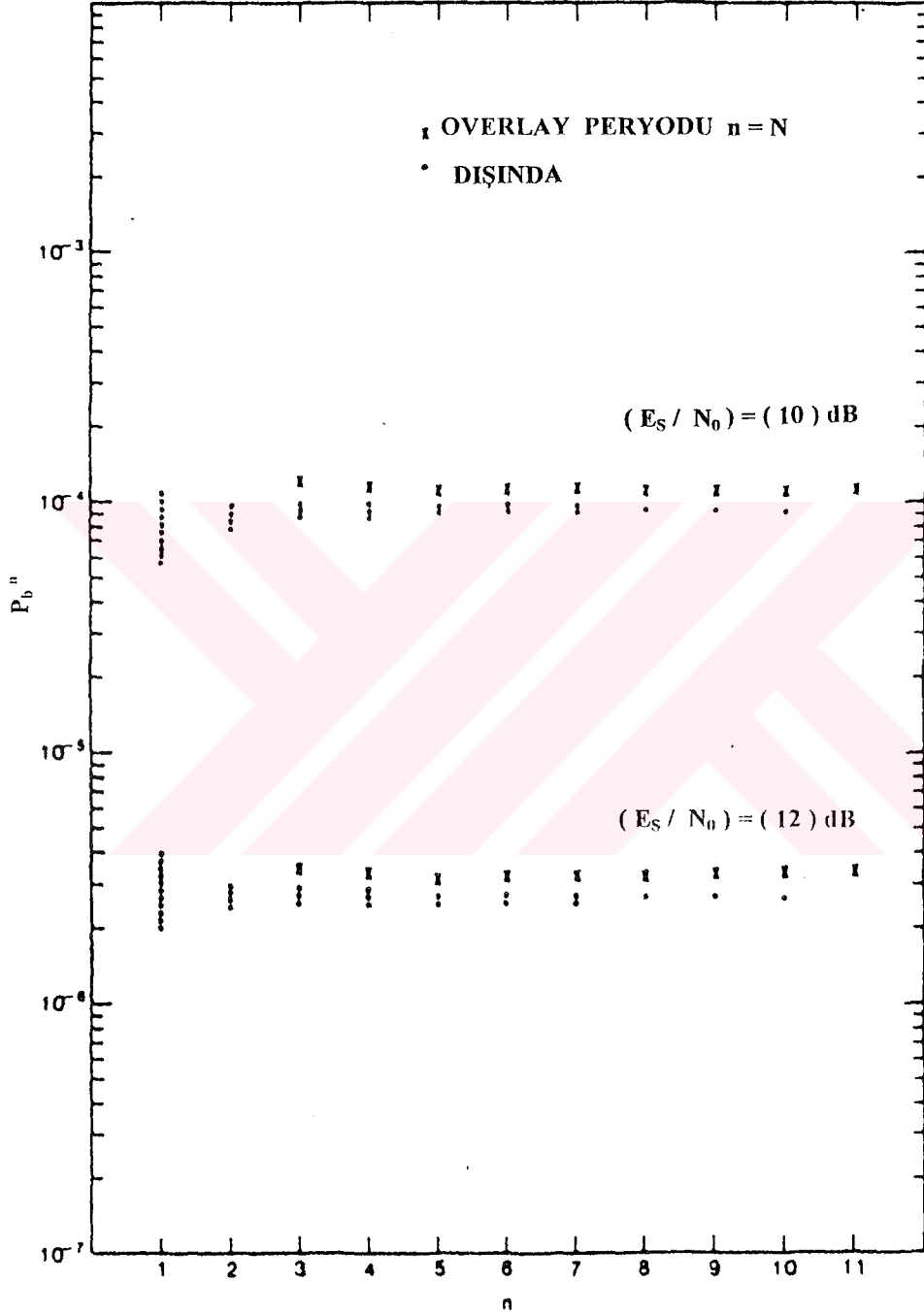


süresince veri biti hata olasılığı tarafından üstten sınırlandırılmıştır. Buradan görülebilir ki , akla yakın kısalıkta bir overlay periyodu ile ( $N > 4$ ) ve yüksek işaret - gürültü oranlarında ( $SNR > 13$  db) , ideal MSK ile karşılaştırıldığında sadece 0,7 dB kadar bir başarımlı kaybı olmaktadır.

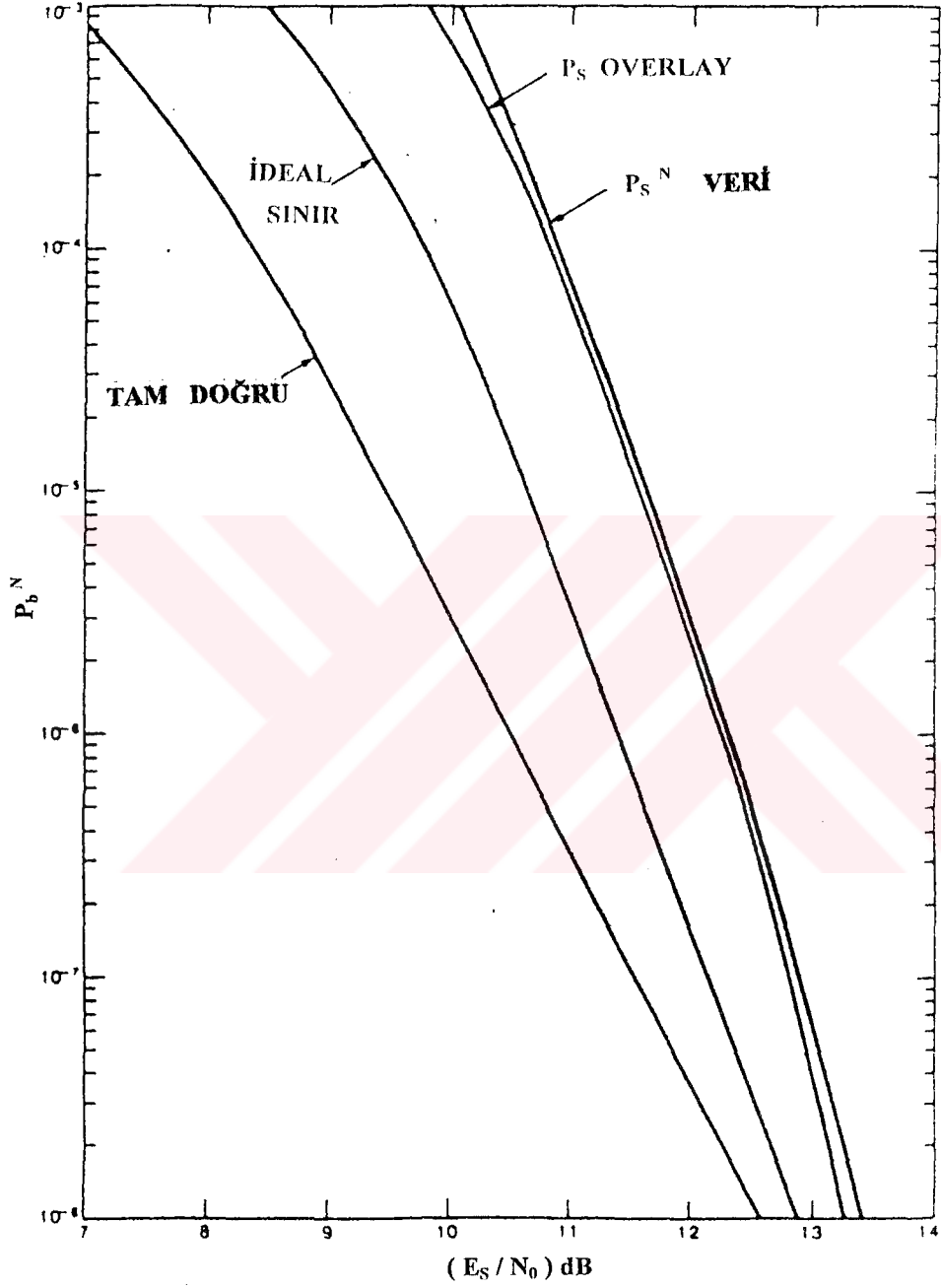
Buna bir örnek verelim ; yüksek veri hızı 16 mbit / sn ve overlay hızı 2 mbit / sn ise ,  $SNR = 11$  dB ortamında bit hata olasılığı  $10^{-6}$  düzeyinde olur.

Düşük işaret - gürültü oranı değerleri için kodlama gerekli olmaktadır. Kodlanmış bir sistemin başarımlı hesaplamada kesim hızı  $R_0$  , ölçü olarak kullanılır. Bu alanda yapılabilecek ilginç bir araştırma konusu , overlay modülasyon teknikleri için kafes kodlama uygulamalarıdır.

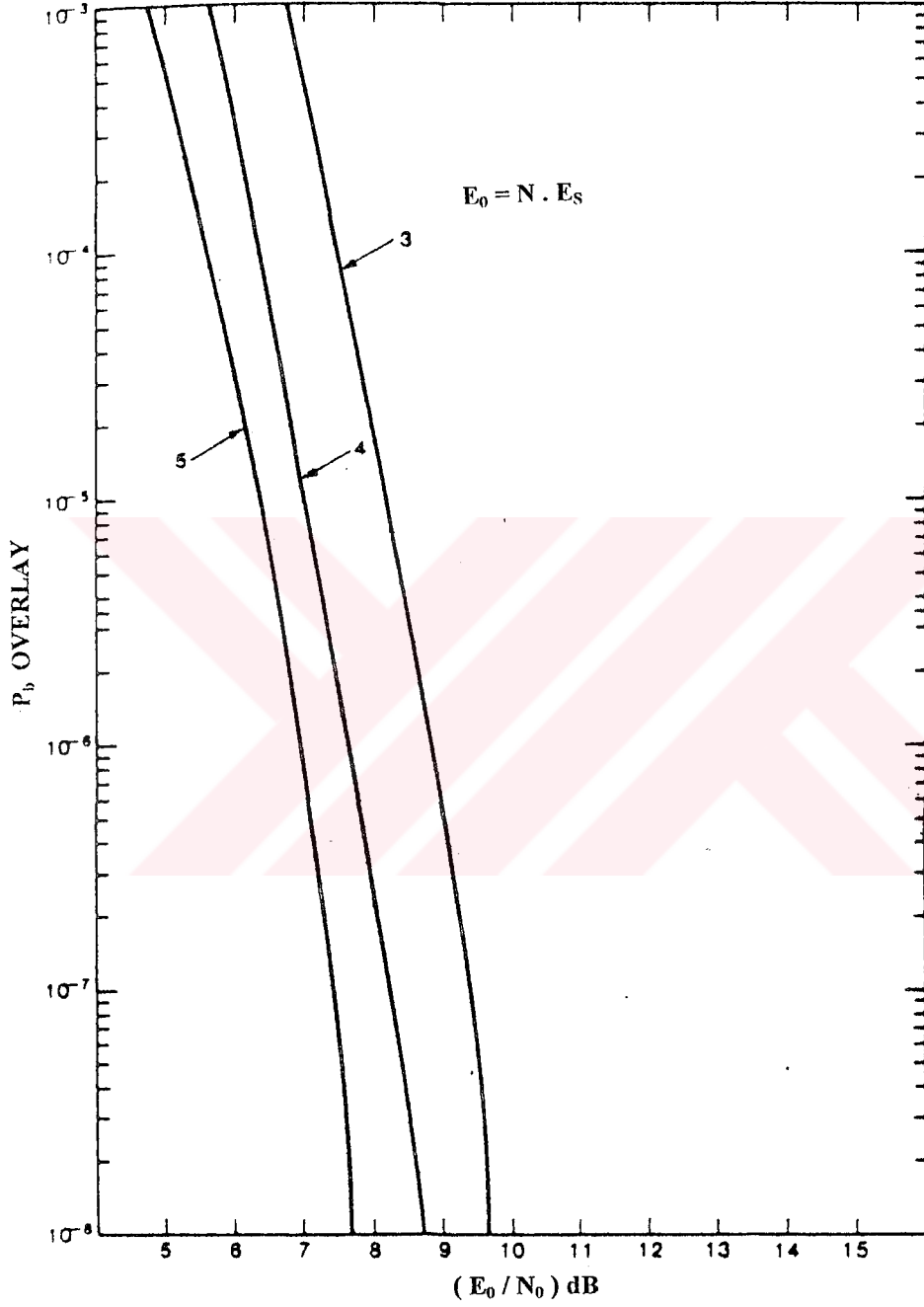
Yayılmış spektrumlu MSK için , veri biti hata olasılığı 8 düzeyli kuantalama için  $(E_c / N_0)_{dB}$  m bir işlevi olarak Şekil VI - 18 'de çizilmiştir. Bu çizimi yorumlayarak şu sonucu çıkartabiliriz ; overlay'li MSK , rasgele faz dağılımının küçük değerleri için ideal MSK ile karşılaştırıldığında küçük bir başarımlı kaybı görülecektir.



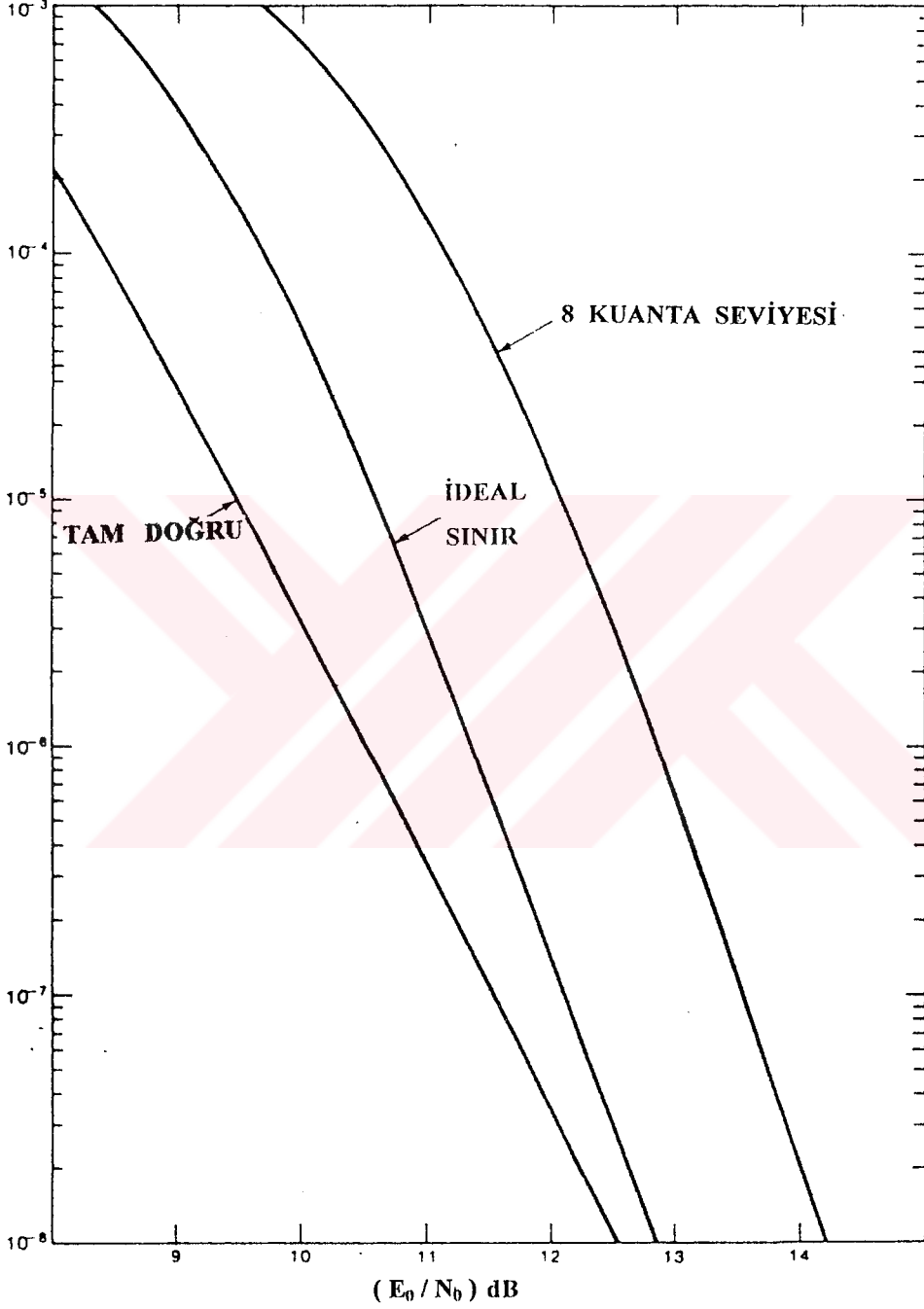
ŞEKİL VI - 15 -) VERİ BİTİ HATA OLASILIĞI  $P_b^n$   $1 < n < N$



ŞEKİL VI - 16 -) **BİT HATA OLASILIĞI  $P_b^N$   $N > 4$**



ŞEKİL VI - 17 -) OVERLAY BİTİ HATA OLASILIĞI



ŞEKİL VI - 18 -) RASGELE FAZLI SS - MSK İÇİN  $E_0 / N_0$  İŞLEVİ OLARAK  
HATA OLASILIĞI

## VI- 8 - ) BÜKÜLMÜŞ FAZ GÖSTERİLİMİ

MSK çok yönlü bir modülasyon şeklidir. MSK 'nın bir çeşidi , çoğunlukla seri MSK olarak bilinen BPSK 'nın süzgeçlenmiş bir şeklidir. Literatürde MSK 'nın bu şekli genellikle I . tip MSK olarak bilinir. MSK nin özgün şekli ise II . tip MSK olarak anılır. Aynı zamanda MSK , sürekli fazlı frekans kaydırmalı anahtarlama ( CPFASK ) olarak adlandırılan sürekli faz modülasyonunun bir şekli olarak da üretilebilir. Buna hızlı FSK ( FFSK ) dendiğini biliyoruz.

Görülebilir ki FFSK , seri MSK 'nın farklı kod çözümlü bir şeklidir. FFSK ile II . tip MSK arasında tersine dönüşü olanaklı olan uygun bir dönüşüm bulunmuştur.

Bir CPM modülasyonu diyagramı sınırlı duruma sahip bir kodlama cihazı ve belleksiz modülatör içeren bir kodlanmış modülasyon sistemi olarak tanımlanabilir. Sıradan bir hata kontrol kodlayıcısının temel işlevi kodlama kazancını sağlamak iken , böyle bir kodlayıcı taşıyıcı fazının sürekliliğini sağlar.

$n$  . simge zaman aralığında ,  $( n \cdot T , ( n + 1 ) \cdot T )$  ,  $n \geq 0$  ) FFSK işaret şu şekilde verilebilir ;

$$x(t) = \text{Cos} \left[ 2 \cdot \Pi \cdot f_c \cdot t + \Pi \cdot a(n) \cdot \frac{(t-n \cdot T)}{2 \cdot T} + \frac{\Pi}{2} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} a(i) \right] \quad (\text{VI-4})$$

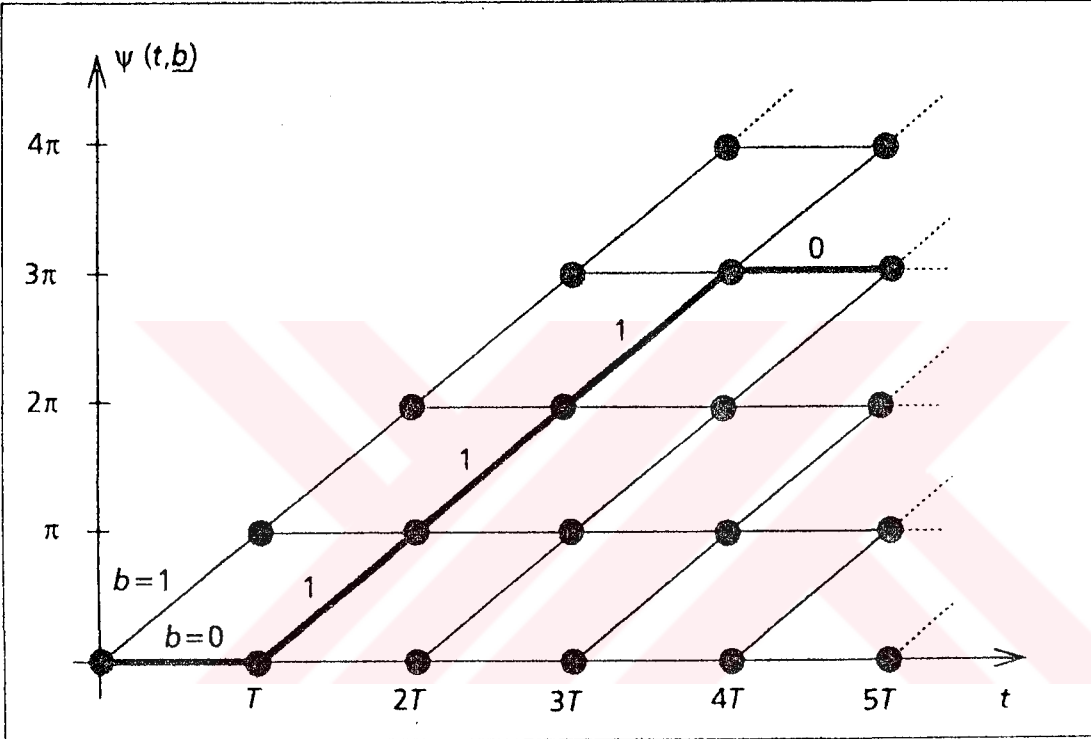
Bu eşitlikte  $f_c$  taşıyıcı frekansı ve  $a(n) = +1 , -1$  olmak üzere her saniye  $1 / T$  simge hızında yayılan bilgi simgesidir. FFSK işaretin ( VI - 4 ) eşitliğindeki şekli şu şekilde yeniden düzenlenebilir ;

$$x(t) = \text{Cos} \left[ 2 \cdot \Pi \cdot \left( f_c - \frac{1}{4 \cdot T} \right) \cdot t + \Pi \cdot b(n) \cdot \frac{(t-n \cdot T)}{T} + \Pi \cdot \sum_{i=0}^{n-1} b(i) \right] \quad (\text{VI-5a})$$

Bu eşitlikte yeni bilgi simgesi ,  $b(n) = ( a(n) + 1 ) / 2$  'dir.  $a(n) \in ( +1 , -1 )$  olduğu için  $b(n)$  sadece 0 ya da 1 değerini alabilir. ( 5a ) eşitliğinde , yeni taşıyıcı frekansının  $( f_c - 1 / ( 4 \cdot T ) )$  olduğunu görüyoruz. Bilgi ise  $b(n)$  üzerinde şu şekilde kodlanmıştır ;

$$\psi(t) = \Pi \cdot b(n) \cdot \frac{(t-n \cdot T)}{T} + \Pi \cdot \sum_{i=0}^{n-1} b(i) \quad (\text{VI-5b})$$

$\psi(t)$  işlevi “Bükülmüş faz” olarak adlandırılır. Çünkü faz yapısı, Şekil VI-19 ‘da görüldüğü gibi çatı yapısına benzer.



ŞEKİL VI-19 -) FFSK İÇİN BÜKÜLMÜŞ FAZ AĞACI

MSK işareti, bükülmüş faz terimleri ile şu şekilde yeniden yazılabilir ;

$$x(t) = \text{Cos} \left[ 2 \cdot \Pi \cdot \left( f_c - \frac{1}{4 \cdot T} \right) \cdot t + \psi(t) \right]$$

Bükülmüş faz tekniği, herhangi bir CPM işaretinin basit gösterimini ortaya koymak üzere geliştirilmiştir ve incelememizdeki FFSK işaret için de kullanılabilir. Bilgi, bilgi dizisi  $b$  ‘ye bağlı olarak farklı değerler alan bükülmüş faz  $\psi(t)$  tarafından taşınır. FFSK için bükülmüş fazın yörüngesi,  $t = 0$  anında sıfır değerini taşıdığı varsayımı ile Şekil VI-19 ‘da belirtilmiştir. Görülebilir ki “0” bilgi işareti bükülmüş fazda bir

değişiklik yapmıyor ve “ 1 “ bilgi işareti bükülmüş fazı  $\pi$  radyan arttırıyor. Bu durumda bir  $t = n . T$  zamanında bükülmüş fazının sadece  $\pi$  radyanın tam katlarında olabileceğini söyleyebiliriz.

$f_c \gg 1 / T$  olduğu varsayımı altında bükülmüş fazı kullanarak taşıyıcı frekansı  $( f_c - 1 / ( 4.T ) )$  ‘ye sahip modüle edilmiş işaretin kompleks zarfını ( KZ ) şu şekilde yazabiliriz ;

$$x(t) = \exp[j . \psi(t)] = \text{Cos}[\psi(t)] + j . \text{Sin}[\psi(t)]$$

Belirtelim ki KZ , sadece bükülmüş faz  $\psi(t)$  ‘nin kosinüs ve sinüsünün eşzamanlı olarak gösteriminin uygun bir yoludur.

