

55689

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**İMPULSİF GÜRÜLTÜNÜN İNCELENMESİ VE V.32 MODEMİN
İMPULSİF GÜRÜLTÜLÜ ORTAMDA HATA BAŞARIMI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ
Müh. Ercan BÜYÜKKARA

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 15 Ocak 1996

Tezin Savunulduğu Tarih : 31 Ocak 1996

Tez Danışmanı

: Doç.Dr. Ümit AYGÖLÜ

Diğer Jüri Üyeleri

: Prof.Dr. Erdal PANAYIRCI

Doç.Dr. Acar SAVACI

[Signature]

16.2.1996

OCAK 1996

ÖNSÖZ

İletişim dünyasındaki eğilim, analogtan sayısala doğru hızla artmaktadır. Bunun sonucu olarak da, sayısal sistemlerin gelişmesi ve çalışması üzerine yapılan araştırmalar oldukça önem kazanmaktadır.

Sayısal iletişim sistemlerinde, gürültü etkileri üzerine yapılan çalışmaların çoğu ise; sürekli gürültünün etkidiği sistemler ile sınırlandırılmıştır. Öte yandan günümüzde, birçok sayısal iletişim sisteminde karşımıza çıkan impulsif gürültünün, bu sistemlerde meydana getirdiği ciddi problemler, iletişim mühendislerini büyük sıkıntılara düşürmektedir.

Bu konu ile ilgili olarak yaptığım tez çalışması süresince; çalışmanın aksamaması için her türlü desteği veren değerli aile büyüklerime, başlangıçta beni yönlendiren, devamında ise bilgi birikimi ile her zaman yardımda bulunarak çalışmanın yürütülmesine büyük katkıları olan hocam sayın Doç.Dr. Ümit AYGÖLÜ'ne teşekkür ederim.

İSTANBUL, Ocak 1996

Ercan BÜYÜKKARA

İÇİNDEKİLER

ÖZET	vi
SUMMARY	vii
BÖLÜM 1. GİRİŞ	1
BÖLÜM 2. İMPULSİF GÜRÜLTÜ	6
2.1. Gürültü	6
2.1.1. Isıl Gürültü	6
2.1.2. Diyafoni	7
2.1.3. İntermodülasyon Gürültüsü	7
2.1.4. İmpulsif Gürültü	7
2.2. İmpulsif Gürültü Konusuna Giriş	8
2.3. İmpulsif Gürültünün Analizi ve Modellenmesi	10
2.3.1. İmpulsif Gürültü İçin Bir Model	11
2.3.1.1. Temelbant Süreçler	11
2.3.1.2. Darbant Süreçler	13
2.3.1.3. Model Parametrelerinin Seçimi	15
2.4. İmpulsif Gürültünün Telefon Gürültüsü Olarak Modellenmesi ..	18
2.4.1. Telefon Gürültüsünün İstatistiksel Analizi	18
2.4.2. Model Kurma	19
2.4.2.1. Gauss ve Süzgeçlenmiş Poisson Süreci Modeli	20
2.4.2.2. Gauss ve Süzgeçlenmiş Poisson Süreci	
Modelinin Değerlendirilmesi	23
2.4.2.3. Sonuç	24

2.5. Çok Alçak Frekanslı (VLF) Atmosferik Gürültü Altında	
Modülör-Demodülör Başarımları	24
2.5.1. Log-Normal Gürültü Modeli	25
2.5.2. Uzun İntegrasyon Zamanı	31
2.5.3. Kısa İntegrasyon Zamanı	32
2.5.4. Değerlendirme	36
2.6. İmpulsif Gürültünün Etkilerini Azaltma Yöntemleri	36
2.6.1. İmpulsif Atmosferik Radyo Gürültüsünde Optimum	
Alıcı	38
2.6.1.1. Gürültülü İşaretlerin Sezilmesi	38
2.6.1.2. Hata Olasılığı	42
2.6.2. Çok Alçak Frekanslı (VLF) Atmosferik Gürültü Altında	
Modülör-Demodülör Başarımlarının Doğrusal	
Olmayan İşleme (Kırpma) İle İncelenmesi	43
2.6.3. Değerlendirme	47
BÖLÜM 3. KAFES KODLAMALI MODÜLASYON TEKNİĞİNİN	
TANITIMI	48
3.1. Kafes Kodlamalı Modülasyonda Kodlama ve İşaret Eşleme	
Yöntemi	49
3.2. Kafes Kodlamalı Modülasyonda Kod Çözme İşlemi	54
3.3. Kafes Kodlamalı Modülasyon İçin Katlamalı Kodlar	55
3.4. 90° Dönmeyle Değişmez Geribeslemeli Katlamalı Kodlar	57
3.5. Kafes Yapıda 32-CR İşaretlerin İncelenmesi	59
3.5.1. 32-CR İşaretler İçin Küme Bölmeleme	59
3.5.2. 32-CR Dönmeyle Değişmez Katlamalı Kod	60
BÖLÜM 4. V.32 MODEM BENZETİM ÇALIŞMASINDA ELE	
ALINAN İMPULSİF GÜRÜLTÜNÜN TANITIMI ...	65
4.1. V.32 Modem Benzetim Çalışmasında Ele Alınan İmpulsif	
Gürültü Modeli	65
4.2. Log-Normal Dağılım	70
4.3. Üstel Dağılımın Dönüşüm Yöntemi İle İncelenmesi	72