Modüle edilmiş işaret , KZ ‘ına bağlı olarak şu şekilde gösterilebilir ( ters dönüşüm yapılabilir ) ;

$$c(t) = \text{Re el} \left\{ x(t) . \exp \left[ j . 2 . \Pi . \left( f_c - \frac{1}{4.T} \right) . t \right] \right\} = \text{Re el} \left\{ \exp \left[ j . 2 . \Pi . \left( f_c - \frac{1}{4.T} \right) . t + \psi(t) \right] \right\}$$

FFSK modülasyonlu işaretin KZ ‘ının gerçek değeri , bükülmüş fazın modülo  $2\pi$  indirgemesi yapılarak hesaplanır.

$$\begin{aligned} [\psi(t)]_{\text{mod } 2\pi} &= \Pi . b(n) . \frac{(t-n.T)}{T} + \Pi . \left[ \sum_{i=0}^{n-1} b(i) \right]_{\text{mod } 2} \\ &= \Pi . C_1(n) . \frac{(t-n.T)}{T} + \Pi . C_2(n) \end{aligned}$$

$n .$  simge zaman aralığındaki ikili bilgi simgesi  $b(n)$  ‘in değeri  $C_1(n)$  ve  $C_2(n)$  değişkenleri kullanılarak hesaplanır. Birinci değişken olan  $C_1(n) = b(n)$  sadece bilgi işareti  $b(n)$  ‘in zaman dalga şeklinin belleksiz karşı düşürülmesinde kullanılır. Bu dalga şekli şöyle verilebilir ;



$$\exp \left\{ j \cdot \Pi \cdot C_1(n) \cdot \frac{(t-n \cdot T)}{T} \right\}$$

Bu dalga şeklinin fazı  $\Pi \cdot C_1(n) \cdot (t - n \cdot T) / T$ ,  $n$ . giriş bilgi işaretinin faz dağılımıdır. İkinci değişken ;

$$C_2(n) = \left[ \sum_{i=0}^{n-1} b(i) \right]_{\text{mod } 2}$$

geçmiş bilgi simgelerinin modülo 2 toplamıdır ve bu şekilde bu modülasyon şeklinin bellekli olduğunun bir göstergesidir.

$C_2(n)$  değişkeni,  $b(n-1)$  'e kadarki gelen giriş bitlerinin toplamı olarak da yorumlanabilir.  $\Pi \cdot C_2(n)$  ifadesi,  $n$ . simge zaman aralığının başlama fazını gösterir.  $n$ . bilgi simgesinin faza olan etkisi bu değer üzerine eklenir.  $C_2(n)$  değişkeni, 0 ve 1 olmak üzere sadece iki farklı değer alabilir. Bu da gösterir ki her simge aralığının başlangıç fazı, modülo  $2\Pi$  olarak indirgenirse 0 radyan ve  $\Pi$  radyan olmak üzere sadece iki değer alabilir.

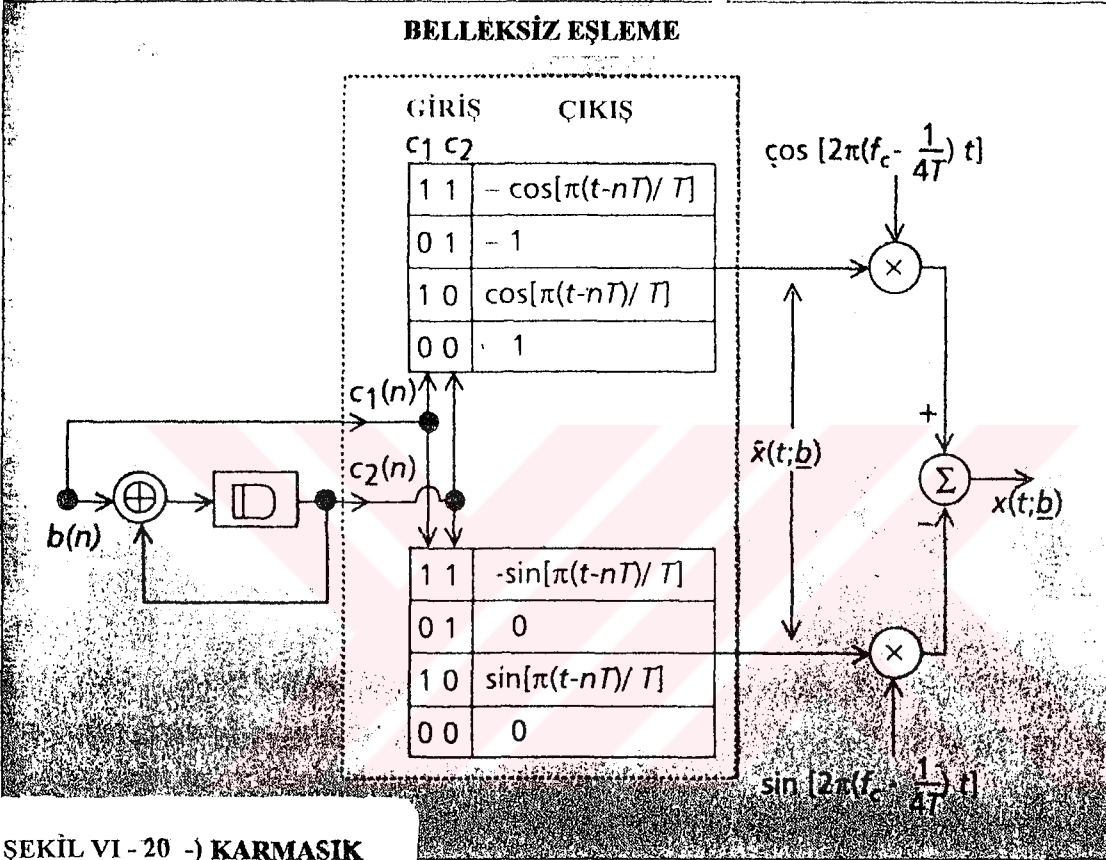
$C_2(n)$  değişkeninin geri dönüşümü, şu bağıntı kullanılarak bulunabilir ;

$$C_2(n+1) = \left[ C_2(n) + b(n) \right]_{\text{mod } 2} \quad (\text{VI-6})$$

Bir bilgi biti akışı  $b(n)$  ile bükülmüş faz gösterilimini kullanarak bir FFSK işareti üretiminin diyagramı Şekil VI-20 'de görülmektedir.

İşaret kendi KZ 'ı kullanılarak üretilebilir. Önce FFSK 'nın KZ 'ı, iki durumlu katlamalı kodlayıcı hızının yarısı hızda üretilir. Sonra, belleksiz bire-bir eşleme yapılır. Şekil VI-20 'deki D bloğu, (VI-6) eşitliğinde belirtildiği şekilde üretilmesi gereken  $C_2(n+1)$  değişkenini üretmek üzere birim zaman gecikmesi oluşturur (Bu yapıda D tipi flip-flop devresi kullanılmaktadır.). Daha sonra KZ 'ın frekansı yükseltilir ve işaret, taşıyıcı frekans olan  $(f_c - 1 / (4.T))$  değeri çevresindeki gerçek bandgeçiren işarete dönüştürülür. Bu yapıda sadece kodlayıcı için bellek gereklidir.

Eşleme ve bandgeçiren işaret şekline dönüşüm , bellek gerektirmeyen işlemlerdir.  $n$  . simge aralığında  $(n \cdot T, (n+1) \cdot T)$  iletilen işaret , sadece bilgi simgeleri  $C_1(n)$  ve  $C_2(n)$  'e bağlıdır.



ŞEKİL VI - 20 -) KARMAŞIK BİLEŞENLERİ ÜZERİNDEN FFSK 'NİN KODLAMALI MODÜLASYON GÖSTERİLMİ

Örneğin , eğer  $C_1(n) = 1$  ve  $C_2(n) = 1$  ise , Şekil VI - 20 'den yararlanarak  $x(t)$  'yi şu şekilde belirleyebiliriz;

$$\begin{aligned}
 x(t) &= -\cos\left[\pi \cdot \frac{(t-n \cdot T)}{T}\right] \cdot \cos\left[2 \cdot \pi \cdot \left(f_c - \frac{1}{4 \cdot T}\right) \cdot t\right] + \sin\left[\pi \cdot \frac{(t-n \cdot T)}{T}\right] \cdot \sin\left[2 \cdot \pi \cdot \left(f_c - \frac{1}{4 \cdot T}\right) \cdot t\right] \\
 &= -\cos\left[2 \cdot \pi \cdot \left(f_c - \frac{1}{4 \cdot T}\right) \cdot t + \pi \cdot \frac{(t-n \cdot T)}{T}\right] \\
 &= -\cos\left[2 \cdot \pi \cdot \left(f_c - \frac{1}{4 \cdot T}\right) \cdot t + \pi \cdot \frac{(t-n \cdot T)}{T} - 2 \cdot \pi \cdot \left(f_c - \frac{1}{4 \cdot T}\right) \cdot n \cdot T + 2 \cdot \pi \cdot \left(f_c - \frac{1}{4 \cdot T}\right) \cdot n \cdot T\right] \\
 &= -\cos\left[2 \cdot \pi \cdot \left(f_c + \frac{1}{4 \cdot T}\right) \cdot (t-n \cdot T) + 2 \cdot \pi \cdot \left(f_c - \frac{1}{4 \cdot T}\right) \cdot n \cdot T\right]
 \end{aligned}$$

Bu yöntemle bütün  $C_1(n)$  ve  $C_2(n)$  değerleri için bulunabilecek dalga şekilleri Tablo VI-1 'de gösterilmiştir. Görülmektedir ki  $2\pi \cdot (f_c - 1/(4 \cdot T)) \cdot n \cdot T$  terimi nedeni ile, her simge zaman aralığında iletilen dalga şekilleri,  $n$  'e bağlı olarak değişen ve zamanın bir işlevi olan faza sahiptir. Bu şekilde Tablo VI-1, zamanla değişimli belleksiz eşlemeyi tanımlar. Bununla beraber,  $(f_c - 1/(4 \cdot T)) \cdot T$  ifadesi tamsayı bir değere sahipse, Tablo VI-1 'deki zamanla değişimli belleksiz eşleme, bir zaman boyunca sabit kalan belleksiz, bire-bir eşleme olarak  $(M_0)$  ifade edilebilir. Taşıyıcı frekansı ile simge zaman aralığı arasındaki bu ilişki, bir zaman aralığı boyunca sabit olarak eşleme yapılmasını olanaklı kılar. Bu sonucu kullanarak FFSK 'yı Şekil VI-21 'de görüldüğü gibi ifade etmek olanaklı olur.

TABLO VI-1 -) ŞEKİL VI-20 'DEKİ FFSK GÖSTERİLMİ İLE BİRLEŞTİRİLMİŞ İLETİLEN DALGA ŞEKİLLERİ

$C_1$	$C_2$	$x(t)$
1	1	$-\cos[2\pi(f_c + \frac{1}{4T})(t - nT) + 2\pi(f_c - \frac{1}{4T})nT]$
0	1	$-\cos[2\pi(f_c - \frac{1}{4T})(t - nT) + 2\pi(f_c - \frac{1}{4T})nT]$
1	0	$\cos[2\pi(f_c + \frac{1}{4T})(t - nT) + 2\pi(f_c - \frac{1}{4T})nT]$
0	0	$\cos[2\pi(f_c - \frac{1}{4T})(t - nT) + 2\pi(f_c - \frac{1}{4T})nT]$

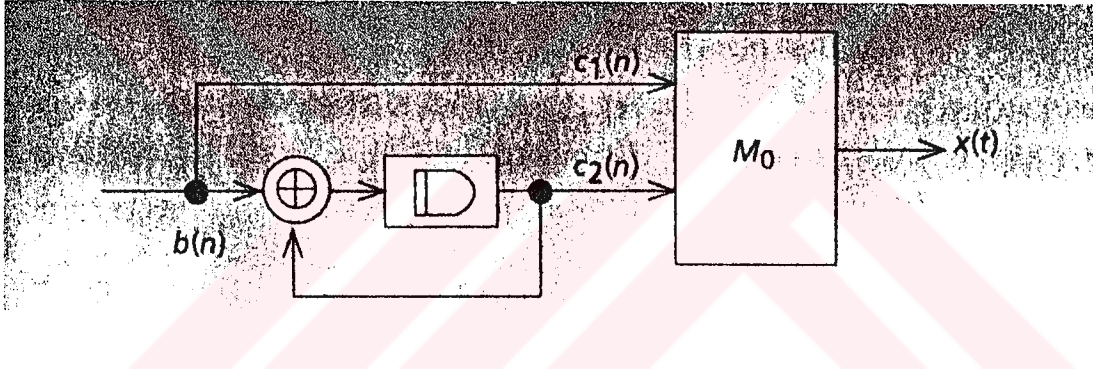
#### VI-9 -) KODLAMALI MODÜLASYON TASARIMI OLARAK MSK

Şekil VI - 21 'deki MSK ifadesinden açıkça görülmektedir ki, FFSK 'nın ayrışması, iki durumlu katlamalı kodlayıcı hızının yarısı hızda ve belleksiz bir eşleme ile yapılır. Kodlayıcı girişindeki her bilgi biti  $b(n)$  için, kodlayıcının çıkışı  $C_1(n)$  ve  $C_2(n)$  olmak üzere iki bitten oluşur. Kodlayıcı çıkışında görülmesi olası işaretler  $(+S^+(t), -S^+(t), +S^-(t), -S^-(t))$ ,  $n$ . simge zaman aralığında  $(n \cdot T, (n+1) \cdot T)$  iletilir. Burada;

$$S^+(t) = \begin{cases} \cos \left[ 2 \cdot \Pi \cdot \left( f_c + \frac{1}{4 \cdot T} \right) \cdot (t - n \cdot T) \right] & , n \cdot T < t \leq (n+1) \cdot T \\ 0 & , \text{dışında} \end{cases}$$

$$S^-(t) = \begin{cases} \cos \left[ 2 \cdot \Pi \cdot \left( f_c - \frac{1}{4 \cdot T} \right) \cdot (t - n \cdot T) \right] & , n \cdot T < t \leq (n+1) \cdot T \\ 0 & , \text{dışında} \end{cases}$$

Görülebilir ki ,  $n$  . simge zaman aralığında bilgi simgesi  $b(n)$  ,  $C_1(n)$  değişkeni ile iletilen tonun frekansını ,  $C_2(n)$  değişkeni ile iletilen tonun fazını belirler. Kodlayıcı , bu değişkenler yardımı ile faz sürekliliğini sağlayacak bir  $C_1(n)$  ,  $C_2(n)$  çiftini seçer. Bu nedenle bu kodlayıcı , “ sürekli faz kodlayıcısı “ olarak da adlandırılabilir.



$M_0$

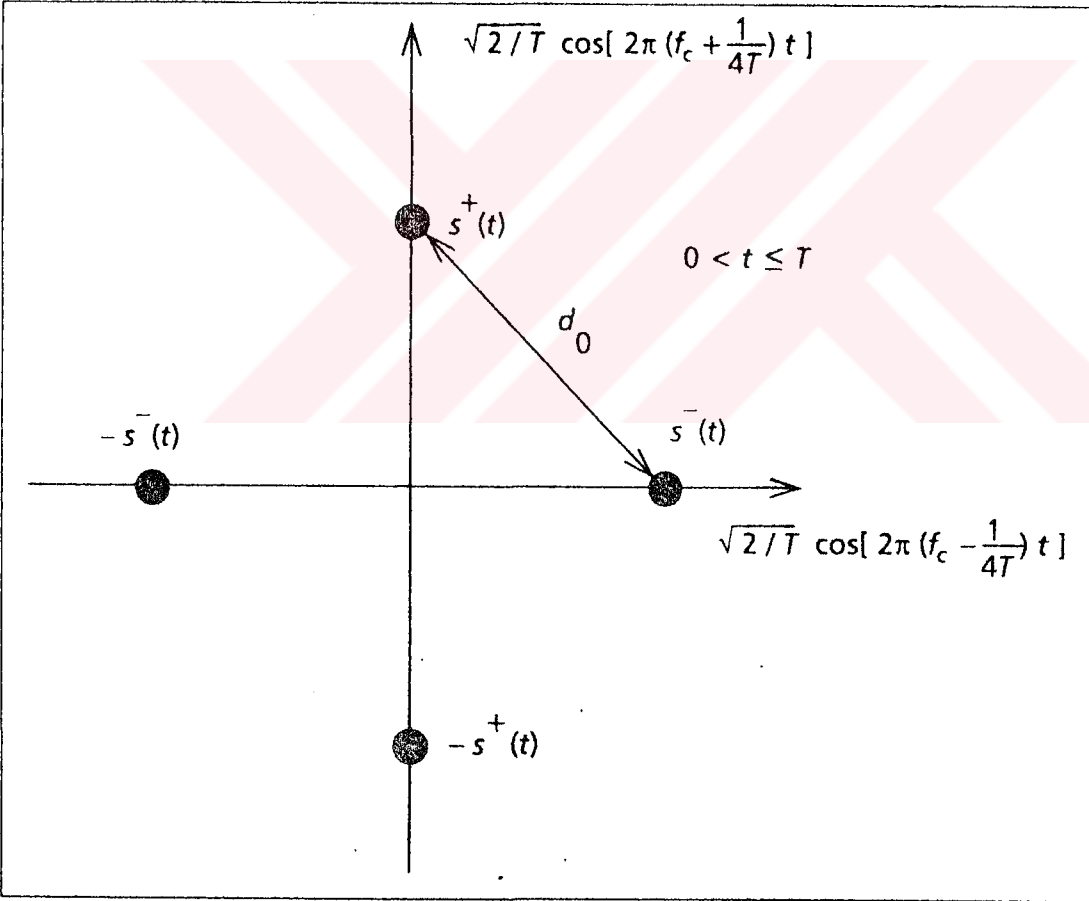
$c_1 c_2$	$x(t)$		
1 1	$-\cos \left[ 2\pi \left( f_c + \frac{1}{4T} \right) (t - nT) \right]$	$-s^+(t)$	
0 1	$-\cos \left[ 2\pi \left( f_c - \frac{1}{4T} \right) (t - nT) \right]$	$-s^-(t)$	
1 0	$\cos \left[ 2\pi \left( f_c + \frac{1}{4T} \right) (t - nT) \right]$	$s^+(t)$	
0 0	$\cos \left[ 2\pi \left( f_c - \frac{1}{4T} \right) (t - nT) \right]$	$s^-(t)$	

ŞEKİL VI-21 -> FFSK İÇİN KODLAMALI MODÜLASYON GÖSTERİLİMİ

$\text{Cos} ( 2\pi . ( f_c + 1 / ( 4.T ) ) )$  ve  $\text{Cos} ( 2\pi . ( f_c - 1 / ( 4.T ) ) )$  değişkenleri , simge zaman aralığı boyunca ortogonal ise , iletilmesi olanaklı işaretlerin  $\{ + S^+ ( t ) , - S^+ ( t ) , + S^- ( t ) , - S^- ( t ) \}$  şeklindeki işaret uzayı kümesi kolayca türetilebilir.  $( 0 , T )$  aralığında  $S_1 ( t )$  ve  $S_2 ( t )$  işaretleri ;

$$\int_0^T S_1(t) \cdot S_2(t) \cdot dt = 0$$

koşulunu sağlıyorsa ortogonaldirler. Bu işaret kümesi , Şekil VI - 22 'de görölmektedir. Toplamsal beyaz Gauss gürültüsü ortamında , bir işaret kümesinin SNR başarımı , minimum Öklit uzaklığı ile belirlenir.



ŞEKİL VI - 22 -) FFSK İÇİN İŞARET ÜZAYI

İki boyutlu kartezyen koordinat sisteminde , iki işaret arasındaki Öklit uzaklığının karesi şu şekilde tanımlanır ;

$$d^2(S_1, S_2) = \int_0^T [S_1(t) - S_2(t)]^2 dt$$

Şekil VI - 22 'deki işaret kümesi için , minimum Öklit uzaklığının karesi ,  $d^2(S^+, S^-)$  olarak belirlenir.

Şekil VI - 22 'den görülebilir ki FFSK , QPSK 'ya özdeş olan dört işaretli biortogonal bir işaret kümesinden oluşmaktadır. Aralarındaki tek fark , QPSK için temel işaretlerin , aynı frekanslı iki dik tondan oluşmasıdır.

$$\sqrt{\frac{2}{T}} \cdot \text{Cos}[2 \cdot \Pi \cdot f_c \cdot t] , \sqrt{\frac{2}{T}} \cdot \text{Sin}[2 \cdot \Pi \cdot f_c \cdot t]$$

FFSK modülasyonunda , birbiriyle tutarlı olarak ortogonal olan , farklı frekansta iki kosinüs tonuna sahibiz.

$$\sqrt{\frac{2}{T}} \cdot \text{Cos}\left[2 \cdot \Pi \cdot \left(f_c \mp \frac{1}{4 \cdot T}\right) \cdot t\right]$$

Bunun sonucu olarak , bir karşılaştırma yaparsak , QPSK dörtlü bir kodlanmış modülasyon iken , FFSK 1 / 2 hızlı ikili kodlanmış bir modülasyondur. Bu nedenle aynı bilgi bit hızı için , QPSK simge hızı , FFSK simge hızının yarısı olur. Bu da QPSK güç spektral yoğunluğunun ana kulakçığının , FFSK ile karşılaştırıldığında daha dar olmasına yol açar. Bununla beraber faz sürekliliği nedeni ile FFSK 'nın güç spektral yoğunluğundaki yan kulakçıkların azalması , QPSK 'ya oranla daha hızlı olur. FFSK güç spektral yoğunluğu artan  $f$  değerleri ile , asimptotik olarak  $f^{-4}$  biçiminde azalırken QPSK  $f^{-2}$  ile azalır .

FFSK sürekli faz kodlayıcısının en büyük etkisi , frekans bandının genişlemesi ile birlikte güç spektral yoğunluğunun ana kulakçık dışında hızla sifira yaklaşmasıdır. Bundan ayrı olarak faz sürekliliği , işaret - gürültü oranını iyileştirmek amacıyla da kullanılabilir.

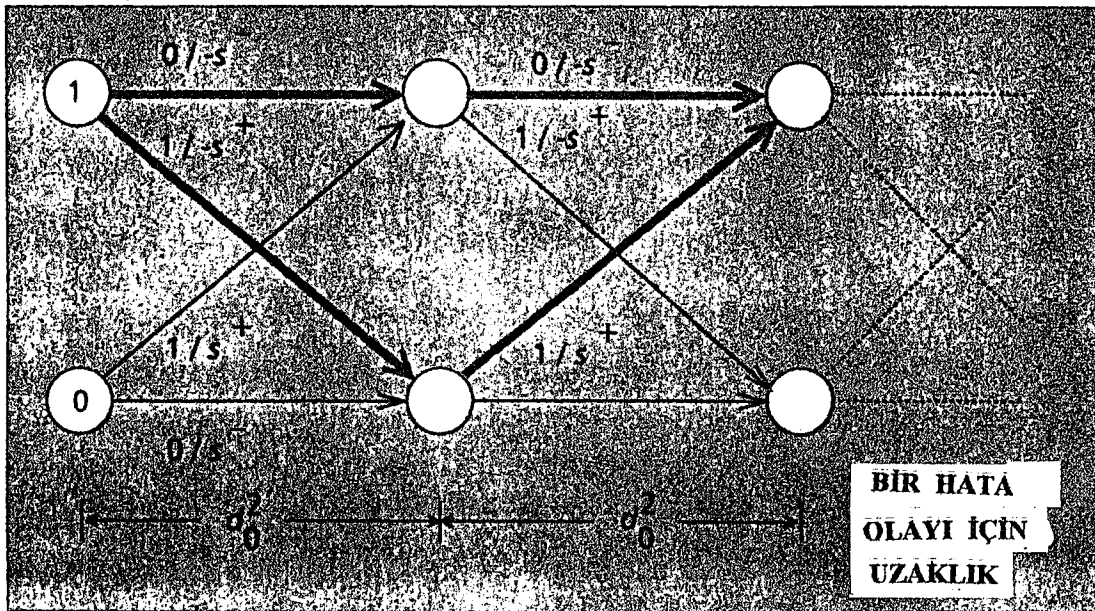
FFSK sürekli faz kodlayıcısı ile birleştirilmiş kafes gösterilimi olurlu dalga şekli dizilerini tanımlar ve  $C_2$  bir kodlayıcı durumu olarak kullanılırsa kolayca türetilir.

Bu iki durumlu kafes diyagramı Şekil VI -23 'de görülmektedir. Her simge zaman aralığında iletilen dalga şekli sadece giriş bilgi bitine bağlı olarak hesaplanmaz. Aynı zamanda sistemin belleğinde bulunan , kodlayıcı durumu da hesaba katılır. Kafes diyagramındaki her dallanma , belirli bir bilgi için bir sonraki durumu gösterir. Bilgi dizisi ikili sayılardan oluşuyorsa her durumdan sadece iki dallanma olanaklı olabilir. Sonuç olarak olanaklı olan girişlerden biri kullanılarak her duruma geçilebilir.

Bir kafes dalı , " giriş bilgi simgesi / iletilen dalga şekli " ile etiketlenmiştir ve bu şekilde iletilecek dalga şekli de belirlenir. Görülebilir ki her bilgi dizisi bir kafes dizisine eşlenir . Bir örnek olması için Şekil VI - 19 'daki faz ağacına karşılık düşen eşleme işlevini belirleyelim. Uygun düşen kafes dizisi ve birleştirilmiş dalga şekli , Şekil VI - 24 'de görülmektedir.

FFSK kod çözücüsü oluşturulurken kafes yapısı kullanılıyorsa işaret - gürültü oranı başarımı , işaret dizileri arasındaki minimum Öklit uzaklığı ile belirlenir. Şekil VI -22 'de görülen işaretler arasındaki bu uzaklık , FFSK 'nın işaret - gürültü oranı başarımını belirlemede açık bir ölçüttür.

Gösterilebilir ki minimum Öklit uzaklığı , bellek kullanılmadığı zaman yarıya düşmekte ve işaret - gürültü oranı başarımında kötüleşme olmaktadır. Bu da FFSK 'nın kodlama özellikleri kullanıldığında işaret - gürültü oranı başarımında 3 db 'lik bir kazanç anlamına gelir.

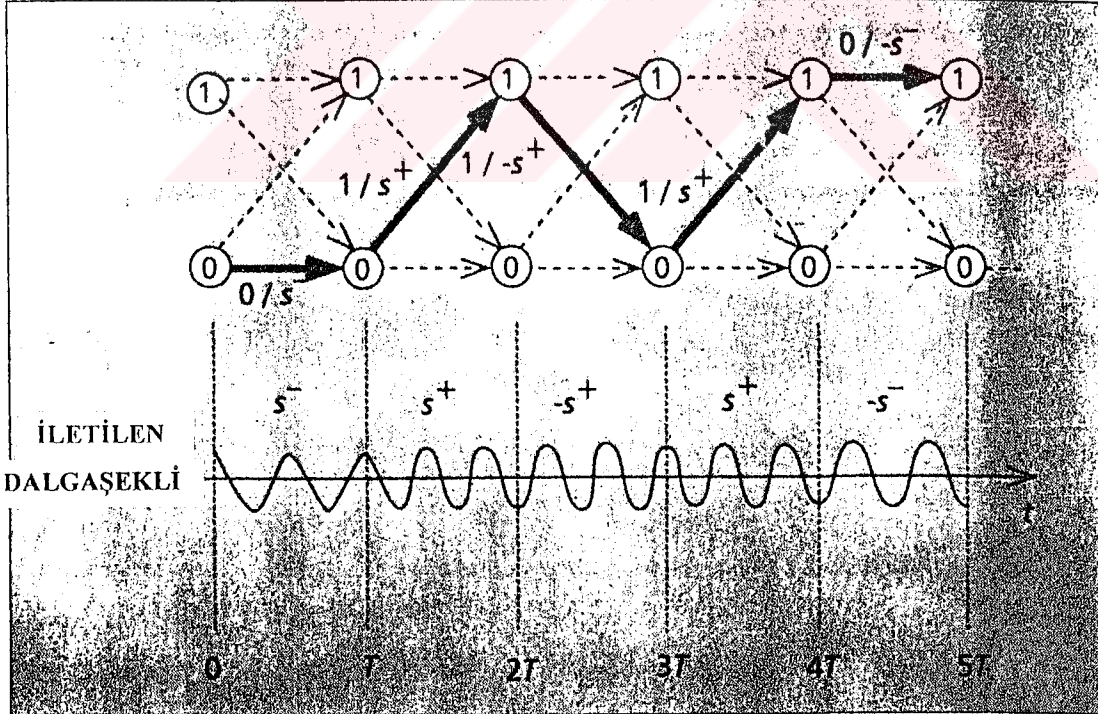


ŞEKİL VI - 23 -) FFSK 'DA OLASI BİR HATA OLAYI İÇİN KAFES GÖSTERİLİMİ

Küme bölme ile eşleme , kanal işaretlerinin bir kümesi ile katlamalı kodlayıcının bileşimini oluşturmaya yönelik bir tekniktir. Bu kodlanmış modülasyon tekniğinin temel amacı , bandgenişliğini arttırmadan birleşik kodlama kazancını arttırmaktır.

Bizim incelememizde FFSK 'ya , Şekil VI -22 'de verilen kanal işaret kümesi ile katlamalı kodlayıcı hızının  $1/2$  hızını kullanan birleşik bir kodlanmış modülasyon şekli olarak bakmak uygun bir yoldur. Benzeri bir tasarım , faz sürekliliğini kurmadan ,  $S^+(t)$  ve  $S^-(t)$  tonları arasında anahtarlama yapan ortogonal FSK 'dır. Ortogonal FSK 'nın işaret uzayı Şekil VI - 25 'te görülmektedir.

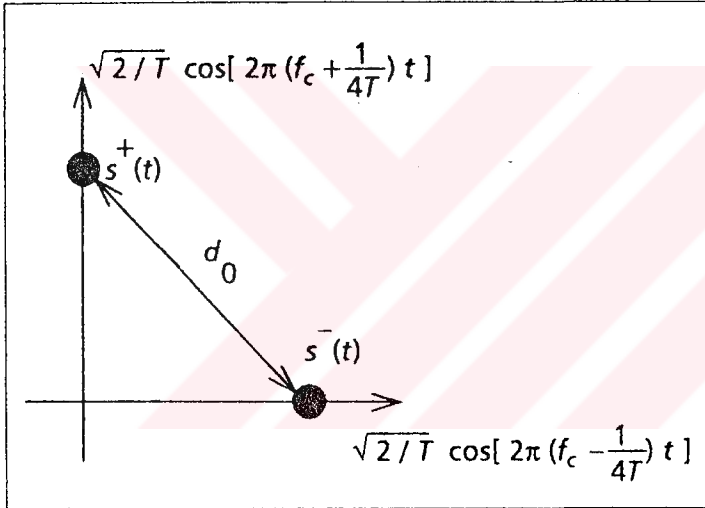
Tutarlı olmayan ortogonal FSK işaret kümesinin iki noktası arasındaki minimum Öklit uzaklığı , dört noktalı FSK kümesindeki ile özdeştir. Bu iki sistem arasındaki farklılık , FFSK 'nın kodlanmış bir modülasyon tekniği olmasına karşın FSK 'nın kodlanmamış olmasıdır. FFSK 'nın band genişliği FSK 'ninkinden daha büyük değildir ve bu nedenle FFSK 'yı band genişliğini arttırmayan kodlanmış bir modülasyon şekli olarak yorumlayabiliriz.



ŞEKİL VI -24 -) ŞEKİL VI - 19 'DAKİ FAZ DİZİSİNİ DİKKATE ALARAK FFSK DALGAŞEKİLLERİ



Kullandığımız kodlanmamış modülasyon FSK olduğu için , Şekil VI -22 'deki FFSK işaret kümesini , kodlanmamış tutarlı ortogonal FSK 'ya uygun gelecek şekilde iki alt kümeye ayırabiliriz. FFSK kümesinin , iki adet ikili FSK altkümesine ayırımı , Şekil VI - 26 'da görülmektedir. İşaretler Şekil VI -23 'te görüldüğü gibi kafes dallarına yüklenmiştir.  $C_2 ( n )$  durum değişkeni alt kümeyi seçer ve modülatör girişi  $C_1 ( n ) = b ( n )$  , alt kümedeki işareti seçer. Kafes eşlemesi boyunca dallardaki işaretler , farklı alt kümelere ait olan aynı durumda son bulur. Bununla beraber bu işaretler farklı frekanslara sahiptir ve bu nedenle FSK alt kümesine ait olarak görülmesi olanaklıdır. FFSK kümesini iki BPSK altkümesine ayırmak ve kodlanmamış referans modülasyonu olarak BPSK 'yı kullanmak da bir diğer yoldur.



ŞEKİL VI - 25 -) ORTOĞONAL FSK İÇİN İŞARET UZAYI

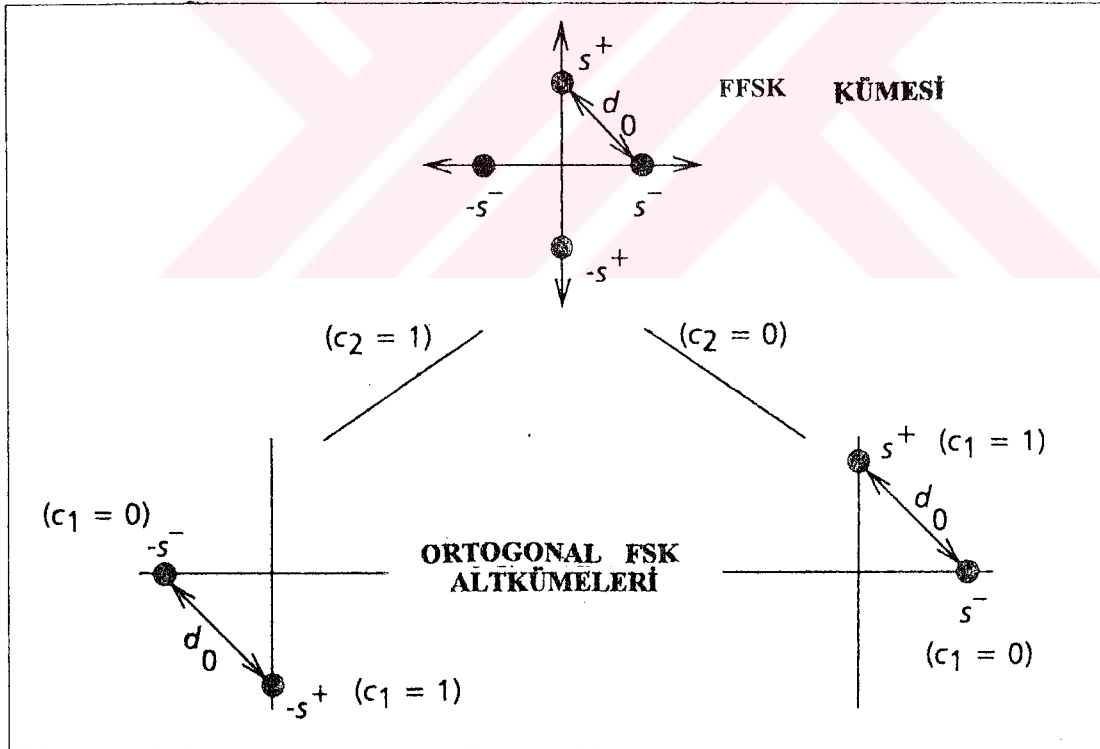
MSK 'nın iyi özelliklerinden birisi de görece daha az karmaşık alıcılarla , tutarlı olarak demodüle edilebilmesidir. Daha önce belirttiğimiz Viterbi algoritmasının bir uygulaması Şekil VI -27 'da görülmektedir. Alıcı  $( n + 1 )$  . simge zaman aralığında alınan işaret ile iletilmesi olanaklı olan iki ton  $S^-$  ve  $S^+$  arasında ilişki kurar. Bu ilişki işlemi ile şekillendirilmiş  $U^-( n + 1 )$  ve  $U^+( n + 1 )$  değişkenleri , durum karar değişkenini oluşturmakta kullanılır. durum karar değişkeni şu şekilde oluşturulur ;

$$\Delta^-(n+1) = U^-(n) + U^-(n+1)$$

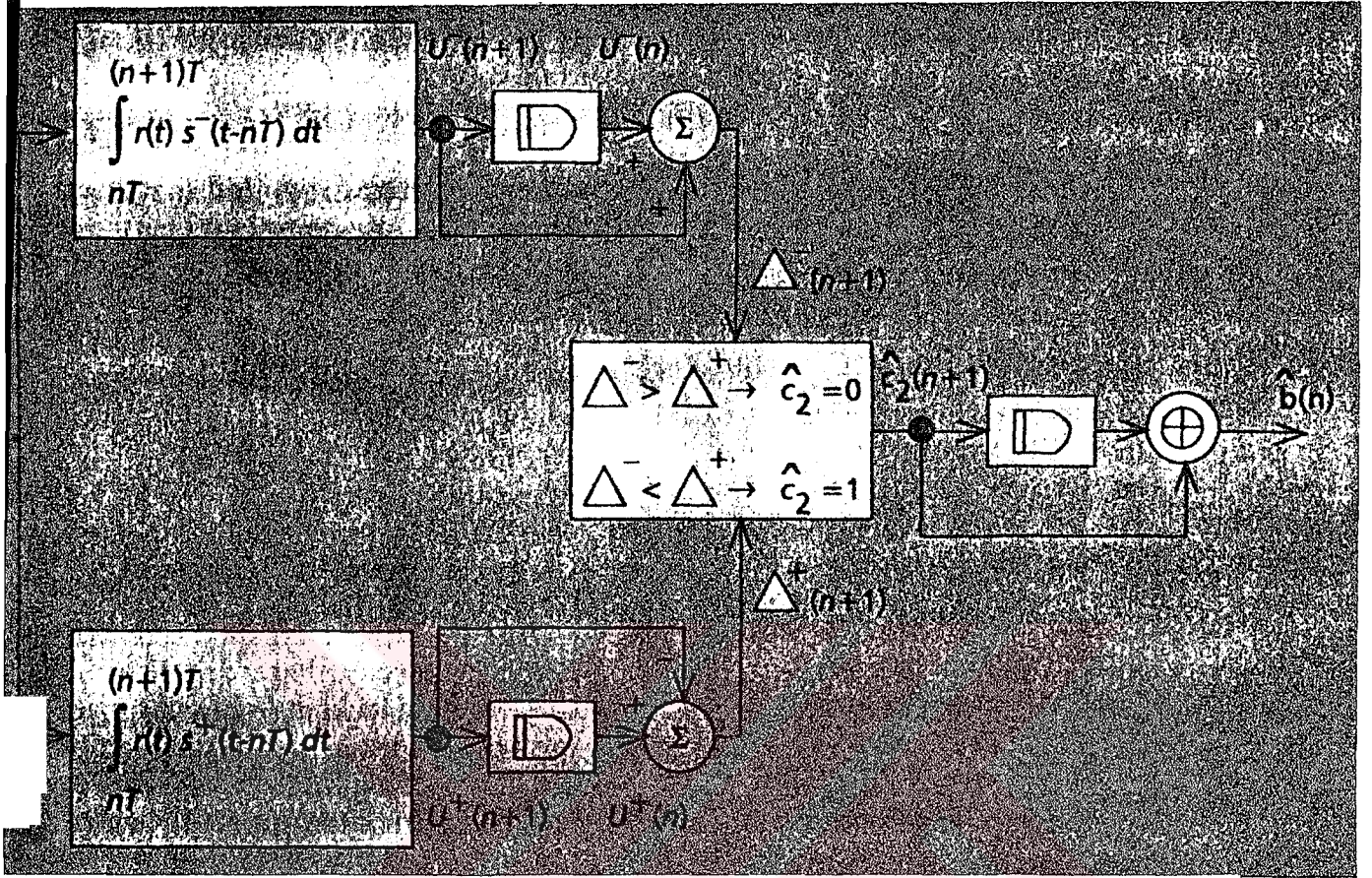
$$\Delta^+(n+1) = U^+(n) - U^+(n+1)$$

$(n+1)$ . simge zaman aralğındaki kestirilen durum  $C_2(n+1)$ , şöyle belirlenir ;

$$C_2(n+1) = \begin{cases} 0 & , \quad \Delta^-(n+1) > \Delta^+(n+1) \text{ ise} \\ 1 & , \quad \Delta^-(n+1) < \Delta^+(n+1) \text{ ise} \end{cases}$$



ŞEKİL VI - 26 -) FFSK İÇİN İŞARET KÜME BÖLMELLENMESİ .  $C_1$  VE  $C_2$  DEĞERLERİ BELLEKSİZ EŞLEME  $M_0$  'A KARŞILIK DÜŞER.



VI - 27 -) FFSK İÇİN MAKSİMUM BENZERLİKLİ DEMODÜLATÖR / KOD ÇÖZÜCÜ YAPISI

## VII - ) DOĞRUDAN DİZİLİ YAYILMIŞ SPEKTRUMLU HABERLEŞME BİLGİSAYAR BENZETİMİ

Literatür araştırması aşamasında yayılmış spektrumlu haberleşme sistemlerinin birçok avantajı belirtilmiştir. Bu avantajlar oldukça önemli konularda etkilidir. Bu nedenle yayılmış spektrumlu haberleşme sistemleri belirli alanlarda diğer haberleşme sistemlerinin önüne geçme durumundadır.

Bununla birlikte bu avantajları elde etmenin bir bedeli vardır ; “ gerekenin çok üzerinde bir bandgenişliği kullanmak “ . Bu noktada bir ikilem ile karşı karşıya kalmaktayız. Band genişliğini ne kadar arttırıp , ne kadar başarımlı kazancı elde edeceğiz ?

Bu sorunun yanıtı kuşkusuz kullanacağımız yayılmış spektrumlu haberleşme sisteminin kullanım amacına bağlıdır. Haberleşmenin çok önemli olduğu askeri uygulamalarda band genişliğinden büyük özveride bulunup önemli başarımlar elde edebiliriz. Bununla beraber yayılmış spektrumlu haberleşme sistemlerinin özellikle rasgele erişimli çok kullanıcı sistemlerin adresleme avantajlarına yönelik sivil uygulamalarında band genişliğinden daha az özveride bulunularak daha düşük başarımlı elde etmek söz konusu olabilir. Bu noktada optimum çözüm için bir spektrum yayma işlem kazancı belirlenmelidir.

Yayılmış spektrumlu haberleşme sistemlerinin ilk uygulaması kasıtlı parazit etkisine karşı dirençli sistemlerde olmuştur. Belli bir sınırlı güce sahip kasıtlı parazit işaretinin etkilerini örtmek için spektrum yayma işlem kazancını bir değerden sonra arttırmak başarımlı fazla etkilemez , fakat kullanılacak olan bandgenişliği artmaya devam eder. Schilling ‘in { 51 } çalışmasında elde ettiği hata başarımlı eğrileri incelenirse bu durum daha açık görülebilir.

Bu nedenle , kullanılacak bir sistemin tasarımında spektrum yayma işlem kazancı belirlenirken bu özellik dikkate alınmalıdır. Sistemden beklenen hata başarımlı sağlayacak olan spektrum yayma işlem kazancı değeri , kabul edilemeyecek düzeylere çıkabilir. Bu durumda hata düzeltici kodlama türlerinin uygulanması yerinde olur.

Yayılmış spektrumlu haberleşmenin çeşitli teknikleri vardır. Doğrudan dizi , frekans sıçramalı , zaman sıçramalı gibi. Bir haberleşme sistemi tasarımında hangi spektrum yayma tekniğini kullanacağımız konusundaki ölçüt yine sistemden beklentilerimiz olacaktır. Spektrum yayma tekniklerinin çeşitli konularda birbirlerine karşı üstünlükleri

vardır. Bu üstün özelliklerin bir araya toplandığı karma teknikler üretmek te olanaklıdır. Yayılmış spektrumlu haberleşme kullanılmadaki amacımız verinin kriptolanması ise seçmemiz gereken teknik doğrudan dizili yayma tekniğidir. Kriptografik açıdan en iyi başarıyı doğrudan dizili sistemler sağlayacaktır. Doğrudan dizili sistemlerin kripto amaçlı kullanımı yeni bir çalışmanın konusu olabilir. Verinin sözderasgele dizi ile gizlenmesi aşamasında çeşitli kripto yöntemleri uygulanabilir. Bu şekilde kriptografik başarıyı arttırmak sözkonusu olacaktır. Ayrıca kasıtlı parazit ortamında en iyi başarıyı doğrudan dizili sistemler verecektir.

Yayılmış spektrumlu haberleşme sistemlerinin önemli uygulama alanlarından olan rasgele erişimli haberleşmede de doğrudan dizili sistemler öne çıkmaktadır. Rasgele erişimli haberleşme şu şekilde olur ; aynı RF haberleşme kanalında birçok farklı kişiye veri iletimi yapılır fakat hiçkimse başkasına ait veriye ulaşamaz. Çünkü başkalarına gönderilen verileri çözmek için gerekli olan sözderasgele diziye sahip değildir. Her kullanıcı sadece kendisi için gönderilen verileri alabilecek şekilde düzenlenmiş olan rasgele dizilere sahiptir. Esnek olarak tasarlanacak bir sistem ile her kullanıcının sahip olduğu sözderasgele dizi parçası merkezdeki veri ile kontrol edilerek bir rasgele erişim hiyerarşisi kurulabilir. Böyle bir sistemin tasarımı yeni çalışmalara konu olabilecek düzeydedir. Böyle bir çalışmada dikkat edilmesi gereken bir nokta her kullanıcının özel kodunun diğer kodlara ortogonal olması gereğidir. Kullanıcıların kodlarının tasarlanması sistem başarımını belirlemede “ yakın - uzak “ problemi nedeni ile oldukça önemlidir. Pickholtz ‘un { 43 } çalışmasında belirttiği gibi kullanıcı kodları arasında çok az ilişki olabilmektedir.

Yüksek oranda spektrum yaymak istiyorsak kullanmamız gereken teknik frekans sıçramalı tekniktir. Sistemde kullanılan sözderasgele dizi , doğrudan işaretin iletileceği frekansları belirlediği için yayma miktarı yüksek olmaktadır. Dünyada ve her ülkede haberleşme amacı ile kullanılacak olan frekanslar düzenlenmiştir. Bu düzenlemelerde bazı frekanslarda hiçbir girişim etkisi oluşturulmaması istenir. Bu tip korunulan frekansların programlanabilmesi frekans sıçrama tekniği ile kolayca gerçekleştirilebilmektedir. Frekans sıçramalı yayılmış spektrumlu haberleşme sistemleri yakın - uzak probleminde en az etkilenen sistemlerdir.

Bandgenişliğinin en verimli kullanıldığı spektrum yayma tekniği zaman sıçramalı tekniktir. Uygulanmasının da kolay olması nedeni ile oldukça popüler durumdadır.

Sözderasgele diziler sadece yayılmış spektrumlu haberleşme ile ilgili bir konu değildir. Kriptografide ve bilgisayar ağlarında yaygın olarak kullanılmaktadırlar. Yayılmış spektrumlu haberleşme sistemlerinde kullanılacak olan dizilerin ideal raslantısallık özelliği taşınması istenir. İdeal raslantısal diziler ise periyodu sonsuz olan ve özilişki işlevi orijin noktası dışında sifıra eşit olan dizilerdir. Bununla beraber bir algoritma ile üretilen bir dizinin ideal raslantısal olması olanaksızdır. Sadece yaklaşık olarak raslantısal kabul edilmeleri sözkonusudur . Bu şekilde raslantısal kabul edilen dizilere “ sözderasgele diziler “ adı verilmiştir. Sözderasgele diziler , özilişki işlevleri orijin dışında sifıra yaklaştığı ölçüde ideal raslantısallık özelliğine yaklaşırlar. Bu durumda da yayılmış spektrumlu haberleşme sisteminde kullanacağımız sözderasgele diziyi seçerken bir ikilem ile karşı karşıya kalmaktayız ; ya çok karmaşık algoritmaları gerçekleştiren kapsamlı devreler kullanarak ideal raslantısallığa çok yakın diziler üretiriz ya da daha az karmaşık devreler ile ideal raslantısallığa daha az yakın diziler üretiriz. Bu seçim yapılırken kullanılacak ölçüt tabii ki sistemden beklentilerimizdir.

Sözderasgele diziler üretmek üzere çeşitli algoritmalar geliştirilmiştir. Bununla birlikte ötelemeli yazıcı yapılı dizi üreteçleri en verimli olanlardır. Bu şekilde üretilen  $m$  dizileri en çok yeğlenen dizilerdir.  $m$  dizileri ve  $m$  dizilerinin bileşimlerinden oluşan karma diziler ( iki adet  $m$  dizisinin toplamından oluşan Gold dizileri gibi ) oldukça basit algoritma ve devreler ile ideal raslantısallığa oldukça yakın özilişki işlevleri vermektedirler.