4.4. V.32 Modem Benzetim Çalışmasında Ele Alınan İmpulsif Gürültünün Bilgisayarda Üretimi	74
BÖLÜM 5. GAUSS VE İMPULSİF GÜRÜLTÜLÜ ORTAMDA V.32 MODEM BAŞARIMININ BİLGİSAYAR BENZETİMİ İLE İNCELENMESİ	79
5.1. Benzetim Modelinin Tanıtılması	79
5.2. Benzetim Programı ve Akış Diyagramı	87
5.3. Benzetim Modeli Sonuçlarının Değerlendirilmesi	108
BÖLÜM 6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER	110
KAYNAKLAR	113
EK-A	118
ÖZGEÇMİŞ	143

ÖZET

Bu tez çalışmasında, impulsif gürültünün V.32 modem içeren bir sayısal iletişim sistemi üzerindeki bozucu etkisi araştırılmıştır. Bu nedenle impulsif gürültü incelenerek, kurulan impulsif gürültü modelinin, değişik darbe biçimleri ve darbe süreleri için bilgisayarda üretilmesi yoluna gidilmiştir. Daha sonra kafes kodlamalı modülasyon tekniğini kullanan V.32 modem yapısı araştırılarak, bu modemi içeren ve Gauss için optimum standart alıcı yapısını kullanan bir iletişim sisteminin, Gauss ve impulsif gürültülü ideal karakteristikli kanallar için hata başarımları bilgisayar benzetimi yoluyla incelenmiştir. Bilgisayar benzetim modeli oluşturularak elde edilen sonuçlarla, hata başarımları eğrileri çizilmiştir. İmpulsif gürültünün, sürekli gürültüye göre, sistem başarımlarını daha kötüye götürdüğü görülmüş ve impulsif gürültünün darbe biçiminin ve darbe süresinin sistem başarımları üzerine etkileri, elde edilen sonuçlara göre değerlendirilmiştir.

SUMMARY

ANALYSIS OF IMPULSIVE NOISE AND THE V.32 MODEM PERFORMANCE IN IMPULSIVE NOISE

Nowadays, the trend in the communication world is from analogue to digital. Consequently a major effect has been oriented towards the design, development and study of digital systems.

The performance of digital communication systems is affected by the presence of noise. The noise can cause a very severe degradation in the performance of a digital system. The exact degree of degradation depends upon the type of noise. However, most of the studies on noise effects have been confined to system evaluation in additive continuous type of noise. On the other hand, when the noise is impulsive, serious problems arise and the performance degradation due to the impulsive form of noise is more severe than due to the continuous form in digital communication systems. Thus, for certain applications it becomes important to analyse the effect of additive impulsive noise. For example, the recent increase in data communication over telephone lines has forced designers to account for switching noise. Further, several investigators have evaluated the degrading effect of the non-Gaussian noise on various types of digital signals.

A variety of naturally occurring and man-made phenomena exhibit “impulsive” noise behavior. Channels operating in the ELF (extremely low frequencies) and VLF (very low frequencies) bands experience atmospheric discharge; the radiofrequency range comprising HF, VHF, and UHF is plagued by man-made noise in metropolitan areas, and generally contaminated by galactic and solar noise. Wire communications is subject to lightning and switching noise. This various phenomena induce “impulsive”

noise in communication systems. Impulsive noise also occurs naturally within some communication systems, for example in optical receivers. While the term impulsive is suggestive, there is not a standard or unique definition [1]. However, the most important distinguishing property of impulsive noise from the other noise types is that this type of noise is noncontinuous, consisting of irregular pulses or noise spikes of short duration and of relatively high amplitude.

The noise occurs over a wide range of frequencies and may be predominantly impulsive or continuous depending upon the frequency, bandwidth, geophysical location, time of the day and season. In tropics which are the world centres of thunderstorm activity, the noise may, quite often, be impulsive. Extensive studies have been made on the amplitude and time characteristics of this type of noise. The amplitude probability distribution is known to be non-Gaussian [2].

In simulation studies, as impulsive noise sources are modeled; as a practical matter, it is desirable to have a single general model which can represent the behaviour of a variety of sources simply by changing a small number of parameters. Such a model is presented here.

In this thesis, after an extensive literature investigation of the impulsive noise, impulsive noise is modeled, and generated for various pulse shapes and various pulse durations in computer. Then V.32 modem structure using trellis coded modulation technique is investigated, and the performance of digital communication system using a V.32 modem and standard receiver (optimum for Gaussian) is analysed by a computer simulation for channels with Gaussian and impulsive noise. In this examination, the channel's disturbing effects due to its transfer function characteristics have not been considered.