Yayılmış spektrumlu işaretlerin alınması ve işaret spektrumunun toparlanması aşamasında eşzamanlamanın büyük önemi vardır. Gelen işaretin spektrumunun toparlanabilmesi ve verinin çözülebilmesi için alıcıda üretilen sözderasgele dizi ile vericide kullanılmış olan sözderasgele dizinin eşzamanlı olması gerekir. Klasik yöntemleri kullanarak bu eşzamanlamayı sağlamak olanaklıdır. Bu yöntemler arasında gecikme kilitleme döngüsü eşzamanlamayı kurmak ve korumak açısından diğer yöntemlere göre daha başarılıdır. Dördüncü bölümde yapılan hesaplarda gecikme kilitleme döngüsünün hata olasılığı ;

$$P_e = 2 \cdot Q \left\{ \sqrt{\frac{2 \cdot P_r}{N_0 \cdot B_L}} \right\}$$

olarak bulunmuştur. Q işlevi içeren bu ifadenin değeri , döngünün kurulduğu eşdeğer gürültü bandgenişliğinin işaret - gürültü oranı ile ters orantılıdır. Bu nedenle döngünün eşzamanlamayı kaybetmemesi için eşdeğer gürültü bandgenişliğindeki işaret - gürültü oranının yüksek değerde olması istenir. Ortamdaki işaret - gürültü oranının sabit olduğunu kabul ettiğimize göre eşdeğer gürültü bandgenişliğindeki işaret - gürültü oranını yükseltmenin tek yolu döngü bandgenişliğinin olabildiği kadar küçük yapılmasıdır. Döngü bandgenişliğinin küçültülmesinin de bazı sakıncaları söz konusudur. Döngü girişindeki yüksek bandgenişlikli değişimler , küçük döngü bandgenişlikleri ile takip edilemezler. Çünkü döngü , değişimleri takip etmekte çok yavaş kalacaktır. Bu noktada karşılaştığımız ikilem ise , döngünün kilitlemeyi kaybetme olasılığı ile girişteki değişimleri izleyebilme arasındadır. Döngü bandgenişliğinin küçültülebileceği sınır değer , döngü girişinde olabilecek değişimlerin hızı dikkate alınarak hesaplanmalıdır.

Bir yayılmış spektrum alıcısının işareti algıladıktan sonra sözde rasgele dizinin etkilerini ortadan kaldırarak veriyi çözmesi istenir. Bunu sağlamak üzere ilk önce yapılacak şey gelen işaret ile onunla eşzamanlanmış olan sözde rasgele işaretin çarpılmasıdır. Bu işlem sonucu sözde rasgele dizinin etkisi ortadan kaldırılmış olur fakat verinin elde edilmesi için gürültü tarafından bozulmuş bu işaret dizisinin integrasyonu gereklidir. Bu integrasyon veri biti görev süresine eşit bir zaman aralığında yapılır ve sonuç ifade yorumlanarak verinin değerine karar verilir. Bu noktada önemli olan bir konu , integrasyonun başladığı nokta ile veri bitinin başladığı noktanın eşzamanlı olmasıdır.

Hemen not edelim ki bilgisayar benzetimlerinde eşzamanlamanın mükemmel olduğu varsayılmaktadır ve integrasyon süresi veri biti görev süresine eşittir.

Alıcı tarafından algılanan işaretin , girişimden oluşan bir bileşeni olduğu varsayılır. Bu bileşenin bir sinüsoid olduğu ve frekansının yayılmış spektrumlu işaretin taşıyıcı frekansı ile aynı olması gerekmediği söylenebilir. Bununla birlikte alıcının geçirme bandı dışındaki girişim işaretlerinin alıcı girişinde süzülmesi nedeni ile bozucu etki yapmayacağı açıktır.

V . bölümde yapılan hesaplarda görülmüştür ki işaretin girişim bileşeninin çıkışta oluşturacağı etki , spektrum yayma işlem kazancına eşit bir oran ile düşürülür.

Bilgisayar benzetimlerinde girişim etkilerinin olmadığı varsayılmıştır. Benzetim programları oldukça esnek bir mantıkla tasarlandığından girişim ve sönümlenme etkileri programlara eklenebilir. Doğrudan dizili bir alıcının girişindeki  $(SNR)_i$  ile çıkışında oluşacak  $(SNR)_o$  arasındaki bağıntı V - 15 eşitliğinde ;

$$(SNR)_o = PG \cdot (SNR)_i$$

şeklinde verilmiştir. ( bu eşitlikteki PG , spektrum yayma işlem kazancını göstermektedir )

Herhangi bir haberleşme sistemi için SNR değeri oldukça önemli bir parametredir. Çünkü işaretin alınabilirliğinin bir ölçüsü ve çıkış işareti kalitesinin iyi bir ifadesidir. V - 15 eşitliğini yorumlayarak , çıkış SNR ifdesini büyük miktarda iyileştirebilmenin olanaklı olabileceğini söyleyebiliriz. Buradan da yayılmış spektrumlu haberleşme sistemlerinin gücü bir kere daha ortaya çıkmış olur.

Yayılmış spektrumlu haberleşme tekniğinin ilk tasarlanma amacı ve en önemli özelliği kasıtlı parazite karşı gösterdiği dirençtir. Kasıtlı parazit ortamında en iyi başarıyı doğrudan dizili sistemlerin vermesi ile birlikte frekans sıçramalı sistemler de yaklaşık bir başarımla sergiler.

Kasıtlı parazit işaretleri , haberleşmeyi bozmak amacı taşıyan cihazlar tarafından üretilirler. Bu işaretler çeşitli şekillerde olabilirlerse de en önemli iki tipi tek frekanslı sinüs dalgası şekli ve geniş bantlı gürültü şeklindedir. Bu çalışmada yazılan bilgisayar benzetimi programlarında geniş bantlı gürültü işareti dikkate alınmıştır. Fakat bazı değişiklikler ile diğer gürültü modellerinin benzetimi de yapılabilir. Kasıtlı parazit işareti türlerine örnek olarak tarayıcı frekanslı , ani darbeleri , yinelemeli tiplerini gösterebiliriz.

Yayılmış spektrumlu haberleşme sistemlerinin hata başarımları , iletimde kullandıkları modülasyon türüyle yakından ilgilidir. İşaret spektrumunu yaydıktan sonra iletim ve algulamada çeşitli modülasyon teknikleri kullanılabilir. Yayılmış spektrumlu haberleşme tekniğinin işaret spektrumundaki etkileri göz önüne alınırsa seçilecek olan modülasyon türünün özellikleri ortaya çıkar. Kullanılacak olan modülasyon türü çok iyi spektral karakteristikler vermelidir. Birçok modülasyon türünde , frekans domeninde ortaya çıkan yan kulakçıklar girişim nedeni ile başarımla



kaybı oluşturlar. Girişim nedeni ile oluşacak başarımlı kaybını azaltmanın bir yolu sürekli faz modülasyonu adı verilen modülasyon sınıfını kullanmaktır. Bu modülasyon tekniğinde taşıyıcı işaretin faz sürekliliği sağlanması nedeni ile frekans bölgesindeki yan kulakçıklar daha küçük genliktedir ve hızla azalır. Çok boyutlu işaret uzayında kurulacak sürekli faz modülasyonları yeni bir çalışmanın konusu olabilecek genişliktedir. Minimum kaydırmalı anahtarlama modülasyonu , sürekli faz modülasyonlarının en basit şeklidir. Bununla birlikte popülerliği hızla artmaktadır. Minimum kaydırmalı anahtarlama iki boyutlu işaret uzayında yapılır. Minimum kaydırmalı anahtarlanmış işaretlerin algılanmaları için etkili faz izleme algoritmalarına gereksinim duyulur.

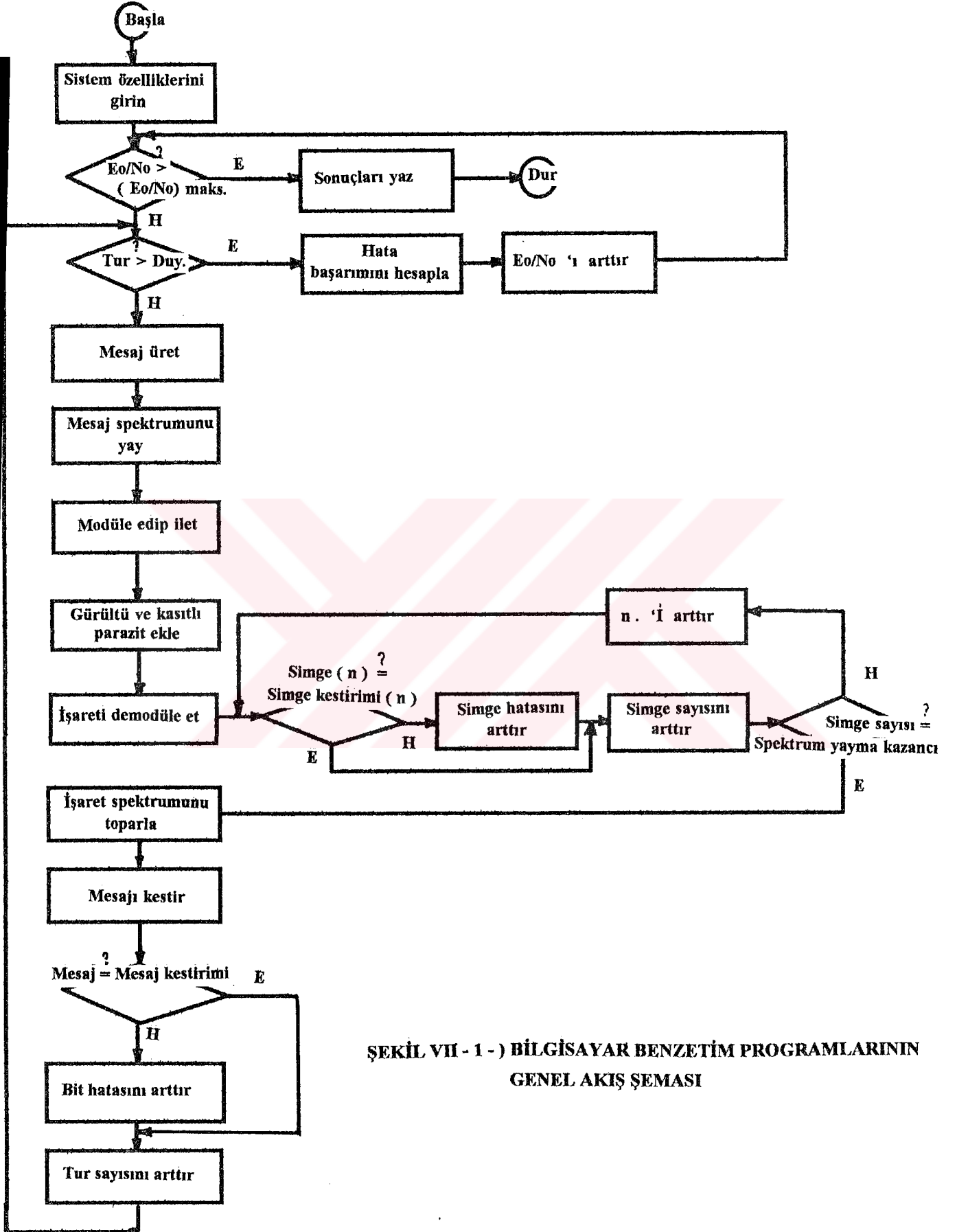
Klasik alıcılarda faz , sadece geçmiş işaret dikkate alınarak kestirilir. Şu anki fazın kestirimi yapılırken sonraki faza olan minimum Öklit uzaklığı dikkate alınmaz. Bu yaklaşımın sağlayabileceğinden daha iyi bir hata başarımlı Viterbi algoritması ile elde edilir. Bu yaklaşımda işaretler  $N$  simgeli paketler olarak ele alınır ve Viterbi algoritması ile bu paketteki  $N$  adet verinin kestirimi yapılır. Burada  $N$  sayısının yüksek olması Viterbi algoritmasının hata başarımlı artırır.

## VII - 1 - ) BENZETİM PROGRAMLARININ AÇIKLANMASI

Bu çalışmadaki dört benzetim programı da aynı akış diyagramı üzerine kurulmuştur. Bu diyagram Şekil VII - 1 'de görülmektedir. Programlar arasındaki fark işaretin modülasyonu ile demodülasyonu aşamasında uygulanan tekniktir. Bu nedenle hepsinin kullanımı aynı şekilde yapılır. Bilgisayar benzetim programları BASIC ( Beginners All purpose Symbolic Instruction Code ) dilinde modüler bir yapıda yazılmıştır. Bu modülerlik nedeni ile programlara eklemeler ve değişiklikler yapılabilir. Bununla birlikte dezavantajı çalışma hızının çok yavaş olmasıdır.

Şimdi programların yapısını ve kullanımını akış diyagramı üzerindeki blokları inceleyerek açıklayalım ;

Program çalıştırdıktan sonra ilk ikili blok işleme girer ve kullanıcının haberleşme sisteminin özelliklerini girmesi istenir. Programlara bu özelliklerin girilmesi şu şekilde olmalıdır;



ŞEKİL VII - 1 - ) BİLGİSAYAR BENZETİM PROGRAMLARININ GENEL AKIŞ ŞEMASI

a - ) “ m dizisi üreteç özelliklerini giriniz , ötelemeli yazıcının yazıcı sayısını giriniz “

m dizilerinin özellikleri ve üretim teknikleri III. bölümde incelenmiştir. m dizileri ötelemeli yazıcı devreleri ile üretilirler. Burada kaç konumlu bir ötelemeli yazıcı devresi kullanılacağı sorulmaktadır. Programın hızlı çalışması açısından üç konumlu m dizisi üreteçlerinin kullanılması yararlı olur.

b - ) “ Durum  $s(\dots)$  ‘ın ilk değerini giriniz. “

Ötelemeli yazıcı yapısının ilk çalıştırıldığı anda saklı olan ilk değerler girilmelidir. Bu değerler ikili düzende olmalıdır.

c - ) “ Geribesleme noktasını ? “

Burada  $s(\dots)$  ‘ncı yazıcıdan geribesleme yapılıp yapılmayacağı sorulmaktadır. m dizisi üretiminde ötelemeli yazıcıların hangilerinden geribesleme yapılacağı önemlidir. Rasgele konumlardan yapılacak geribeslemeler ile m dizileri elde edilemez. Yazıcı sayılarına bağlı olarak elde edilebilecek bazı m dizileri için geribesleme noktaları Tablo III - 3 ‘te verilmişti. Burada , sorulan yazıcının geribesleme noktası olması durumunda 1 , olmaması durumunda 0 girilmelidir.

d - ) “ İkili veriye ait 0 olma olasılığının % değerini giriniz. “

Raslantısal olarak üretilecek veri bitinin 0 olma olasılığının yüzde değeri girilmelidir. Genel olarak 50 girilse de bazı uygulamalarda farklı değerler kullanılabilir.

e - ) “ SS - kazancının değerini girin ( !! 10 ‘un tam katı olmalıdır !! ) “

Doğrudan dizili haberleşme sisteminde kullanılacak olan spektrum yayma işlem kazancı sorulmaktadır. Bu değer maksimum 500 olarak belirlenmişse de bilgisayarın bellek donanımının kapasitesine göre genişletilebilir. Belleği yetersiz bilgisayarlarda programın çalışmasında sorun ortaya çıkarsa bazı değişikliklerle bu maksimum değer azaltılabilir.

f - ) “ Kasıtlı parazit işareti gücünün işaret gücüne oranını dB cinsinden giriniz. “

Programlarda kasıtlı parazit işaretinin geniş bantlı olduğu varsayılmıştır. Bu işaretin gücü dB olarak girilmelidir.

g - ) “  $E_0 / N_0$  ‘ın dB cinsinden ilk değerini girin “

Simge hata olasılığı eğrisinin çizilmeye başlanacağı ile  $E_0 / N_0$  oranı değeri dB cinsinden girilir.

h - ) “  $E_0 / N_0$  ‘ın dB cinsinden son değerini girin “

Simge hata olasılığı eğrisinin çizileceği son  $E_0 / N_0$  değeri girilir.

1 - ) “  $E_0 / N_0$  'ın dB cinsinden artımını girin “

Simge hata olasılığı eğrisinin kaç noktadan oluşacağı belirlenir. Çizim yapılacak aralığa göre bir değer girilir.

i - ) “ Duyarlılığı girin ( Yüksek değer daha duyarlıdır - Normali 1000 ) “

Çıkartılacak simge hata olasılığı eğrisinin duyarlılığı bu parametreye bağlıdır. Program bu sayı kadar veri bitinin benzetimini yapar. Sağlıklı bir ölçüm için beklendik hata olasılığı değerinin çarpmaya göre tersinin 100 - 1000 katı benzetim yapılmalıdır. Fakat zaman problemi nedeni ile 10000 değeri girilebilir.

Program yayılmış spektrumlu haberleşme sisteminin özelliklerini aldıktan sonra döngü kurarak benzetime başlar. İlk döngü işaret - gürültü oranının ilk değeri ile son değeri arasında kurulur. Bu döngü programın ana döngüsüdür ve döngü sonunda benzetim sonucu elde edilen simge hata olasılıkları ekrana yazdırılır. Ana döngü içinde , kullanılan her işaret - gürültü oranı değeri için simge hata olasılığı hesaplanır. Bu olasılık iletişimde oluşan hatalı simge sayısının iletişimi yapılan toplam simge sayısına bölünmesi ile elde edilir. Programın çalışması sırasında o zamana kadar benzetimi yapılmış olan işaret - gürültü oranı değerleri için elde edilen simge hata olasılıkları ekrandan görülebilir.

Program , her işaret - gürültü oranı değeri için bir alt döngü kurar. Bu döngü , iletişimi yapılacak veri biti sayısı kadar uygulanır. Her veri bitinin iletişimi yapıldığında iletişimi yapılacak veri biti sayısına ulaşıp ulaşılmadığı kontrol edilir. Bu sayıya ulaşılmış ise bir sonraki işaret - gürültü oranı değeri için tekrar döngü kurulur.

İletişim benzetimi ilk olarak veri biti üretimi ile başlar. Veri biti raslantısal olarak üretilir ve üretiminde bilgisayarın RND komutundan yararlanır. Üretilen bu değer , daha sonra alıcıda çözülen değer ile karşılaştırılmak üzere saklanır.

Daha sonra veri biti , spektrumu yayılmak üzere kendisinden daha büyük band genişliğine sahip sözderasgele bir dizi ile modülo 2 kuralına göre toplanır. Bu toplam sonucu elde edilen dizi sözderasgele dizinin band genişliğinde olur ve her simgesi bir değişkene atanır. Bu aşamada kullanılan sözderasgele dizi , m dizisi modeliyle üretilmiştir. Ötelemeli yazıcı yapılı bu üretim modeli III. bölümde açıklanmıştır.

Programın girişinde sorulan , m dizisine ait bilgiler ile üretilecek olan sözderasgele dizi belirlenmektedir. Burada yapılan veri bitinin spektrumunu yayma işlemi Şekil II - 1 'de verilen blok diyagramını gerçeklemektedir.

Bu noktada elimizde olan simge dizisi seçilecek bir modülasyon ile modüle edilip RF kanalından iletilir. Benzetim programlarında kullandığımız modülasyon türleri , daha sonra açıklanacaktır. İletişim için kullanılan RF kanalı , döngü başında belirlenen işaret - gürültü oranı ve kasıtlı parazit işareti tarafından oluşturulan bozucu etkiler taşır. Ortam gürültüsü ve kasıtlı parazit işareti , beyaz gürültü süreci ile modellenmiştir. Her veri simgesi için ortam gürültüsü bileşeni ve kasıtlı parazit işareti bileşeni üretilerek veri simgesi ile toplanır. Bu şekilde bozulmaya uğramış bir simge dizisi elde edilir. Bu simge dizisi , kullanılan modülasyona uygun bir demodülatör yapısı ile kestirilir. Daha sonra kestirimi yapılan her simge daha önce saklanmış olan gerçek simgeler ile karşılaştırılır. Kestirilen simge ile gerçek simge birbirine eşit ise sadece iletişimi yapılan simge sayısı bir arttırılır. Eğer kestirilen simge ile gerçek simge farklı ise hem simge hatası , hemde iletişimi yapılan simge sayısı bir arttırılır. Bu şekilde demodülasyonu yapılan simgelerin , hatalı çözülen simge sayısı ve çözülen simge sayısı bir işaret - gürültü oranı değeri için kurulan alt döngü bitene kadar toplanır. Alt döngü bitince bu toplamlar kullanılarak simge hata olasılığı hesaplanır.

Simge hata olasılığı bilgileri derlendikten sonra gelen simgelerin integrasyonu yapılır. Bu integrasyon sonucunda veri bitinin değeri kestirilir. Bu integrasyon tüm simgelerin toplanarak simge sayısına bölünmesi şeklinde yapılır. Elde edilen değer 0,5 'ten büyük ise veri bitinin 1 olduğuna , 0,5 'ten küçük veya eşit ise veri bitinin 0 olduğuna karar verilir.

Daha sonra gerçek veri biti ile kestirilen veri biti karşılaştırılır. Eşitlik varsa sadece iletişimi yapılan bit sayısı bir arttırılır. Farklılık var ise hem hatalı iletişimi yapılan bit sayısı , hemde iletişimi yapılan bit sayısı bir arttırılır. Bu işlemler alt döngü bitene kadar sürer. Alt döngü bitiminde simge hata olasılığı ile birlikte bit hata olasılığı da hesaplanır. Ana döngünün bitmesi ile program elde ettiği hata başarımlarını yazarak durur.

## VII - 2 - ) BENZETİM PROGRAMLARINDA KULLANILAN MODÜLASYON TEKNİKLERİ

### VII - 2 - 1 - ) İKİLİ PSK MODÜLASYONU

İkili PSK modülasyonunda işaret fazının 0 ve  $\pi$  radyan olmak üzere iki değeri vardır. Benzetim programlarında bu değerlere 0 ve 1 karşı düşürülmüştür. İşaret kanalında oluşacak faz bozulmaları nedeni ile işaret hatalı kestirilebilir. Bu faz bozulmaları benzetim programlarında 0 ve 1 değerinden sapmalar olarak modellenmiştir. Her veri simgesi için üretilen gürültü işareti , bir sayı ile temsil edilir ve bu sayı 0 ve ya 1 olabilen veri simgesi ile toplanır. Demodülasyon aşamasında bozulmuş olan bu sayı yorumlanır. Sayı 0,5 'ten büyük ise simgenin 1 olduğuna , 0,5 ve ya 0,5 'ten küçük ise simgenin 0 olduğuna karar verilir. Bu karar kuralına maksimum yaklaşıklık kuralı adı verilir.

Bilgisayar benzetimi programında DPSK modülasyonu kullanılmıştır. PSK 'nın bu çeşidinde iletilecek olan faz değeri , bir önceki faz değeri de göz önüne alınarak belirlenir. 0 simgesi iletilecek ise bir önceki faz değeri tekrar iletilir. 1 biti iletilecek ise bir öncekinin karşıtı olan faz değeri iletilir. Alıcı kısmında ise , işaret maksimum yaklaşıklık kuralı ile belirlendikten sonra bir önceki faz da dikkate alınır ve simgenin kestirimi yapılır.

### VII - 2 - 2 - ) MSK MODÜLASYONU

MSK modülasyonu , daha önce incelendiği gibi iki boyutlu işaret uzayında yapılır. Benzetim programlarında bu iki boyut iki değişken ile temsil edilir. Bu iki değişkenin iletilecek bir simge için alacağı değerler bir önceki simge iletimi için aldığı değerler ile bağıntılıdır. Bu konum değişimleri Şekil VI - 7 'de verildiği gibidir.

Benzetim programlarında , boyut değişkenleri on simgelik paketler için hesaplanarak saklanırlar. Daha sonra gürültü ile bozulan boyut değişkenleri demodülatör altprogramına onluk paketler biçiminde girerler. Demodülatör altprogramında Viterbi algoritması kullanılmıştır. Bu algoritma ile on adet simgenin kestirimi yapılır. Her

simgenin kestirimi yapılırken bir önceki ve bir sonraki simgelerin değerleri dikkate alınır. Bu şekilde hata başarımı arttırılır.

### VII - 2 - 3 - ) TERS OVERLAY 'Lİ MSK MODÜLASYONU

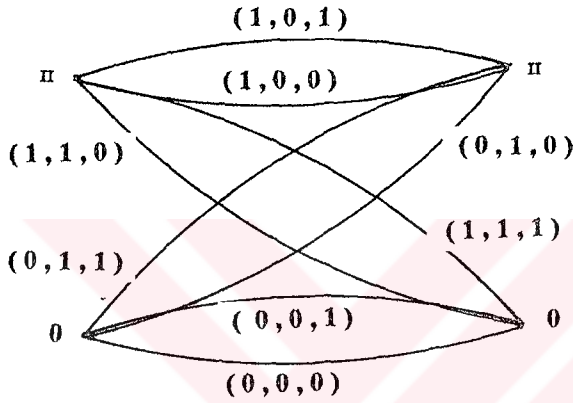
Bu Sadr ve Omura 'nın { 49 } önesürdüğü yaklaşımdır. Bu modülasyonda temel olarak faz sürekliliği sağlanmış olan MSK modülasyonu kullanılır. Fakat MSK modülasyonu overlay periyotlarında yeni bir şekilde uygulanır. Overlay biti olarak iletilecek simgenin değeri 0 ise MSK modülasyonu şekli ve dolayısı ile faz sürekliliği korunur. Overlay biti olarak iletilecek simge 1 ise , taşıyıcı işaretinin faz sürekliliği bozularak yeni faz değeri iletilir. Ters overlay 'li MSK 'nın kafes yapısı da Şekil VII -2 'deki gibi iki geçişlidir. Aralarındaki fark , ters overlay 'li MSK 'modülasyonda üçüncü boyut bileşeninin olmaması , overlay biti kestiriminin faz sürekliliği izlenerek yapılmasıdır.

Overlay biti raslantısal olarak üretilip rasgele bir sayı ile modülo 2 toplamı alınarak overlay simgesi oluşturulur. Bu simge 0 olduğunda ters overlay 'lı MSK modülasyonu benzetimi , MSK modülasyonu benzetimi ile aynı olur. Overlay simgesi 1 ise , overlay periyodunda faz sürekliliği bozulur. Bu bozulma , iki boyutlu işaret uzayının boyut değişkenlerinin uygun şekilde atanması ile elde edilir. Boyut değişkenlerine yapılan bu atama ile hem işaretin faz sürekliliği bozulur , hem de MSK simgesi ile ulaşılabilecek faz değerine ulaşılır. Boyut değişkenleri gürültü tarafından bozulmuş olan on adet simge , yine Viterbi algoritması kullanılarak kestirilir. Fakat faz sürekliliğinin bozulduğu overlay periyotlarındaki ve bir önceki simge Viterbi algoritması tarafından yanlış kestirilmiş olacaktır. Bu nedenle faz sürekliliğinin bozulduğu sezildiğinde bu yanlış kestirimler düzeltilir.

Faz sürekliliği ise overlay periyodundaki işaret ve bir önceki işaret dikkate alınarak irdelenir. Bu iki işaret ile alıcıya ulaşan boyut değişkenleri , maksimum yaklaşıklık kuralına göre kestirilir. Bu iki işarete ait boyut bileşenlerinin göreceli durumları yorumlanarak faz sürekliliğinin korunup korunmadığına ve dolayısı ile overlay simgesinin 0 ya da 1 olduğuna karar verilir. Bu şekilde on adet simgeye ait boyut bileşenleri kullanılarak onbir adet simgenin kestirimi yapılır.

### VII - 2 - 4 - ) 3. FREKANS OVERLAY'LI MSK MODÜLASYONU

Bu , MSK modülasyonuna yeni bir yaklaşımdır. Bu yaklaşımda MSK modülasyonundan farklı olarak üç boyutlu işaret uzayı kullanılır. Bu işaret boyutlarından ikisi MSK modülasyonunu gerçekleştirirler. Üçüncü boyut ise sadece overlay periyotlarında kullanılır. Üç boyutlu işaret uzayında kurulan bu modülasyon tekniğinin kafes yapısı Şekil VII - 2 'de görüldüğü gibidir.



ŞEKİL VII - 2 - ) 3. FREKANS OVERLAY 'LI MSK KAFES YAPISI

Şekil VII - 2 'deki kafes yapısında da görüldüğü gibi , boyut bileşenlerinin ilk ikisi MSK modülasyonu kafes yapısına uygundur. Üçüncü boyut bileşeni ise doğrudan overlay bitini göstermektedir ve bu bileşen sadece overlay periyotlarında değişebilir. Bu modülasyon tekniğinde taşıyıcı işaretin faz sürekliliği overlay periyotlarında da korunur. Bu nedenle spektral karakteristikleri ters overlay 'lı modülasyon tekniğinkinden daha iyidir.

İşaret uzayında bu üç boyutun işaretleri birbirine ortogonal olmalıdır. Bilgisayar benzetiminde bu üç boyut bileşeni değişkenler yardımı ile tanımlanırlar. Bu değişkenlerden ilk ikisi MSK modülasyonu benzetimindeki gibi üretilirler. Üçüncü boyut bileşeni ise veri biti gibi raslantısal olarak üretilir ve onun da sözderasgele bir sayı ile modülo 2 toplamı alınarak kodlaması yapılır. Bu şekilde uzaydaki üç boyut bileşeni oluşturulur.



Bilgisayar benzetiminde onbir adet veri simgesinin kestirimi için on adet üç boyutlu işaret bileşeni yeterli olur. Bunun nedeni overley periyodunun on olarak belirlenmesidir. Bu boyut değerleri değişkenlere atandıktan sonra her boyut için gürültü işaretleri üretilerek boyut değişkenleri ile toplanırlar.

Demodülatör bölümünde ise yine onluk işaret paketleri kullanılır. Boyut değişkenlerinden ilk ikisi Viterbi algoritmasında işlenerek on adet verinin kestirimi yapılır. Üçüncü boyut bileşeni ise sadece overlay periyotlarında dikkate alınır ve maksimum yaklaşıklık kuralı ile kestirimi yapılır. Bu şekilde onbir adet veri simgesinin modülasyon ve demodülasyonu tamamlanır.

### VII - 3 - ) BENZETİM SONUÇLARI

Bu çalışmada , yukarıda açıklanan modülasyon tekniklerini kullanan doğrudan dizili yayılmış spektrumlu haberleşme sistemlerinin bilgisayar benzetimleri yapılmıştır. Bu benzetimlerden elde edilen hata başarımları eğrileri logaritmik olarak ve ortamdaki işaret - gürültü oranının dB cinsinden değerini parametre kabul ederek çizilmiş ve Şekil VII - ( 3 - 8 ) 'de verilmiştir. Bu çizimlerden modülasyon türlerinin hata başarımlarını göreceli olarak yorumlama olanağı bulmaktayız.

Benzetim programları çeşitli kasıtlı parazit işareti gücü ve spektrum yayma işlem kazançları için koşturulmuştur. Bu ortamlar şu şekildedir ;

kasıtlı parazit işareti gücü = 0 dB , spektrum yayma işlem kazancı = 100

kasıtlı parazit işareti gücü = 13 dB , spektrum yayma işlem kazancı = 100

kasıtlı parazit işareti gücü = 17 dB , spektrum yayma işlem kazancı = 500

kasıtlı parazit işareti gücü = 19 dB , spektrum yayma işlem kazancı = 500

kasıtlı parazit işareti gücü = 23 dB , spektrum yayma işlem kazancı = 500

kasıtlı parazit işareti gücü = 23 dB , spektrum yayma işlem kazancı = 300

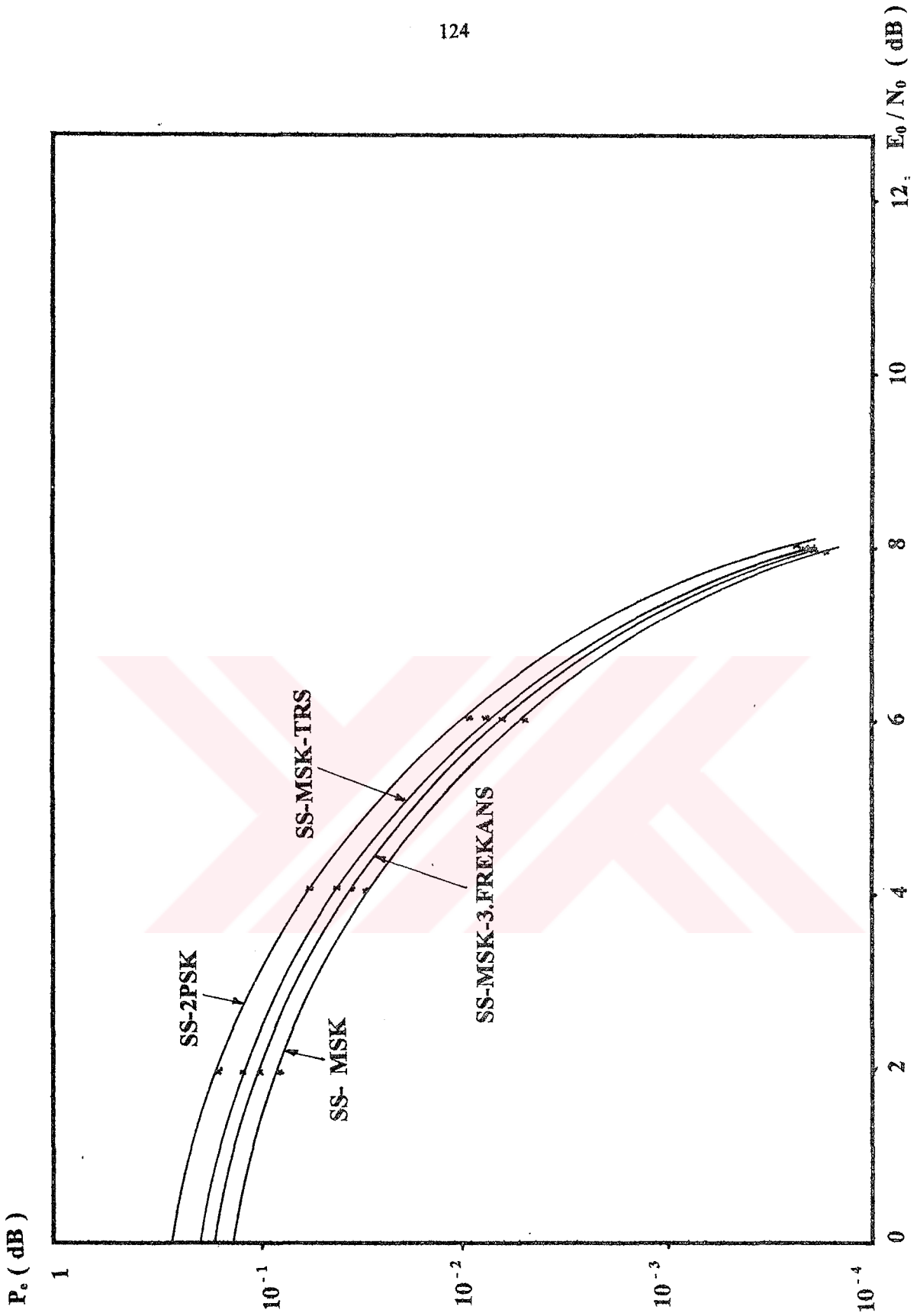
2 PSK modülasyonu , kasıtlı parazit işareti bulunmayan ve spektrum yayma işlem kazancı 100 olan haberleşme sisteminde 6 dB işaret - gürültü oranı değeri için  $5.3 \cdot 10^{-3}$  'lük simge hata olasılığı vermiştir. Bu değer 7 dB işaret - gürültü oranı için  $1.3 \cdot 10^{-3}$  'e , 8 dB işaret - gürültü oranı için  $2.44 \cdot 10^{-4}$  'e düşmekte ve artan işaret - gürültü oranı değerleri ile azalmaktadır. Aynı modülasyon 13 dB kasıtlı parazit işareti ve 100 spektrum yayma işlem kazancı değeri için  $10^{-3}$  'lük simge hata olasılığı değerine

7,8 dB işaret - gürültü oranında ulaşmaktadır. 2 PSK modülasyonu , 23 dB gibi yüksek bir kasıtlı parazit işareti ortamında 500 spektrum yayma işlem kazancı kullanılarak  $1,1 * 10^{-1}$  'ler seviyesinde simge hata olasılıkları vermiştir. Bunun nedeni bu haberleşme ortamındaki baskın olan bozucu etkinin kasıtlı parazit işareti olmasıdır. Bu durum 23 dB kasıtlı parazit işareti gücü ve 300 spektrum yayma işlem kazancı ortamı için elde edilen simge hata olasılığı eğrilerinde daha açık görülmektedir. Bu noktada , simge hata olasılığı eğrilerinin logaritmik çizildiğini tekrar belirtelim.

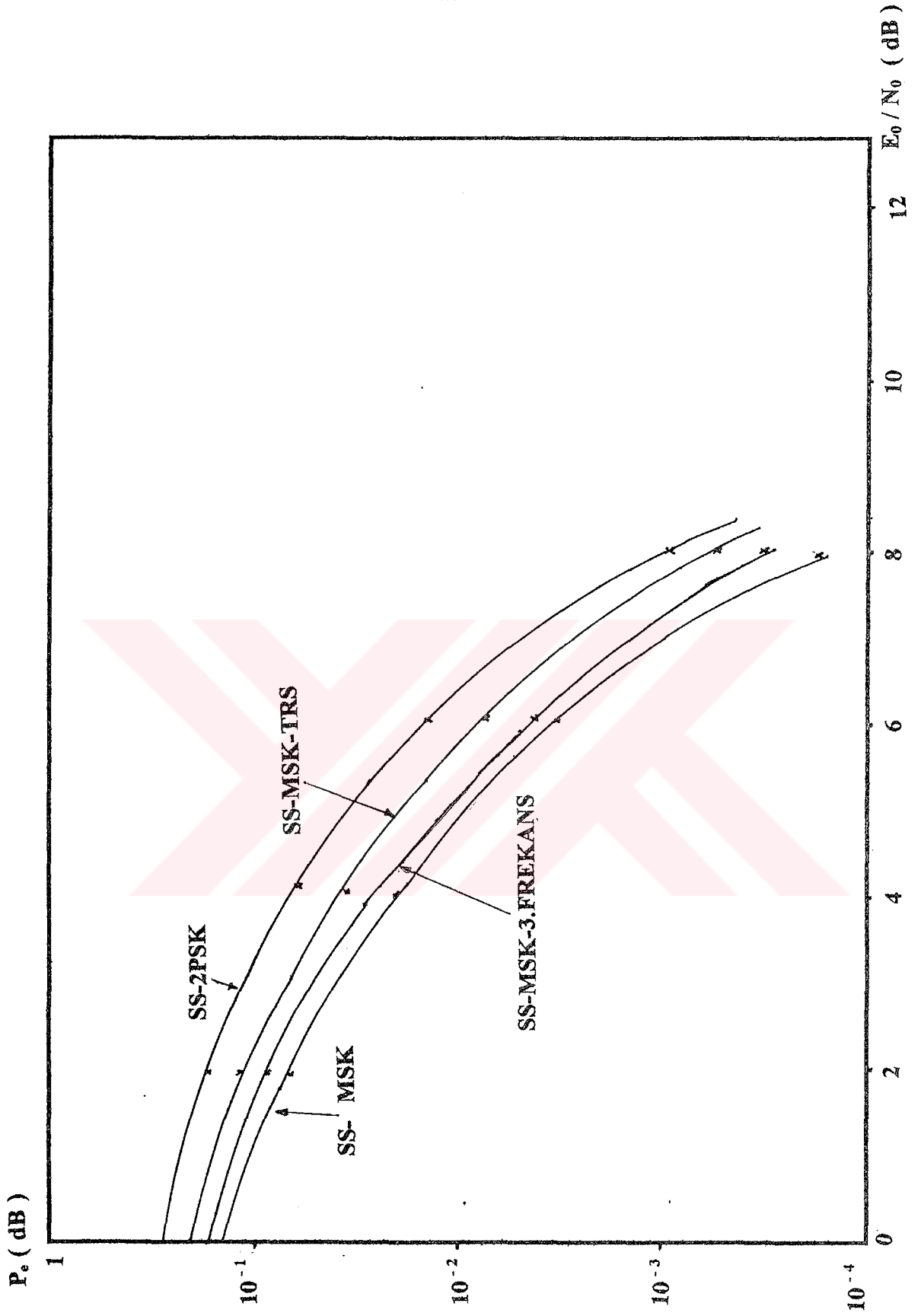
MSK modülasyonu kullanıldığında , oldukça başarılı simge hata olasılıkları elde edilmiştir. Kasıtlı parazit olmayan ve 100 spektrum yayma işlem kazancı kullanılan benzetimde , 6 dB işaret - gürültü oranı için  $3,25 * 10^{-3}$  , 7 dB işaret - gürültü oranı için  $1 * 10^{-3}$  , 8 dB işaret - gürültü oranı için  $1,54 * 10^{-4}$  'lük simge hata olasılıkları elde edilmiştir. 17 dB kasıtlı parazit işareti gücü ve 500 spektrum yayma işlem kazancı kullanılan benzetimde ,  $10^{-3}$  'lük simge hata olasılığına 6,2 dB işaret - gürültü oranında ulaşılmıştır. 23 dB kasıtlı parazit işareti gücü için 300 gibi az bir spektrum yayma işlem kazancı kullanıldığında simge hata olasılığı artan işaret - gürültü oranı değerlerine karşın 0,1 'ler düzeyinde kalmaktadır. Bu gibi yüksek gürültülü ortamlarda daha yüksek spektrum yayma işlem kazançları kullanılmalıdır.

Ters overlay 'lı MSK modülasyonu kasıtlı parazit işareti olmayan ve spektrum yayma işlem kazancı 100 olan benzetimde , 6 dB işaret - gürültü oranı için  $4,34 * 10^{-3}$  , 7 dB işaret - gürültü oranı için  $1,25 * 10^{-3}$  , 8 dB işaret - gürültü oranı için  $2,3 * 10^{-4}$  'lük simge hata olasılığı değerleri vermiştir. 19 dB kasıtlı parazit işareti gücü için spektrum yayma işlem kazancı 500 olarak belirlendiğinde  $10^{-3}$  'lük simge hata olasılığına 7,3 dB işaret - gürültü oranında ulaşılmaktadır.

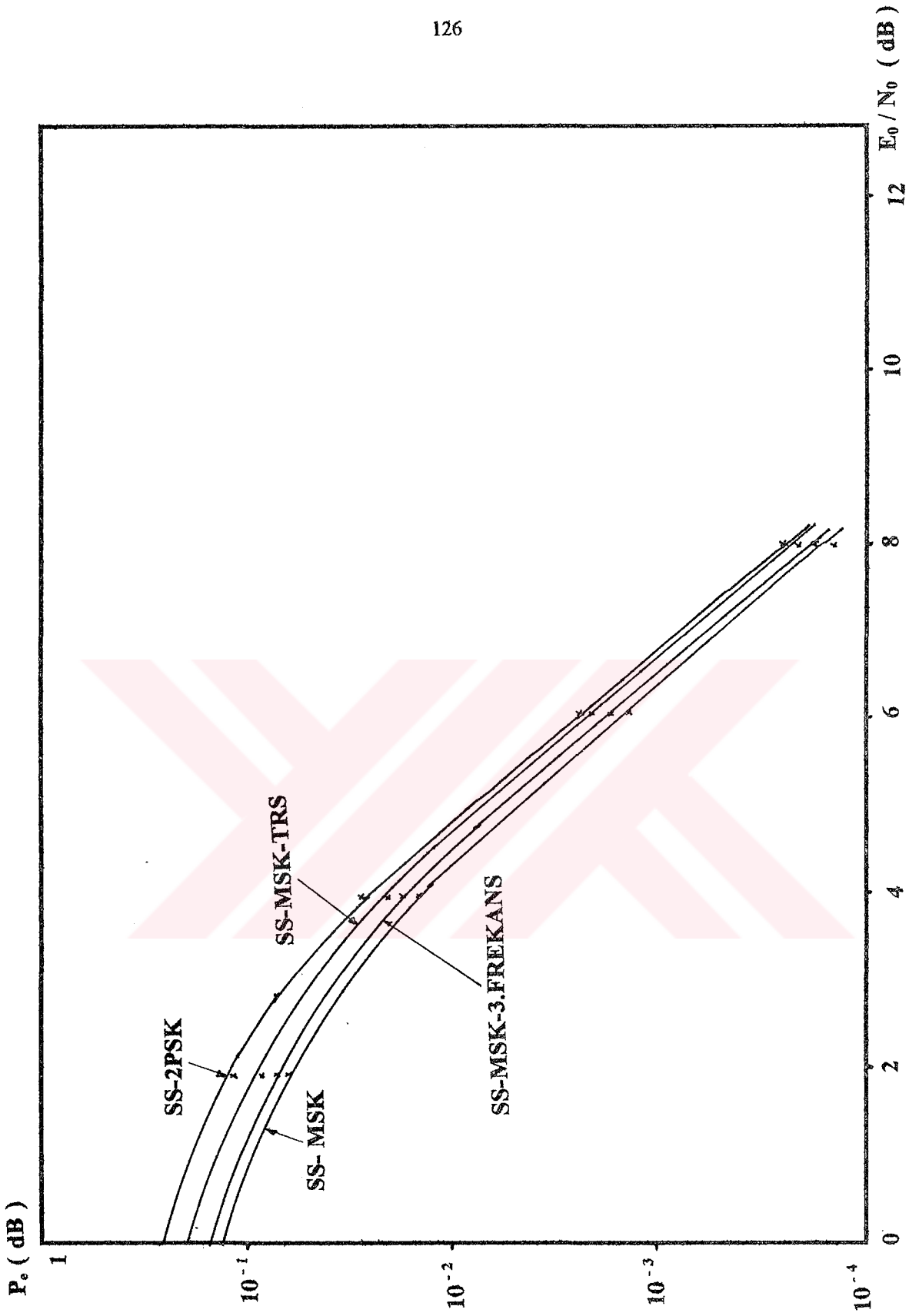
Bu çalışmada öne sürülen 3. frekans overlay 'lı MSK modülasyonu için elde edilen simge hata olasılıkları , MSK modülasyonu için elde edilen simge hata olasılıklarına çok yakındır. Overlay periyodu 10 gibi düşük bir değerde iken böyle bir başarımla elde edilmiştir. Yüksek overlay periyodu değerleri için bu yaklaşıklık daha da artacaktır. 17 dB kasıtlı parazit işareti gücü ve 500 spektrum yayma işlem kazancı için 6 dB işaret - gürültü oranında  $1,76 * 10^{-3}$  , 7 dB işaret - gürültü oranında  $5,78 * 10^{-4}$  ve 8 dB işaret - gürültü oranında  $1,67 * 10^{-4}$  'lük simge hata olasılıkları elde edilmiştir.



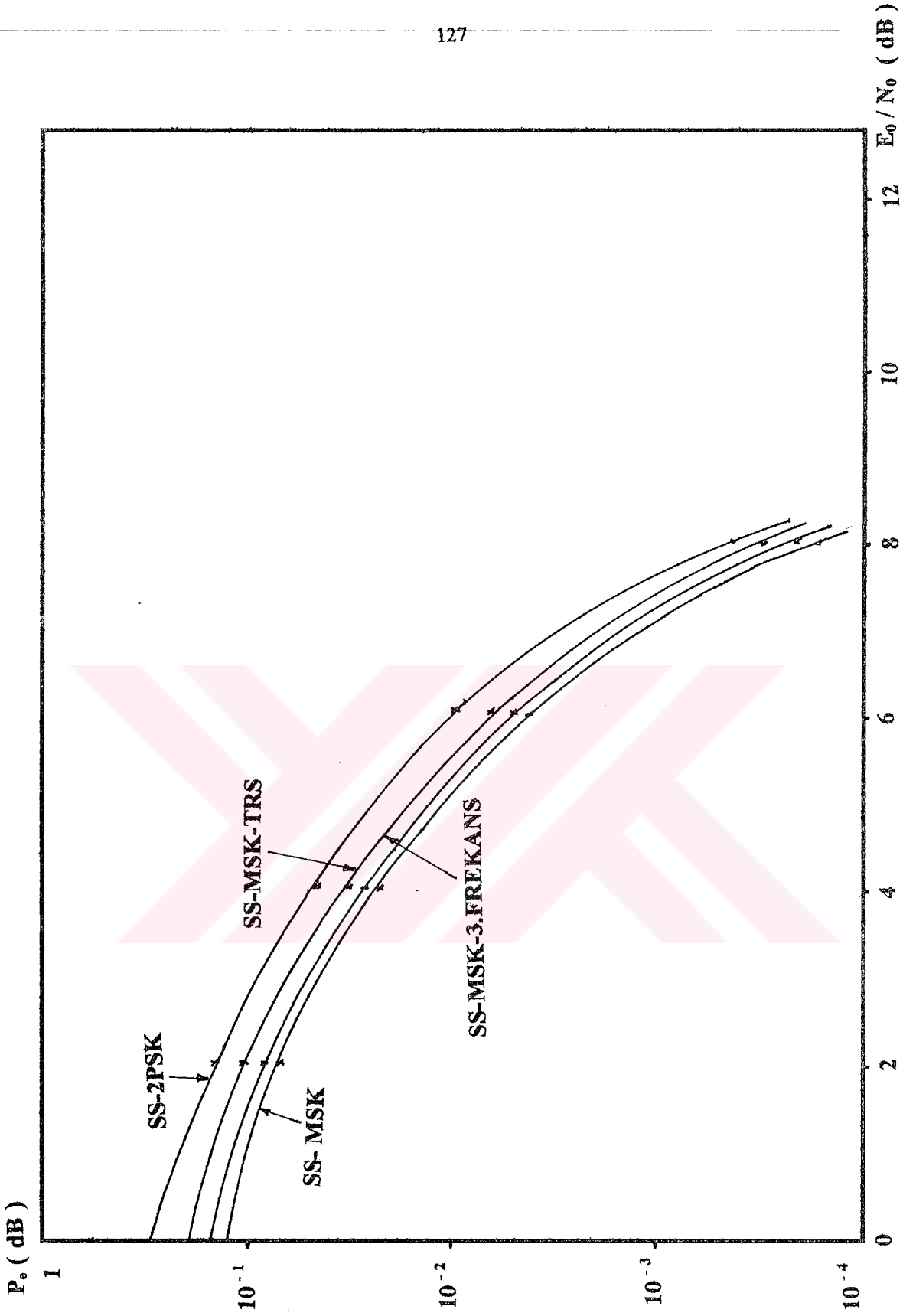
ŞEKİL VII - 3 - ) 0 dB GENİŞ BANDLI KASITLI PARAZİT İŞARETİ GÜCÜ VE 100 SPEKTRUM YAYMA İŞLEM KAZANCI İÇİN SİMGE HATA OLASILIĞI EĞRİLERİ



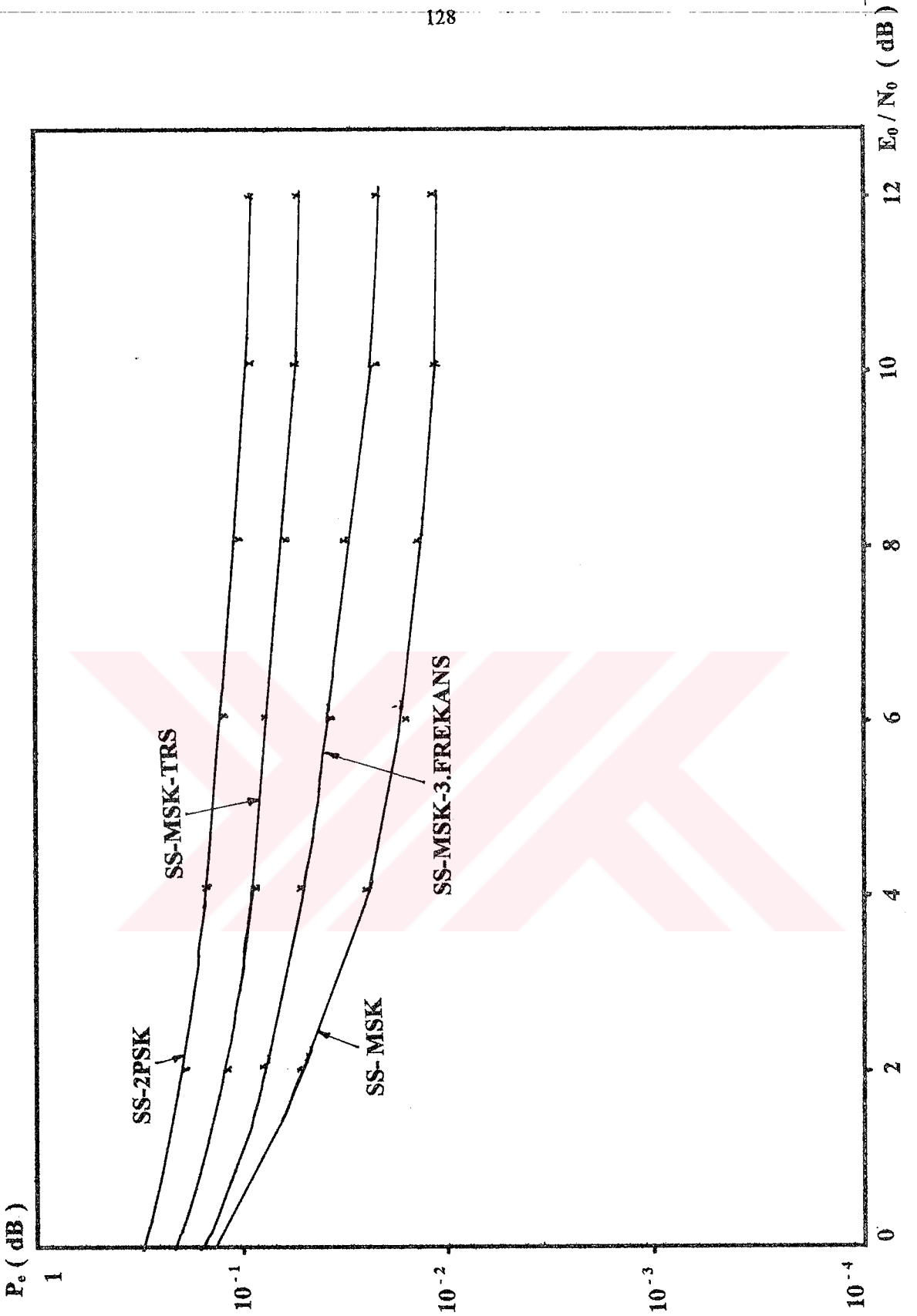
ŞEKİL VII - 4 - ) 13 dB GENİŞ BANDLI KASITLI PARAZİT İŞARETİ GÜCÜ VE 100 SPEKTRUM YAYMA İŞLEM KAZANCI İÇİN SİMGE HATA OLASILIĞI EĞRİLERİ



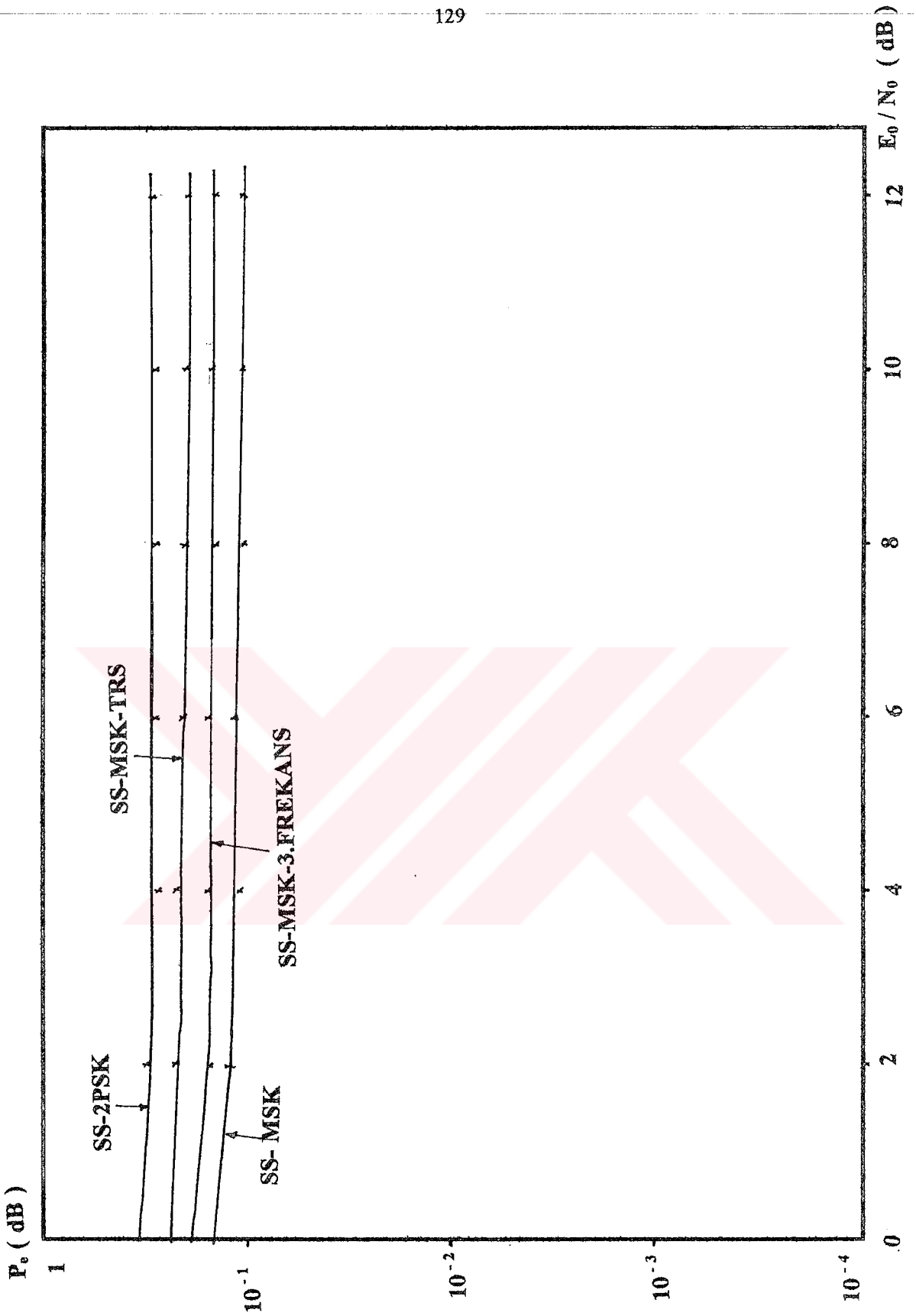
ŞEKİL VII - 5 - ) 17 dB GENİŞ BANDLI KASTLI PARAZİT İŞARETİ GÜCÜ VE 500 SPEKTRUM YAYMA İŞLEM KAZANCI İÇİN SİMGE HATA OLASILIĞI EĞRİLERİ



ŞEKİL VII - 6 - ) 19 dB GENİŞ BANDLI KASITLI PARAZİT İŞARETİ GÜCÜ VE 500 SPEKTRUM YAYMA İŞLEM KAZANCI İÇİN SİMGE HATA OLASILIĞI EĞRİLERİ



ŞEKİL VII - 7 - ) 23 dB GENİŞ BANDLI KASITLI PARAZİT İŞARETİ GÜCÜ VE 500 SPEKTRUM YAYMA İŞLEM KAZANCI İÇİN SİMGE HATA OLASILIĞI EĞRİLERİ



ŞEKİL VII - 8 - ) 23 dB GENİŞ BANDLI KASITLI PARAZİT İŞARETİ GÜCÜ VE 300 SPEKTRUM YAYMA İŞLEM KAZANCI İÇİN SİMGE HATA OLASILIĞI EĞRİLERİ



## VIII - ) SONUÇ

Yayılmış spektrumlu haberleşmenin gelecekte oldukça popüler olacağını öngörmek güç değildir. Bu nedenle konuyla ilgili araştırmalar gün geçtikçe artmaktadır. Bu incelemede analizlerin yanısıra yeni yaklaşımlara yer verilmektedir. Omura ve Sadr { 49 } 'un geliştirdiği overlay 'li MSK yaklaşımı bunun en güzel örneğidir. Ayrıca overlay 'li MSK uygulamaları ve overlay 'li modülasyon sistemlerinin kafes diyagramları ile gösterimi geliştirmeye açık bir konudur.

Bu çalışmadaki teorik incelemelerin yanısıra , pratikte karşılaşılabilecek karakteristikleri bulmayı amaçlayan bilgisayar benzetimlerinden elde edilen simge hata olasılığı eğrileri , diğer sistemler ile yayılmış spektrumlu sistemler arasında bir kıyaslama yapma olanağı vermektedir.

Yayılmış spektrumlu haberleşme sistemlerinde veri , haberleşme için yeterli olanın üzerinde bir band genişliği kullanılarak iletilir. Bu şekilde işaretin spektrumu yayılarak başarımlar artımları elde edilir. En belirgin başarımlar artımı sınırlı güçlü kasıtlı parazit işareti ortamında haberleşmede elde edilecek simge hata olasılığı başarımlarında görülür. Bununla birlikte işaretin spektrumunu yaymak sadece sonlu güçteki parazit işaretleri için yararlıdır. Beyaz gürültü gibi sonsuz güce sahip olduğu kabul edilen parazit işaretleri , veri işareti spektrumunun yayılması ile dışlanamazlar. Veri işaretinin spektrumunu yayarak 19 dB 'lik geniş bandlı kasıtlı parazit ortamında dahi kabul edilebilir bir simge hata olasılığı ile haberleşme yapılabilir. Bilgisayar benzetimlerinde kullandığımız modülasyon türleri için , 6 dB işaret - gürültü oranı ve 19 dB 'lik geniş bandlı kasıtlı parazit ortamında simge hata olasılığı  $10^{-2} - 10^{-3}$  'ler düzeyinde olmaktadır. Daha büyük kasıtlı parazit gücü değerleri için daha yüksek spektrum yayma kazançları kullanılarak sağlıklı bir haberleşme yapılabilir.

Overlay'li minimum kaydırmalı anahtarlama modülasyonunda overlay periyotlarında iki adet simgenin iletimi aynı anda yapılmaktadır. Demodülatör kısmında ise bu periyotlar bilinir ve iki adet simgenin kestirimi aynı işaret kullanılarak yapılır. Overlay 'li minimum kaydırmalı anahtarlama modülasyonu ile , yüksek overlay periyotları için elde edilen simge hata olasılığı eğrileri oldukça iyi başarımlar ifade etmektedir. Ters overlay 'li minimum kaydırmalı anahtarlama modülasyonu , 19 dB genişbandlı kasıtlı parazit , 8 dB işaret - gürültü oranı ve 500 spektrum yayma kazancı için  $3 * 10^{-4}$

düzeyinde simge hata olasılığı vermiştir. Bu çalışmada öne sürülen 3. frekans overlay modülasyonu aynı ortamda  $2 * 10^{-4}$  düzeyinde simge hata olasılığına sahiptir. Bununla birlikte bu çalışmada öne sürülen yaklaşımın daha kötü spektral karakteristikler vereceğini not edelim.

Omura 'nın öne sürdüğü ters overlay 'li minimum kaydırmalı anahtarlama modülasyonu kasıtlı parazit işareti olmayan haberleşme kanalında 100 spektrum yayma kazançlı bir sistem ile 6 dB işaret - gürültü oranı için  $4,46 * 10^{-3}$  , 7 dB işaret - gürültü oranı için  $1,29 * 10^{-3}$  , 8 dB işaret - gürültü oranı için  $2,3 * 10^{-4}$  'lük simge hata olasılığı vermiştir. 19 dB gücündeki kasıtlı parazit işareti ortamında spektrum yayma işlem kazancı 500 olan bir haberleşme sistemi ile elde edilen simge hata olasılıkları , 6 dB işaret- gürültü oranı için  $5,8 * 10^{-3}$  , 7 dB işaret - gürültü oranı için  $1,67 * 10^{-3}$  , 8 dB işaret - gürültü oranı için  $3,07 * 10^{-4}$  'tür.

Bu çalışmada öne sürülen 3. frekans overlay 'li minimum kaydırmalı anahtarlama modülasyonu , 17 dB 'lik kasıtlı parazit işareti ortamında 500 spektrum yayma işlem kazançlı bir haberleşme sistemi ile , 6 dB işaret - gürültü oranı için  $1,76 * 10^{-3}$  , 7 dB işaret - gürültü oranı için  $7,08 * 10^{-4}$  , 8 dB işaret - gürültü oranı için  $1,81 * 10^{-4}$  'lük bir simge hata olasılığı değeri vermiştir.

Doğrudan dizili spektrum yayma tekniği , kullanılacak modülasyon hangisi olursa olsun sorunsuz kullanılabilir bir tekniktir. Geniş bantlı kasıtlı parazit işareti ortamında oldukça iyi sonuçlar vermiştir. Bu nedenle güvenli haberleşme gerektiren tüm uygulamalarda kullanılabilir. Bu tekniğin kriptografi amaçlı kullanımında ise işaret spektrumunu yaymakta kullanılan sözderasgele dizinin özellikleri ön plana çıkar. Sözderasgele dizinin matematiksel özellikleri ( özellikle özilişki işlevi ) ideal raslantısal dizinin özelliklerine yaklaştığı oranda kriptografik başarımların ( verinin çözülmemesi olasılığı ) artar.

Bu çalışmada doğrudan dizili spektrum yayma tekniği , diğer tekniklere oranla daha detaylı incelenmiş ve bilgisayar benzetimi yapılmıştır. Frekans sıçramalı ve zaman sıçramalı spektrum yayma tekniğinin detaylı incelemesi ve bilgisayar benzetimlerinin yapılması yeni tezlere konu olabilecek düzeydedir. Böyle bir çalışmada haberleşme ortamının sönmüleme etkileri dikkate alınabilir. Ayrıca kasıtlı parazit işaretinin geniş bantlı kasıtlı parazit modelinden başka tarayıcı frekanslı , ani darbeleri , tekrarlı , tek frekanslı sinüs dalga şekilli . . . vb. olabileceği düşünülmelidir.

**Bu alanda yapılacak çalışmaların sonuçları ile bu çalışmanın sonuçları birleştirilerek daha geniş bir inceleme sonucu oluşturulabilir.**

**Son olarak söylenmesi gereken şey , yayılmış spektrumlu haberleşmenin çeşitli tekniklerinin pekçok zorluğun altından kalkabilecek potansiyele sahip olduğudur.**



**KAYNAKLAR :**

- 1 - ) AMOROSO F. , KIVETT J. A. "Simplified MSK signalling technique "  
IEEE Trans. Commun. vol. COM - 25 Apr 1977
- 2 - ) ANDERSON J. B. , TAYLOR D. P. "A bandwidth efficient class of signal space codes. "  
IEEE Trans. Inform. Theory vol. IT - 24 1978
- 3 - ) AULIN T. , SUNDBERG C. E. "Continuous phase modulation - part I Full response signalling "  
IEEE Tr. Com. vol. COM - 29 March 1981
- 4 - ) AULIN T. , RYDBECK N. , SUNDBERG C. E. "Continuous phase modulation - part II Partial response signalling "  
IEEE Tr. Com. vol. COM - 29 March 1981
- 5 - ) BAKER H. "Multiplexed shift register sequences"  
CRYPTO '81 Workshop Santa Barbara CA 1981
- 6 - ) BORTH D. E. , PURSLEY M. B. "Analysis of a direct sequence spread - spectrum multiple - access communication over Rician fading channels "  
IEEE Trans. Commun. vol. COM - 27 Oct 1979
- 7 - ) BOUNDREAU G. D. , FALCONER D. D. , MAHMOUD S. A. "A comparison of trellis coded versus convolutionally coded spread spectrum multiple access systems"  
IEEE Journal on selected areas in Commun. vol. 8 No:4 May 1990
- 8 - ) CALDERBANK A. R. , SLOANE N. J. A. "New trellis codes based on lattices and cosets "  
IEEE Trans. Inform. Theory vol. IT - 33 Mar 1987
- 9 - ) CHEUN K. , STARK W. E. "Probability of error in frequency-hop spread-spectrum multiple-access communication systems with noncoherent reception "  
IEEE Trans. Commun. vol. 39 Sept 1991
- 10 - ) COOPER G. R. , MCGILLEN C. D. " Modern communications and spread spectrum "  
Mc graw - Hill international editions 1986
- 11 - ) DAVIDOVICI S. , KONTERAKIS E. G. "Radyometric detection of direct sequence spread spectrum signals using interference excision"

IEEE Journal on selected areas in Commun. vol. 7 No: 4 May 1989

12 - ) FORNEY G. D. "The Viterbi algorithm"

Proc. IEEE vol. 61 Mar 1973

13 - ) GERANIOTIS E. A. , BURSLEY M. B. "Error probability bounds for slow frequency hopped spread spectrum multiple access communications over fading channels"

Proc. 1981 Int. Conf. Commun.

14 - ) GOLD R. "Optimal binary sequences for spread spectrum multiplexing"

IEEE Trans. Inform. Theory. vol. IT - 13 1967

15 - ) GOLOMB S. W. "Shift register sequences"

San francisco CA: Holden Day 1967

16 - ) GROTH E. J. "Generation of binary sequences with controllable complexity"

IEEE Trans. Inform. Theory. vol. IT - 17 May 1971

17 - ) HARTMAN H. P. "Analysis of the dithering loop for PN code tracking"

IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst. vol. AES - 10 Jan 1974

18 - ) HEDGE M. V. , STARK W. E. "On the error probability of coded frequency-hopped spread spectrum multiple access systems"

IEEE Trans. Commun. vol. 38 May 1990

19 - ) HENRY P. S. "Spectrum efficiency of a frequency hopped DPSK spread spectrum mobile radio system"

IEEE Trans. Veh. Technol. vol. VT - 28 Nov 1979

20 - ) HOLMES J. K. , CHEN C. C. "Acquisition time performance of PN spread spectrum systems"

IEEE Trans. Commun. vol. COM - 25 Aug 1977

21 - ) HOUSTON S. W. "Tone and noise jamming performance of a spread spectrum M - ary FSK and 2 , 4 ary DPSK waweforms"

Proc. Nat. Aerosp. Electron. Conf. June 1975

22 - ) HUTH G. K. "Optimization of coded spread spectrum systems performance"

IEEE Trans. Commun. vol. COM - 25 Aug 1977

23 - ) JACKSON D. E. "Bandwidth efficient communication and coding"

Ph. D. Dissertation Univ. of California Los Angeles 1980

24 - ) KEY E. L. "An analysis of the structure and complexity of nonlinear binary sequence generators"

IEEE Trans. Inform. Theory vol. IT - 22 Nov 1976

25 - ) LAFORGIA D. , LUVISON A. , ZINGARELLI V. "Bit error rate evaluation for spread spectrum multiple access systems"

IEEE Trans. Commun. vol. COM - 32 June 1984

26 - ) LEIB H. , PASUPATHY S. " Error control properties of minimum shift keying "

IEE communications magazine january 1993

27 - ) LINDELL G. "On coded continuous phase modulation"

Dr. Techn. disserlation telecomm. theory Univ. Lund. lund Sweden May 1985

28 - ) LINDELL G. , SUNDBERG C. E. , SVENSON A. "Error probability of multilevel CPM with high rate convolutional codes"

Proc. 1984 Int. Zurich seminar on dijital commun. Mar 1984

29 - ) LINDHOLM J. H. "An analysis of the pseudo randomness properties of the subsequences of long m-sequences"

IEEE Trans. Inform. Theory. vol. IT - 14 1968

30 - ) LUNAYACH R. S. "Performance of a direct sequence spread spectrum system with long period code sequences"

IEEE Trans. Commun. vol. COM - 31 Mar 1983

31 - ) MARSH R. W. "Table of irreducible Polynomials over  $GF(2)$  through degree 19."

Washington D. C. NSA 1957

32 - ) MASSEY J. L. "A generalized formulation of minimum shift keying modulation"

IEEE Int. Commun. Conf. Seattle W. A. June 1980

33 - ) MILSTEIN L. B. , D. L. SCHILLING D. L. "Performance of a spread spectrum communication system operating over a frequency selective fading channell in the presence of tone interference"

IEEE Trans. Commun. vol. COM - 30 Jan 1982

34 - ) MILSTEIN L. B. , DAVIDOVICI S. , SCHILLING D. L. " The effect of multiple tone interfering signals on a direct sequence spread spectrum communication system "

IEEE transactions on communications vol. com . 30 no . 3 march 1982

35 - ) MILSTEIN L. B. , PICKHOLTZ R. L. , SCHILLING D. L. "Optimization of the processing gain of an FSK - FH system "

IEEE Trans. Commun. vol. COM - 28 July 1980

36 - ) MUNDAY P. J. , PINCHES M. C. "Jaguar - V Frequence hopping radio system"

IEE Proc. vol. 129 June 1982

37 - ) NETTLETON R. W. , COOPER G. R. "Performance of a frequency hopped differentially modulated spread spectrum reciever in a Rayleigh fading channel"

IEEE Trans. Veh. Technol. vol. VT - 30 Feb 1981

38 - ) NIELSON P. T. "On the acquisition behavior of delay lock loops"

IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst. vol. AES - 12 July 1976

39 - ) OMURA J. K. , LEVITT B. K. "Coded error probability evaluation for antijam communication systems"

IEEE Trans. on Com. vol. COM - 30 No:5 May 1982

40 - ) OMURA J. K. , JACKSON D. E. "Cutoff rates for channels using bandwidth efficient modulations"

Proc. IEEE 1980 Nat. Telecommunications Conf. Houston TX

41 - ) OMURA J. K. "On the Viterbi algorithm"

IEEE Trans. Inform. Theory vol. IT - 15 Jan 1969

42 - ) PASUPATHY S. "Minimum shift keying a spectrally efficient modulation"

IEEE Commun. Mag. July 1979

43 - ) PICKHOLTZ R. L. , SCHILLING D. L. , MILSTEIN L. B. "Theory of spread spectrum communications - A tutorial"

IEEE Trans. on Com. vol. COM - 30 No:5 May 1982

44 - ) PIZZI S. W. , WILSON S.G. "Convolutional coding combined with continious phase modulation"

IEEE Trans. Commun. vol. COM - 30 Jan 1985

45 - ) PURSLEY M. B. , RUSSEL H. B. "Adaptive forwarding and routing in frequency hop spread spectrum pocket radio networks with parital band jamming"

IEEE Military Commun. Conf. Rec. vol. 1 Oct 1989

46 - ) PURSLEY M. B. "Performance evaluation of phase coded spread spectrum multiple access communication - Part I System analysis"

IEEE Trans. Commun. vol. COM - 25 Aug 1977

47 - ) PURSLEY M. B. , SARWATE D. V. "Performance evaluation of phase coded spread spectrum multiple access communication - Part II Code sequence analysis"

IEEE Trans. Commun. vol. COM - 25 Aug 1977

48 - ) SADR R. "Receiver design and analysis for generalized minimum shift keying modulation techniques"

Ph. D. dissertation Univ. California Los Angeles 1983

49 - ) SADR R. , OMURA J. K. " Generalized minimum shift keying modulation techniques "

IEEE transactions on communications vol . 36 no . 1 January 1988

50 - ) SARWATE D. V. , PURSLEY M. B. "Hopping patterns for frequency hopped multiple access communication"

Proc. 1978 IEEE Int. Conf. Commun. vol. 1

51 - ) SCHILLING D. L. , MILSTEIN L. B. , PICKHOLTZ R. L. , BROWN R. W. " Optimization of the processing gain of an  $m$  - ary direct sequence spread spectrum communication system "

IEEE transactions on communications vol . com . 28 no . 8 august 1980

52 - ) SCHOLTZ R. A. "The origins of spread spectrum communications"

IEEE Trans. Commun. vol. COM - 30 May 1982

53 - ) SOLOMON G. "Optimal frequency hopping sequences for multiple access"

Proc. 1973 Symp. Spread spectrum Commun. vol. 1 AD915852

54 - ) STAHNKE W. "Primitive binary polynomials"

Math. Comput. vol. 27 Oct 1973

55 - ) SU C. M. , MILSTEIN L. B. "Analysis of a coherent frequency hopped spread spectrum receiver in the presence of jamming"

IEEE Trans. Commun. vol. 38 May 1990

56 - ) TORRIERI D. "Principles of secure communication systems"

Dedham MA Artech House 1985

57 - ) VITERBI A. J. "Principles of coherent communications"

Newyork : McGraw - Hill 1962



58 - ) VITERBI A. J. "Spread spectrum communications - Myths and relates"

IEEE Commun. Mag. May 1979

59 - ) VOJCIC B. R. , PICKHOLTZ R. L. "Performance of direct sequence spread spectrum in a fading dispersive channel with jamming"

IEEE Journal on selected areas in Commun. vol. 7 No:4 May 1989

60 - ) WEBER C. L. , HUTH G. K. , BATSON B. H. "Performance considerations of code division multiple access systems"

IEEE Trans. Veh. Technol. vol, VT - 30 Feb 1981

61 - ) WORD R. B. "Acquisition of pseudonoise signals by sequential estimation"

IEEE Trans. Commun. Technol. vol. COM - 13 Dec 1965

62 - ) YAU K. "Error probability of asynchronous spread spectrum multiple access communication systems"

IEEE Trans. Commun. vol. COM - 25 Aug 1977

63 - ) YUE O. C. "Hard limited versus linear combining for frequency hopping multiple access systems in a Rayleigh fading environment"

IEEE Trans. Veh. Technol. vol. VT - 30 Feb 1981

EK - 1 - )

1 REM \*\*\*\* SS-2PSK BENZETİMİ\*\*\*\*

2 REM \*\*\* Mustafa Ümit ÇEŞMECİ \*\*\*

5 DIM gb(50), s(500), ss(500), ssg(500), ssgc(500), son(500)

6 DIM ssa(500), ssb(500), ssy(500), sst(500), t(10)

7 er = 0: sayı = 0: ssa(0) = 0: ssb(0) = 0

8 CLS

9 PRINT "m DİZİSİ ÜRETEÇ ÖZELLİKLERİNİ GİRİNİZ "

10 PRINT "ÖTELEMELİ YAZICININ YAZICI SAYISINI GİRİNİZ "

20 INPUT m

24 IF m < 2 OR m > 50 THEN PRINT "GEÇERSİZ !!! TEKRAR DENEYİN": GOTO

10

30 PRINT "BU DEĞER İÇİN PERİYOT ";  $2^m - 1$ ; " OLACAKTIR"

40 PRINT "YAZICILARIN İLK DEĞERLERİNİ VE GERİBESLEME NOKTASI  
OLMA DURUMUNU GİRİNİZ"

50 PRINT "İLK DURUM DEĞERİ 0 YA DA 1 OLABİLİR"

60 PRINT "GERİBESLEME VARSA 1 , YOKSA 0 GİRİNİZ"

70 FOR a = 1 TO m

80 PRINT "YAZICI s( "; a; " ) IN İLK DEĞERİNİ GİRİNİZ ";

82 INPUT s(a)

84 PRINT "GERİBESLEME NOKTASI MI ?";

86 INPUT gb(a)

90 IF s(a) <> 0 AND s(a) <> 1 THEN PRINT "İLK DEĞER 0 YA DA 1 OLABİLİR !!  
YENİDEN GİRİNİZ": GOTO 80

100 IF gb(a) <> 0 AND gb(a) <> 1 THEN PRINT "GERİBESLEME VARSA 1 ,  
YOKSA 0 GİRİNİZ": GOTO 80

110 NEXT a

130 PRINT "İKİLİ VERİYE AİT 0 OLMA OLASILIĞININ % DEĞERİNİ GİRİNİZ";

132 INPUT ol

140 IF ol < 0 OR ol > 100 THEN PRINT "0 İLE 100 ARASINDA OLABİLİR": GOTO

130

```

166 PRINT "SS KAZANCININ DEĞERİNİ GİRİN ( !! 10 UN TAM KATI
OLMALIDIR !! )";
170 INPUT gn
172 IF gn < 0 OR gn > 500 THEN PRINT "!! GEÇERSİZ . TEKRAR GİRİNİZ !! ":
GOTO 166
174 PRINT "KASITLI PARAZİT İŞARETİ GÜCÜNÜN İŞARET GÜCÜNE ORANINI
dB CİNSİNDEN GİRİNİZ"
176 INPUT jag:
177 IF jag < 0 OR jag > 50 THEN PRINT "!! GEÇERSİZ . TEKRAR GİRİNİZ !! ":
GOTO 174
178 jn = .5 * 10 ^ (jag / 10)
182 PRINT "E/No IN dB CİNSİNDEN İLK DEĞERİNİ GİRİN ";
184 INPUT gfi
185 IF gfi < 0 OR gfi > 50 THEN PRINT "!! GEÇERSİZ . TEKRAR GİRİNİZ !! ":
GOTO 182
186 PRINT "E/No IN dB CİNSİNDEN SON DEĞERİNİ GİRİNİZ ";
188 INPUT gfs
189 IF gfs < 0 OR gfs > 50 THEN PRINT "!! GEÇERSİZ . TEKRAR GİRİNİZ !! ":
GOTO 186
190 PRINT "E/No IN dB CİNSİNDEN ARTIMINI GİRİN";
192 INPUT adg
194 PRINT "DUYARLILIĞI GİRİN (YÜKSEK DEĞER DAHA DUYARLIDIR -
NORMALI 1000 -)";
196 INPUT duy: CLS
197 PRINT "***** SS-2PSK BENZETİMİ ***** Mustafa Ümit
ÇEŞMECİ *****"

200 REM *** ANA DÖNGÜ ***
206 FOR guf = gfi TO gfs STEP adg: sayı = 0: er = 0
207 gufi = (1 / (2 * 10 ^ (guf / 10)))
208 GOSUB 2000
210 REM GOSUB 3000

```

```

310 FOR V = 1 TO gn STEP 10
311 FOR PS = 1 TO 10
312 GOSUB 1000
313 t(PS) = b
320 ss(PS) = (b + me) MOD 2
321 ssy(PS) = (ssa(PS) + ss(PS)) MOD 2: ssa(PS + 1) = ssy(PS)

```

```

324 REM *** İŞARETE GÜRÜLTÜ EKLENMESİ ***

```

```

328 GOSUB 3000
340 ssg(PS) = ssy(PS) + rn + 2 * jns / gn
342 REM PRINT ssg(PS)
344 NEXT PS

```

```

350 REM *** GÜRÜLTÜLÜ İŞARETİN SS MODÜLASYONUNUN ÇÖZÜLMESİ ***

```

```

351 FOR PSA = 1 TO 10
355 IF ssg(PSA) < .5 THEN ssg(PSA) = 0 ELSE ssg(PSA) = 1
356 sst(PSA) = (ssb(PSA) + ssg(PSA)) MOD 2: ssb(PSA + 1) = (ssb(PSA) + sst(PSA))
MOD 2
357 REM PRINT sst(PSA);:PRINT t(PSA)
360 ssgc(PSA) = (sst(PSA) + t(PSA)) MOD 2
365 IF me <> ssgc(PSA) THEN semer = semer + 1
367 semsay = semsay + 1
370 mec = mec + ssgc(PSA)

```

```

880 REM PRINT ssgc(PSA);
881 REM PRINT " ..... ",ssb(V),ssg(V),sst(V)
890 IF INKEY$ = "D" THEN END
891 NEXT PSA: REM PRINT
900 NEXT V
901 PRINT
910 IF mec / gn > .5 THEN meso = 1 ELSE meso = 0
920 mec = 0

```

```

922 IF me <> meso THEN er = er + 1
923 sayı = sayı + 1
924 REM PRINT "-----"
926 LOCATE guf + 3, 2
927 PRINT ".Eo/No..veri ...bey-gur.....jamming..cozulen deger....sayı..s.hata..b.hata "
930 PRINT guf; " "; me; rn; jns / gn; " "; meso; " "; sayı; semer / semsay; er / sayı; "
"
934 REM PRINT "-----"
950 IF (sayı MOD duy) <> 0 THEN GOTO 208
952 GOSUB 10000
959 semer = 0: semsay = 0: er = 0: sayı = 0
960 NEXT guf
989 GOTO 11000
990 GOTO 200
998 END

1000 REM *** PN DİZİ ÜRETİMİ ***
1005 p = 0: b = s(m)
1010 FOR a = m - 1 TO 0 STEP -1
1020 s(a + 1) = s(a)
1030 NEXT a
1040 FOR a = 1 TO m
1050 p = p + s(a) * gb(a)
1060 NEXT a
1070 s(0) = p MOD 2
1080 RETURN

2000 REM *** veri üretimi ***
2010 D = INT(RND * 100)
2020 IF ol > D THEN me = 0 ELSE me = 1
2030 RETURN

```

3000 REM \*\*\* GAUSS GÜRÜLTÜSÜ ÜRETİMİ \*\*\*

3010 RANDOMIZE TIMER

3020 D1 = RND(1): D2 = RND(1)

3025 IF D1 <= -1 THEN D1 = ABS(D1)

3030 rn = gufi \* SQR(-2 \* LOG(D1)) \* COS(2 \* 3.1415927# \* D2)

3040 REM ln = guf \* SQR(-2 \* LOG(D1)) \* SIN(2 \* 3.1415927# \* D2)

3045 RANDOMIZE TIMER

3050 R1 = RND(1): R2 = RND(1)

3055 IF R1 <= -1 THEN R1 = ABS(R1)

3060 jns = jn \* SQR(-2 \* LOG(R1)) \* COS(2 \* 3.1415927# \* R2)

3080 RETURN

10000 son(guf) = semer / semsay

10010 RETURN

11000 PRINT

11005 PRINT "( İŞLEM KAZANCI,GÜRÜLTÜ / İŞARET MATRİSİ ) "

11010 PRINT "-----"

11012 PRINT " (x,1)(x,2)(x,3)(x,4)(x,5)(x,6)(x,7)....."

11014 PRINT

"=====

"

11024 PRINT "("; gn; ",x) = ";

11026 FOR b = gfi TO gfs STEP adg

11040 PRINT son(b);

11070 NEXT b

EK - 2 - )

1 REM \*\*\*\* SS-MSK BENZETİMİ \*\*\*\*

2 REM \*\*\* Mustafa Ümit ÇEŞMECİ \*\*\*

4 DIM gb(50), s(500), ss(500), ssg(500), ssgc(500), son(500)

5 DIM ssa(11), ssb(11), ssy(11), sst(11), t(11)

6 DIM sh(3, 3, 4), xh(11, 2), uh(3, 3, 3), th(11, 3), wh(3, 3, 4), rh(11, 3)

7 DIM lminh(11, 3), nsurh(11, 3), d1h(12), d2h(12), gh(11, 3)

8 DIM yh(3, 3), yzh(11), afh(11)

9 er = 0: sayı = 0: ssa(0) = 0: ssb(0) = 0: CLS

10 FOR i = 1 TO 2

12 FOR j = 1 TO 2

14 READ uh(i, j, 1)

16 READ sh(i, j, 1)

18 FOR l = 1 TO 2

20 READ sh(i, j, l + 1)

22 NEXT l

24 NEXT j

25 NEXT i

86 PRINT "m DİZİSİ ÜRETEÇ ÖZELLİKLERİNİ GİRİNİZ "

87 PRINT "ÖTELEMELİ YAZICININ YAZICI SAYISINI GİRİNİZ "

88 INPUT m

89 IF m < 2 OR m > 50 THEN PRINT "GEÇERSİZ !!! TEKRAR DENEYİN": GOTO  
87

90 PRINT "BU DEĞER İÇİN PERİYOT ";  $2^m - 1$ ; " OLACAKTIR"

91 PRINT "YAZICILARIN İLK DEĞERLERİNİ VE GERİBESLEME NOKTASI  
OLMA DURUMUNU GİRİNİZ"

92 PRINT "İLK DURUM DEĞERİ 0 YA DA 1 OLABİLİR"

93 PRINT "GERİBESLEME VARSA 1 , YOKSA 0 GİRİNİZ"

94 FOR a = 1 TO m

95 PRINT "YAZICI s( "; a; " ) IN İLK DEĞERİNİ GİRİNİZ ";

```

96 INPUT s(a)
97 PRINT "GERİBESLEME NOKTASI MI?";
98 INPUT gb(a)
99 IF s(a) <> 0 AND s(a) <> 1 THEN PRINT "İLK DEĞER 0 YA DA 1 OLABİLİR !!
YENİDEN GİRİNİZ": GOTO 95
100 IF gb(a) <> 0 AND gb(a) <> 1 THEN PRINT "GERİBESLEME VARSA 1 ,
YOKSA 0 GİRİNİZ": GOTO 95
110 NEXT a
130 PRINT "İKİLİ VERİYE AİT 0 OLMA OLASILIĞININ % DEĞERİNİ GİRİNİZ";
132 INPUT ol
140 IF ol < 0 OR ol > 100 THEN PRINT "0 İLE 100 ARASINDA OLABİLİR": GOTO
130
166 PRINT "SS KAZANCININ DEĞERİNİ GİRİN ( !! 10 un tam katı olmalıdır !!)";
170 INPUT gn
172 IF gn < 0 OR gn > 500 OR gn / 10 <> INT(gn / 10) THEN PRINT "!! GEÇERSİZ .
TEKRAR GİRİNİZ !! ": GOTO 166
174 PRINT "KASITLI PARAZİT İŞARETİ GÜCÜNÜN İŞARET GÜCÜNE ORANINI
dB CİNSİNDEN GİRİNİZ"
176 INPUT jag:
177 IF jag < 0 OR jag > 50 THEN PRINT "!! GEÇERSİZ . TEKRAR GİRİNİZ !! ":
GOTO 174
178 jn = .5 * 10 ^ (jag / 10)
182 PRINT "E/No IN dB CİNSİNDEN İLK DEĞERİNİ GİRİN ";
184 INPUT gfi
185 IF gfi < 0 OR gfi > 50 THEN PRINT "!! GEÇERSİZ . TEKRAR GİRİNİZ !! ":
GOTO 182
186 PRINT "E/No IN dB CİNSİNDEN SON DEĞERİNİ GİRİN ";
188 INPUT gfs
189 IF gfs < 0 OR gfs > 50 THEN PRINT "!! GEÇERSİZ . TEKRAR GİRİNİZ !!":
GOTO 186
190 PRINT "E/No IN dB CİNSİNDEN ARTIMINI GİRİN";
192 INPUT adg

```



194 PRINT "DUYARLILIĞI GİRİN (YÜKSEK DEĞER DAHA DUYARLIDIR -  
NORMALI 1000 -)";

196 INPUT duy: CLS : PRINT "\*\*\*\*\* SS-MSK BENZETİMİ \*\*\*\*\*  
Mustafa Ümit ÇEŞMECİ\*\*\*\*\*"

200 REM \*\*\* ANA DÖNGÜ \*\*\*

206 FOR guf = gfi TO gfs STEP adg

207 gufi = SQR(1 / (2 \* 10 ^ (guf / 10)))

208 GOSUB 2000

220 FOR V = 1 TO gn STEP 10

221 FOR PS = 1 TO 10

222 GOSUB 1000

223 t(PS) = b

224 ss(PS) = (b + me) MOD 2

226 ssy(PS) = (ssa(PS) + ss(PS)) MOD 2: ssy(10) = 0: ssa(PS + 1) = ssy(PS)

230 IF ssa(PS) = 0 AND ssy(PS) = 0 THEN th(PS, 1) = 1: th(PS, 2) = 0

232 IF ssa(PS) = 0 AND ssy(PS) = 1 THEN th(PS, 1) = 0: th(PS, 2) = 1

234 IF ssa(PS) = 1 AND ssy(PS) = 0 THEN th(PS, 1) = 0: th(PS, 2) = -1

236 IF ssa(PS) = 1 AND ssy(PS) = 1 THEN th(PS, 1) = -1: th(PS, 2) = 0

260 REM \*\*\*\* İŞARETE GÜRÜLTÜ EKLENMESİ \*\*\*\*

262 GOSUB 3000

264 th(PS, 1) = th(PS, 1) + rn + 2 \* jns / gn

266 th(PS, 2) = th(PS, 2) + ln + 2 \* jns / gn

270 NEXT PS

448 REM \*\* viterbi algoritması \*\*

450 FOR k = 1 TO 10

452 keh = k - 1

454 F = 999999

```
456 FOR c = 1 TO 2
468 lminh(k, c) = 999999
470 FOR i = 1 TO 2
472 FOR j = 1 TO 2
474 IF sh(i, j, 1) <> c THEN 502
476 yh(i, j) = 0
478 FOR l = 1 TO 2
480 wh(i, j, l + 1) = (th(k, l) - sh(i, j, l + 1)) ^ 2
482 yh(i, j) = yh(i, j) + wh(i, j, l + 1)
484 NEXT l
486 IF keh = 0 THEN 492
488 ah = yh(i, j) + lminh(keh, i)
490 GOTO 494
492 ah = yh(i, j)
494 IF ah >= lminh(k, c) THEN 504
496 lminh(k, c) = ah
498 nsurh(k, c) = i
500 GOTO 504
502 NEXT j
504 IF k = 1 THEN 508
506 NEXT i
508 NEXT c
510 NEXT k
514 d2h(11) = 1: d2h(10) = nsurh(10, 1)
516 e1h = d2h(10)
520 FOR k2h = 9 TO 1 STEP -1
524 d2h(k2h) = nsurh(k2h, e1h)
526 e1h = d2h(k2h)
528 NEXT k2h
530 d2h(1) = 1
532 FOR k = 1 TO 10
536 yzh(k) = uh(d2h(k), d2h(k + 1), 1)
```

538 NEXT k

851 FOR PSA = 1 TO 9

860 ssgc(PSA) = (yzh(PSA) + t(PSA)) MOD 2

865 IF me <> ssgc(PSA) THEN semer = semer + 1

867 semsay = semsay + 1

870 mec = mec + ssgc(PSA)

880 REM PRINT ssgc(PSA);

891 NEXT PSA

900 NEXT V

901 PRINT

905 IF INKEY\$ = "D" THEN END

910 IF mec / (gn \* .9) > .5 THEN meso = 1 ELSE meso = 0

920 mec = 0

922 IF me <> meso THEN er = er + 1

923 sayı = sayı + 1

926 LOCATE guf + 3, 2

929 PRINT "Eo/No...veri ..bey-gur.....jamming...coz-deger...say....sem-hat....bit-hat.. "

930 PRINT guf; me; " "; rn; " "; jns / gn; " "; meso; " "; sayı; semer / semsay; er / sayı;

" "

934 REM PRINT "-----"

950 IF (sayı MOD duy) <> 0 THEN GOTO 208

952 GOSUB 10000

958 semer = 0: semsay = 0: er = 0: sayı = 0

960 NEXT guf

989 GOTO 11000

990 GOTO 200

998 END

1000 REM \*\*\* PN DİZİ ÜRETİMİ \*\*\*

1005 p = 0: b = s(m)

```
1010 FOR a = m - 1 TO 0 STEP -1
```

```
1020 s(a + 1) = s(a)
```

```
1030 NEXT a
```

```
1040 FOR a = 1 TO m
```

```
1050 p = p + s(a) * gb(a)
```

```
1060 NEXT a
```

```
1070 s(0) = p MOD 2
```

```
1080 RETURN
```

```
2000 REM *** veri üretimi ***
```

```
2010 D = INT(RND * 100)
```

```
2020 IF ol > D THEN me = 0 ELSE me = 1
```

```
2030 RETURN
```

```
3000 REM *** GAUSS GÜRÜLTÜSÜ ÜRETİMİ ***
```

```
3010 RANDOMIZE TIMER
```

```
3020 D1 = RND(1): D2 = RND(1)
```

```
3025 IF D1 <= -1 THEN D1 = ABS(D1)
```

```
3030 rn = gufi * SQR(-2 * LOG(D1)) * COS(2 * 3.1415927# * D2)
```

```
3031 RANDOMIZE TIMER
```

```
3032 G1 = RND(1): G2 = RND(1)
```

```
3036 IF G1 <= -1 THEN G1 = ABS(G1)
```

```
3040 ln = gufi * SQR(-2 * LOG(G1)) * SIN(2 * 3.1415927# * G2)
```

```
3045 RANDOMIZE TIMER
```

```
3050 R1 = RND(1): R2 = RND(1)
```

```
3055 IF R1 <= -1 THEN R1 = ABS(R1)
```

```
3060 jns = jn * SQR(-2 * LOG(R1)) * COS(2 * 3.1415927# * R2)
```

```
3080 RETURN
```

```
10000 son(guf) = semer / semsay
```

```
10010 RETURN
```

11000 PRINT

11005 PRINT "( İŞLEM KAZANCI,GÜRÜLTÜ / İŞARET MATRİSİ ) "

11010 PRINT "-----"

11012 PRINT " (x,1)(x,2)(x,3)(x,4)(x,5)(x,6)(x,7)....."

11014

PRINT

"-----"

"

11024 PRINT "("; gn; ",x) = ";

11026 FOR b = gfi TO gfs STEP adg

11040 PRINT son(b);

11070 NEXT b

11100 DATA 0,1,1,0,1,2,0,1,1,1,0,-1,0,2,-1,0

EK - 3 - )

1 REM \*\*\*\* SS-MSK-OVERLAY-TERS BENZETİMİ \*\*\*\*

2 REM \*\*\* Mustafa Ümit ÇEŞMECİ \*\*\*

4 DIM gb(50), s(500), ss(500), ssg(500), ssgc(500), son(500)

5 DIM ssa(11), ssb(11), ssy(11), sst(11), t(11)

6 DIM sh(3, 3, 4), xh(11, 2), uh(3, 3, 3), th(11, 3), wh(3, 3, 4), rh(11, 3)

7 DIM lminh(11, 3), nsurh(11, 3), d1h(12), d2h(12), gh(11, 3)

8 DIM yh(3, 3), yzh(11), afh(11), overlay(51), ovss(51)

9 er = 0: sayı = 0: ssa(0) = 0: ssb(0) = 0: ovhe = 0: CLS

10 FOR i = 1 TO 2

12 FOR j = 1 TO 2

14 READ uh(i, j, 1)

16 READ sh(i, j, 1)

18 FOR l = 1 TO 2

20 READ sh(i, j, l + 1)

22 NEXT l

24 NEXT j

25 NEXT i

86 PRINT "m DİZİSİ ÜRETEÇ ÖZELLİKLERİNİ GİRİNİZ "

87 PRINT "ÖTELEMELİ YAZICINI YAZICI SAYISINI GİRİNİZ "

88 INPUT m

89 IF m < 2 OR m > 100 THEN PRINT "GEÇERSİZ !!! TEKRAR DENEYİN": GOTO  
87

90 PRINT "BU DEĞER İÇİN PERİYOT ";  $2^m - 1$ ; " OLACAKTIR"

91 PRINT "YAZICILARIN İLK DEĞERLERİNİ VE GERİBESLEME NOKTASI  
OLMA DURUMUNU GİRİNİZ"

92 PRINT "İLK DURUM DEĞERİ 0 YA DA 1 OLABİLİR"

93 PRINT "GERİBESLEME VARSA 1 , YOKSA 0 GİRİNİZ"

94 FOR a = 1 TO m

95 PRINT "YAZICI s( "; a; " ) IN İLK DEĞERİNİ GİRİNİZ ";

```

96 INPUT s(a)
97 PRINT "GERİBESLEME NOKTASI MI?";
98 INPUT gb(a)
99 IF s(a) <> 0 AND s(a) <> 1 THEN PRINT "İLK DEĞER 0 YA DA 1 OLABİLİR !!
YENİDEN GİRİNİZ": GOTO 95
100 IF gb(a) <> 0 AND gb(a) <> 1 THEN PRINT "GERİBESLEME VARSA 1 ,
YOKSA 0 GİRİNİZ": GOTO 95
110 NEXT a
130 PRINT "İKİLİ VERİYE AİT 0 OLMA OLASILIĞININ % DEĞERİNİ GİRİNİZ";
132 INPUT ol
140 IF ol < 0 OR ol > 100 THEN PRINT "0 İLE 100 ARASINDA OLABİLİR": GOTO
130
166 PRINT "SS KAZANCININ DEĞERİNİ GİRİN ( !! 10 UN TAM KATI
OLMALIDIR !!)";
170 INPUT gn
172 IF gn < 0 OR gn > 500 OR gn / 10 <> INT(gn / 10) THEN PRINT "!! GEÇERSİZ .
TEKRAR GİRİNİZ !! ": GOTO 166
174 PRINT "KASITLI PARAZİT İŞARETİ GÜCÜNÜN İŞARET GÜCÜNE ORANINI
dB CİNSİNDEN GİRİNİZ"
176 INPUT jag:
177 IF jag < 0 OR jag > 50 THEN PRINT "!! GEÇERSİZ . TEKRAR GİRİNİZ !! ":
GOTO 174
178 jn = .5 * 10 ^ (jag / 10)
182 PRINT "E/No IN dB CİNSİNDEN İLK DEĞERİNİ GİRİN ";
184 INPUT gfi
185 IF gfi < 0 OR gfi > 50 THEN PRINT "!! GEÇERSİZ . TEKRAR GİRİNİZ !! ":
GOTO 182
186 PRINT "E/No IN dB CİNSİNDEN SON DEĞERİNİ GİRİN ";
188 INPUT gfs
189 IF gfs < 0 OR gfs > 50 THEN PRINT "!! GEÇERSİZ . TEKRAR GİRİNİZ !!":
GOTO 186
190 PRINT "E/No IN dB CİNSİNDEN ARTIMINI GİRİN";

```

192 INPUT adg

194 PRINT "DUYARLILIĞI GİRİN (YÜKSEK DEĞER DAHA DUYARLIDIR -  
NORMALI 1000 -)";

196 INPUT duy: CLS

197 PRINT "\*\*\*\*\* SS-MSK-OVERLAY-TERS \*\*\*\*\*Mustafa Ümit  
ÇEŞMECİ\*\*"

200 REM \*\*\* ANA DÖNGÜ \*\*\*

206 FOR guf = gfi TO gfs STEP adg

207 gufi = SQR(1 / (2 \* 10 ^ (guf / 10)))

208 GOSUB 2000

210 REM GOSUB 3000

214 GOSUB 5000

220 FOR v = 1 TO gn STEP 10

221 GOSUB 1000: ovss((v - 1) / 10 + 1) = b: overs = (over + b) MOD 2

222 FOR PS = 1 TO 10

223 GOSUB 1000

224 t(PS) = b

225 ss(PS) = (b + me) MOD 2

226 ssy(PS) = (ssa(PS) + ss(PS)) MOD 2: ssy(10) = 0: ssa(PS + 1) = ssy(PS)

227 IF (PS = 5 AND overs = 1) THEN ssa(5) = (ssa(5) + 1) MOD 2

230 IF ssa(PS) = 0 AND ssy(PS) = 0 THEN th(PS, 1) = 1: th(PS, 2) = 0

232 IF ssa(PS) = 0 AND ssy(PS) = 1 THEN th(PS, 1) = 0: th(PS, 2) = 1

234 IF ssa(PS) = 1 AND ssy(PS) = 0 THEN th(PS, 1) = 0: th(PS, 2) = -1

236 IF ssa(PS) = 1 AND ssy(PS) = 1 THEN th(PS, 1) = -1: th(PS, 2) = 0

260 REM \*\*\*\* İŞARETE GÜRÜLTÜ EKLENMESİ \*\*\*\*

262 GOSUB 3000

264 th(PS, 1) = th(PS, 1) + rn + 2 \* jns / gn

266 th(PS, 2) = th(PS, 2) + ln + 2 \* jns / gn



270 NEXT PS

420 REM \*\* VITERBI ALGORITMASI \*\*

450 FOR k = 1 TO 10

452 keh = k - 1

454 f = 999999

456 FOR c = 1 TO 2

468 lminh(k, c) = 999999

470 FOR i = 1 TO 2

472 FOR j = 1 TO 2

474 IF sh(i, j, 1) <> c THEN 502

476 yh(i, j) = 0

478 FOR l = 1 TO 2

480 wh(i, j, l + 1) = (th(k, l) - sh(i, j, l + 1)) ^ 2

482 yh(i, j) = yh(i, j) + wh(i, j, l + 1)

484 NEXT l

486 IF keh = 0 THEN 492

488 ah = yh(i, j) + lminh(keh, i)

490 GOTO 494

492 ah = yh(i, j)

494 IF ah >= lminh(k, c) THEN 504

496 lminh(k, c) = ah

498 nsurh(k, c) = i

500 GOTO 504

502 NEXT j

504 IF k = 1 THEN 508

506 NEXT i

508 NEXT c

510 NEXT k

514 d2h(11) = 1: d2h(10) = nsurh(10, 1)

516 e1h = d2h(10)

520 FOR k2h = 9 TO 1 STEP -1

524  $d2h(k2h) = nsurh(k2h, e1h)$

526  $e1h = d2h(k2h)$

528 NEXT k2h

530  $d2h(1) = 1$

532 FOR k = 1 TO 10

536  $yzh(k) = uh(d2h(k), d2h(k + 1), 1)$

538 NEXT k

559 REM \*\* OVERLAY HESABI \*\*

560 GOSUB 6000

565  $overlay((v - 1) / 10 + 2) = 0$

850 REM \*\* VERI SS COZME \*\*

851 FOR PSA = 1 TO 9

860  $ssgc(PSA) = (yzh(PSA) + t(PSA)) \text{ MOD } 2$

865 IF  $me < ssgc(PSA)$  THEN  $semer = semer + 1$

867  $semsay = semsay + 1$

870  $mec = mec + ssgc(PSA)$

880 REM PRINT  $ssgc(PSA)$ ;

891 NEXT PSA

893 REM PRINT ".ov.. ";  $(overlay((v - 1) / 10 + 1) + ovss((v - 1) / 10 + 1)) \text{ MOD } 2$

899 NEXT v

900 REM \*\* OVERLAY SS COZME \*\*

901 FOR MUR = 1 TO  $gn / 10$

902  $ovhe = ovhe + (overlay(MUR) + ovss(MUR)) \text{ MOD } 2$

904 IF  $over < (overlay(MUR) + ovss(MUR)) \text{ MOD } 2$  THEN  $semer = semer + 1$

905  $semsay = semsay + 1$

906 NEXT MUR

907 IF INKEY\$ = "D" THEN END

908 IF (ovhe \* 10) / gn > .5 THEN ovkar = 1 ELSE ovkar = 0

910 REM PRINT ovhe, (ovhe \* 10) / gn, ovkar

912 ovhe = 0: overlay(1) = 0

915 IF mec / (gn \* .9) > .5 THEN meso = 1 ELSE meso = 0

920 mec = 0

922 IF me <> meso THEN er = er + 1

923 IF over <> ovkar THEN er = er + 1

924 sayı = sayı + 2

925 LOCATE guf + 3, 2

926 PRINT "Eo/No..veri ..bey-gur....jamming..coz-deg...se-say...se-hat...b-hat.. "

930 PRINT guf; me; " "; rn, jns / gn; " "; meso; " "; semsay; semer / semsay; er / sayı; "

"

950 IF (sayı / 2 MOD duy) <> 0 THEN GOTO 208

952 GOSUB 10000

959 semer = 0: semsay = 0: er = 0: sayı = 0

960 NEXT guf

989 GOTO 11000

990 GOTO 200

998 END

1000 REM \*\*\* PN DİZİ ÜRETİMİ \*\*\*

1005 p = 0: b = s(m)

1010 FOR a = m - 1 TO 0 STEP -1

1020 s(a + 1) = s(a)

1030 NEXT a

1040 FOR a = 1 TO m

1050 p = p + s(a) \* gb(a)

1060 NEXT a

1070 s(0) = p MOD 2

1080 RETURN

2000 REM \*\*\* veri üretimi \*\*\*

2010 d = INT(RND \* 100)

2020 IF ol > d THEN me = 0 ELSE me = 1

2030 RETURN

3000 REM \*\*\* GAUSS GÜRÜLTÜSÜ ÜRETİMİ \*\*\*

3010 RANDOMIZE TIMER

3020 D1 = RND(1): D2 = RND(1)

3030 rn = gufi \* SQR(-2 \* LOG(D1)) \* COS(2 \* 3.1415927# \* D2)

3040 ln = gufi \* SQR(-2 \* LOG(D1)) \* SIN(2 \* 3.1415927# \* D2)

3045 RANDOMIZE TIMER

3050 R1 = RND(1): R2 = RND(1)

3060 jns = jn \* SQR(-2 \* LOG(R1)) \* COS(2 \* 3.1415927# \* R2)

3080 RETURN

5000 REM \*\* OVERLAY BİTİ ÜRETİMİ \*\*

5002 RANDOMIZE TIMER

5005 z1 = INT(RND \* 100)

5010 IF z1 > 50 THEN over = 1 ELSE over = 0

5015 RETURN

5995 REM \*\* OVERLAY BİTİ KESTİRİMİ \*\*

6000 FOR X = 4 TO 5

6003 IF th(X, 1) >= th(X, 2) AND th(X, 1) >= -th(X, 2) THEN th(X, 1) = 1: th(X, 2) = 0

6005 IF th(X, 1) >= th(X, 2) AND th(X, 1) <= -th(X, 2) THEN th(X, 1) = 0: th(X, 2) = -1

6010 IF th(X, 1) <= th(X, 2) AND th(X, 1) >= -th(X, 2) THEN th(X, 1) = 0: th(X, 2) = 1

6015 IF th(X, 1) <= th(X, 2) AND th(X, 1) <= -th(X, 2) THEN th(X, 1) = -1: th(X, 2) = 0

6020 NEXT X

6050 IF (th(4, 1) = 0 AND th(4, 2) = 1) AND ((th(5, 1) = 0 AND th(5, 2) = 1) OR (th(5, 1) = 1 AND th(5, 2) = 0)) THEN overlay((v - 1) / 10 + 1) = 1

6055 IF (th(4, 1) = 1 AND th(4, 2) = 0) AND ((th(5, 1) = 0 AND th(5, 2) = -1) OR (th(5, 1) = -1 AND th(5, 2) = 0)) THEN overlay((v - 1) / 10 + 1) = 1

```
6060 IF (th(4, 1) = 0 AND th(4, 2) = -1) AND ((th(5, 1) = 0 AND th(5, 2) = -1) OR (th(5,
1) = -1 AND th(5, 2) = 0)) THEN overlay((v - 1) / 10 + 1) = 1
6065 IF (th(4, 1) = -1 AND th(4, 2) = 0) AND ((th(5, 1) = 0 AND th(5, 2) = 1) OR (th(5, 1)
= 1 AND th(5, 2) = 0)) THEN overlay((v - 1) / 10 + 1) = 1
6100 REM PRINT th(4, 1); th(4, 2), th(5, 1); th(5, 2)
6105 IF (th(4, 1) = -1 AND th(4, 2) = 0) AND (th(5, 1) = 1 AND th(5, 2) = 0) THEN
yzh(4) = (yzh(4) + 1) MOD 2: yzh(5) = (yzh(5) + 1) MOD 2
6110 IF (th(4, 1) = 0 AND th(4, 2) = 1) AND (th(5, 1) = 0 AND th(5, 2) = 1) THEN yzh(4)
= (yzh(4) + 1) MOD 2: yzh(5) = (yzh(5) + 1) MOD 2
6115 IF (th(4, 1) = -1 AND th(4, 2) = 0) AND (th(5, 1) = 0 AND th(5, 2) = 1) THEN
yzh(4) = (yzh(4) + 1) MOD 2: yzh(5) = (yzh(5) + 1) MOD 2
6120 IF th(4, 1) = 0 AND th(4, 2) = 1 AND th(5, 1) = 1 AND th(5, 2) = 0 THEN yzh(4) =
(yzh(4) + 1) MOD 2: yzh(5) = (yzh(5) + 1) MOD 2
6200 RETURN

10000 son(guf) = semer / semsay
10010 RETURN
```

EK - 4 - )

1 REM \*\*\*\* SS-MSK-OVERLAY-3 FREKANS BENZETİMİ \*\*\*\*

2 REM \*\*\* Mustafa Ümit ÇEŞMECİ \*\*\*

4 DIM gb(50), s(500), ss(500), ssg(500), ssgc(500), son(500)

5 DIM ssa(11), ssb(11), ssy(11), sst(11), t(11)

6 DIM sh(3, 3, 4), xh(11, 2), uh(3, 3, 3), th(11, 3), wh(3, 3, 4), rh(11, 3)

7 DIM lminh(11, 3), nsurh(11, 3), d1h(12), d2h(12), gh(11, 3)

8 DIM yh(3, 3), yzh(11), afh(11), ovss(50), overlay(50)

9 er = 0: sayı = 0: ssa(0) = 0: ssb(0) = 0: CLS

10 FOR i = 1 TO 2

12 FOR j = 1 TO 2

14 READ uh(i, j, 1)

16 READ sh(i, j, 1)

18 FOR l = 1 TO 2

20 READ sh(i, j, l + 1)

22 NEXT l

24 NEXT j

25 NEXT i

86 PRINT "m DİZİSİ ÜRETEÇ ÖZELLİKLERİNİ GİRİNİZ "

87 PRINT "ÖTELEMELİ YAZICININ YAZICI SAYISINI GİRİNİZ "

88 INPUT m

89 IF m < 2 OR m > 100 THEN PRINT "GEÇERSİZ !!! TEKRAR DENEYİN": GOTO

87

90 PRINT "BU DEĞER İÇİN PERİYOT ";  $2^m - 1$ ; " OLACAKTIR"

91 PRINT "YAZICILARIN İLK DEĞERLERİNİ VE GERİBESLEME NOKTASI  
OLMA DURUMUNU GİRİNİZ"

92 PRINT "İLK DURUM DEĞERİ 0 YA DA 1 OLABİLİR"

93 PRINT "GERİBESLEME VARSA 1 , YOKSA 0 GİRİNİZ"

94 FOR a = 1 TO m

95 PRINT "YAZICI s( "; a; " ) IN İLK DEĞERİNİ GİRİNİZ ";

```

96 INPUT s(a)
97 PRINT "GERİBESLEME NOKTASI MI?";
98 INPUT gb(a)
99 IF s(a) <> 0 AND s(a) <> 1 THEN PRINT "İLK DEĞER 0 YA DA 1 OLABİLİR !!
YENİDEN GİRİNİZ": GOTO 95
100 IF gb(a) <> 0 AND gb(a) <> 1 THEN PRINT "GERİBESLEME VARSA 1 ,
YOKSA 0 GİRİNİZ": GOTO 95
110 NEXT a
130 PRINT "İKİLİ VERİYE AİT 0 OLMA OLASILIĞININ % DEĞERİNİ
GİRİNİZ";
132 INPUT ol
140 IF ol < 0 OR ol > 100 THEN PRINT "0 İLE 100 ARASINDA OLABİLİR": GOTO
130
166 PRINT "SS KAZANCININ DEĞERİNİ GİRİN ( !! 10 UN TAM KATI
OLMALIDIR !!)";
170 INPUT gn
172 IF gn < 0 OR gn > 500 OR gn / 10 <> INT(gn / 10) THEN PRINT "!! GEÇERSİZ .
TEKRAR GİRİNİZ !! ": GOTO 166
174 PRINT "KASITLI PARAZİT İŞARETİ GÜCÜNÜN İŞARET GÜCÜNE ORANINI
dB CİNSİNDEN GİRİNİZ"
176 INPUT jag
177 IF jag < 0 OR jag > 50 THEN PRINT "!! GEÇERSİZ . TEKRAR GİRİNİZ !! ":
GOTO 174
178 jn = .5 * 10 ^ (jag / 10)
182 PRINT "E/No IN dB CİNSİNDEN İLK DEĞERİNİ GİRİN ";
184 INPUT gfi
185 IF gfi < 0 OR gfi > 50 THEN PRINT "!! GEÇERSİZ . TEKRAR GİRİNİZ !! ":
GOTO 182
186 PRINT "E/No IN dB CİNSİNDEN SON DEĞERİNİ GİRİN ";
188 INPUT gfs
189 IF gfs < 0 OR gfs > 50 THEN PRINT "!! GEÇERSİZ . TEKRAR GİRİNİZ !!":
GOTO 186

```

```

190 PRINT "E/No IN dB CİNSİNDEN ARTIMINI GİRİN";
192 INPUT adg
194 PRINT "DUYARLILIĞI GİRİN (YÜKSEK DEGER DAHA DUYARLIDIR -
NORMALI 1000 -)";
196 INPUT duy: CLS
197 PRINT "***** SS-MSK-3. FREKANS *****Mustafa Ümit
ÇEŞMECİ*****"

200 REM *** ANA DÖNGÜ ***
206 FOR guf = gfi TO gfs STEP adg
207 gufi = SQR(1 / (2 * 10 ^ (guf / 10)))
208 GOSUB 2000
210 REM GOSUB 3000
212 GOSUB 5000
215 FOR v = 1 TO gn STEP 10
217 GOSUB 1000: ovss((v - 1) / 10 + 1) = b: overs = (over + b) MOD 2
221 FOR PS = 1 TO 10
222 GOSUB 1000
223 t(PS) = b
224 ss(PS) = (b + me) MOD 2
226 ssy(PS) = (ssa(PS) + ss(PS)) MOD 2: ssy(10) = 0: ssa(PS + 1) = ssy(PS)

230 IF ssa(PS) = 0 AND ssy(PS) = 0 THEN th(PS, 1) = 1: th(PS, 2) = 0
232 IF ssa(PS) = 0 AND ssy(PS) = 1 THEN th(PS, 1) = 0: th(PS, 2) = 1
234 IF ssa(PS) = 1 AND ssy(PS) = 0 THEN th(PS, 1) = 0: th(PS, 2) = -1
236 IF ssa(PS) = 1 AND ssy(PS) = 1 THEN th(PS, 1) = -1: th(PS, 2) = 0

260 REM **** İŞARETE GÜRÜLTÜ EKLENMESİ ****
262 GOSUB 3000
264 th(PS, 1) = th(PS, 1) + rn + 2 * jns / gn
266 th(PS, 2) = th(PS, 2) + ln + 2 * jns / gn
267 IF PS=9 THEN overs = overs + rn + 2 * jns / gn

```



270 NEXT PS

448 REM \*\* viterbi algoritması \*\*

450 FOR k = 1 TO 10

452 keh = k - 1

454 F = 999999

456 FOR c = 1 TO 2

468 lminh(k, c) = 999999

470 FOR i = 1 TO 2

472 FOR j = 1 TO 2

474 IF sh(i, j, 1) <> c THEN 502

476 yh(i, j) = 0

478 FOR l = 1 TO 2

480 wh(i, j, l + 1) = (th(k, l) - sh(i, j, l + 1)) ^ 2

482 yh(i, j) = yh(i, j) + wh(i, j, l + 1)

484 NEXT l

486 IF keh = 0 THEN 492

488 ah = yh(i, j) + lminh(keh, i)

490 GOTO 494

492 ah = yh(i, j)

494 IF ah >= lminh(k, c) THEN 504

496 lminh(k, c) = ah

498 nsurh(k, c) = i

500 GOTO 504

502 NEXT j

504 IF k = 1 THEN 508

506 NEXT i

508 NEXT c

510 NEXT k

514 d2h(11) = 1: d2h(10) = nsurh(10, 1)

516 e1h = d2h(10)

520 FOR k2h = 9 TO 1 STEP -1

524 d2h(k2h) = nsurh(k2h, e1h)

526 e1h = d2h(k2h)

528 NEXT k2h

530 d2h(1) = 1

532 FOR k = 1 TO 10

536 yzh(k) = uh(d2h(k), d2h(k + 1), 1)

538 NEXT k

560 REM \*\* overlay işareti kestirimi \*\*

565 IF overs > .5 THEN overs = 1 ELSE overs = 0

570 overlay((v - 1) / 10 + 1) = (overs + ovss((v - 1) / 10 + 1)) MOD 2

851 FOR PSA = 1 TO 9

860 ssgc(PSA) = (yzh(PSA) + t(PSA)) MOD 2

865 IF me <> ssgc(PSA) THEN semer = semer + 1

867 semsay = semsay + 1

870 mec = mec + ssgc(PSA)

880 REM PRINT ssgc(PSA);

891 NEXT PSA: REM PRINT " ov.. "; overlay((v - 1) / 10 + 1)

900 NEXT v

901 REM \*\* overlay biti hesabı \*\*

902 FOR ADN = 1 TO gn / 10

904 IF over <> overlay(ADN) THEN semer = semer + 1

906 semsay = semsay + 1

913 ovka = ovka + overlay(ADN)

914 NEXT ADN

915 IF (ovka \* 10) / gn < .5 THEN ovkar = 0 ELSE ovkar = 1

918 ovka = 0

```

919 IF mec / (gn * .9) > .5 THEN meso = 1 ELSE meso = 0
920 mec = 0
921 IF me <> meso THEN er = er + 1
922 IF over <> ovkar THEN er = er + 1
923 sayı = sayı + 2
924 LOCATE guf + 3, 2
925 PRINT "Eo/N0...veri...bey-gur....jamming..cozu-deg...se-say..se-hat....b-hat.."
930 PRINT guf; me; " "; rn; jns / gn; " "; meso; " "; semsay; semer / semsay; er / sayı;
"          "
934 REM PRINT "-----"
940 IF INKEY$ = "D" THEN END
950 IF (sayı MOD duy) <> 0 THEN GOTO 208
952 GOSUB 10000
956 semer = 0: semsay = 0: er = 0: sayı = 0
960 NEXT guf
989 GOTO 11000
990 GOTO 200
998 END

1000 REM *** PN DİZİ ÜRETİMİ ***
1005 p = 0: b = s(m)
1010 FOR a = m - 1 TO 0 STEP -1
1020 s(a + 1) = s(a)
1030 NEXT a
1040 FOR a = 1 TO m
1050 p = p + s(a) * gb(a)
1060 NEXT a
1070 s(0) = p MOD 2
1080 RETURN

2000 REM *** veri üretimi ***
2010 d = INT(RND * 100)

```

2020 IF ol > d THEN me = 0 ELSE me = 1

2030 RETURN

3000 REM \*\*\* GAUSS GÜRÜLTÜSÜ ÜRETİMİ \*\*\*

3010 RANDOMIZE TIMER

3020 D1 = RND(1): D2 = RND(1)

3030 rn = gufi \* SQR(-2 \* LOG(D1)) \* COS(2 \* 3.1415927# \* D2)

3040 ln = gufi \* SQR(-2 \* LOG(D1)) \* SIN(2 \* 3.1415927# \* D2)

3045 RANDOMIZE TIMER

3050 R1 = RND(1): R2 = RND(1)

3060 jns = jn \* SQR(-2 \* LOG(R1)) \* COS(2 \* 3.1415927# \* R2)

3080 RETURN

5000 REM \*\* overlay biti üretimi \*\*

5005 RANDOMIZE TIMER

5010 ER1 = RND \* 100

5015 IF ER1 > 50 THEN over = 1 ELSE over = 0

5020 RETURN

10000 son(guf) = semer / semsay

10010 RETURN

11000 PRINT

11005 PRINT "( İŞLEM KAZANCI,GÜRÜLTÜ / İŞARET MATRİSİ ) "

11010 PRINT "-----"

11012 PRINT " (x,1)(x,2)(x,3)(x,4)(x,5)(x,6)(x,7)....."

11014

PRINT

-----

"

11024 PRINT "("; gn; ",x) = ";

11026 FOR b = gfi TO gfs STEP adg

11040 PRINT son(b);

**11070 NEXT b**

**11100 DATA 0,1,1,0,1,2,0,1,1,1,0,-1,0,2,-1,0**



## ÖZGEÇMİŞ

2 ağustos 1970 tarihinde Bilecik 'e bağlı Osmaneli ilçesinde dünyaya geldi. İlk okulu Atatürk ilkokulunda , ortaokulu Osmaneli lisesinde okudu. Lise öğrenimini görmek üzere 1985 senesinde İstanbul 'a yerleşti. Lise 1. ve 2 . sınıfları Şehremini Lisesinde ve lise son sınıfı Fenerbahçe Lisesinde okudu. 1988 yılında Yıldız Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme mühendisliği bölümüne girdi. 1992 yılında Yıldız Teknik Üniversitesi , haberleşme yüksek lisans bölümüne kaydoldu ve bu bölümde öğrenimini sürdürmektedir. Amatör radyo ve telsiz haberleşmesi ile ilgilenmektedir ve C sınıfı telsiz haberleşmesi ehliyetine sahiptir. Çağrı kodu TA2CIY 'dır. Haberleşme teknikleri ve bilgisayarlar ilgilendiği konuları kapsamaktadır.