Stock, B.W. and Kleiner, B. [3] presented the results of a statistical analysis of impulsive noise on some telephone lines. The analysis consists of two stages: data analysis stage, where the data are characterized through various nonparametric statistics and a model building stage, where the data are matched to models. According to data analysis, telephone noise consists of a deterministic component and a stochastic component. It was assumed that these components can be added. The data analyzed here suggest that the stochastic component is stationary over short periods of time and distinctly nongaussian. Two simple models have been proposed for the nongaussian noise, one based on stable distributions, the other on a mixture of a gaussian process and a nongaussian-filtered Poisson process. Based on the data analyzed here, both models agree intuitively with the physical processes generating telephone noise. But, a

more general class of models was never investigated that includes the gaussian-plus-filtered-Poisson process as a special case.

Modestino, J.W. and Sankur, B. [4] developed a model for ELF/VLF noise and described its statistical properties. The model consists of the linear combination of a impulsive noise and white Gaussian noise. This model is intuitively satisfying and takes into consideration the underlying physics of the noise phonema. Furthermore, it is analytically tractable as n 'th order statistics can be evaluated. The model can be characterized by a few significant parameters and these can calibrated in the light of measured data. The ELF/VLF noise model can easily be generalized to represent noise phonema in a variety of frequency bands and physical environments. On the other hand, the performance of linear and a class of nonlinear receivers in impulsive noise has been analyzed as an application of this model.

The degrading effects of the impulsive noise on various types of digital signals are also investigated. For example, Huynh, H. and Lecours, M. [5] analysed the performance of noncoherent M-ary ASK, PSK, and FSK systems in nongaussian noise, more particularly in impulsive noise modeled as an unfiltered generalized stationary Poisson process. In the same way Ziemer, R.E. [6] concerned with the calculation of the probability of symbol error and comparison of coherent, M-ary, digital communication systems operating in impulsive noise environments. Experimental measurements of the error probability are presented and compared with theory. Comparisons of various modulation systems are made under the constraints of equal rate and equal bandwidth. Jain, V.K. and Gupta, S.N. [7] analyzed the performance of a binary baseband system in the presence of mixture of continuous and impulsive noise plus intersymbol interference. The results obtained are very general and the system performance in special cases like purely continuous noise or purely impulsive noise with or without intersymbol interference can be easily derived from the general results. Here also, degradation due to the impulsive form of noise has been shown to be generally more severe than that due to the continuous form. These three investigators also, have analysed the digital modulation/demodulation systems in impulsive noise taking the receiver (optimum for continuous Gaussian noise) to be a matched filter.

In Section 2, impulsive noise is described. Models of impulsive noise developed by Stock, B.W. and Kleiner, B. [3] and Modestino, J.W. and Sankur, B. [4] are examined. However, an atmospheric noise model developed by Omura, J.K. and Shaft, P.D. [8] for analyzing the performance of modulation/demodulation systems operating at VLF (very low frequencies) frequencies is also examined. Also in section 2, some

methods are explained to counteract the impulsive noise, these methods affecting an amplitude-based or time-based modification to an existing receiver. Further, for optimum detection of binary signals in impulsive noise, optimum and locally optimum receivers (weak signal), consists of nonlinear device followed by a linear filter, considered by Jain, V.K. and Gupta, S.N. [2], are examined. In [8] the performance of modulators and demodulators at very low frequencies (VLF) are also considered for comparison.

In Section 3, Trellis coded modulation (TCM) technique involved by Ungerboeck, G. [9], [10], [11], is presented and the basic principles are determined. The differences of this technique from the classical error correction coding are explained. The design of PSK signals based on TCM techniques are shown. Although 3-4 dB coding gains with TCM technique can be obtained, phase ambiguities in the extraction of the carrier reference in receiver cause received signal elements be rotated according to transmitted ones. Lee-Fang Wei [12], [13]; by using differential coding technique and matching binary sequences to the real and rotated channel signals has shown that those phase ambiguities can be eliminated. However, the design procedure for eight-state rotationally invariant convolutional code with 32-CR expanded signal space is explained for CCITT V.32 modem structure.

In Section 4, impulsive noise model, for simulation studies of the communication system using V.32 modem, is described. First, the impulsive noise is modeled based on [1], [3] and [4]. Then, according to this model, the impulsive noise is generated in computer, for several values of the model parameters.

In Section 5, in order to study the error performance of V.32 modem a simulation model using optimum receiver structure for continuous Gaussian noise is constructed. By using this model, the bit error performances of channels with Gaussian noise and impulsive noise are examined for various phase shapes and pulse durations of the impulsive noise. As a result, we can see that the impulsive noise severely degrades the system performance when the bit error performances are examined. This degradation due to the impulsive noise is more severe than due to the continuous Gaussian noise. The exact degree of degradation depends upon the pulse durations and pulse shapes of the impulsive noise. If the degradation is analysed to the pulse durations of the impulsive noise; a smaller bit error probability can be obtained by decreasing the average number of occurrences of the impulsive noise spikes over one noise pulse. Similarly, a smaller bit error probability can be obtained by decreasing the skewness parameter V_d . On the other hand, if the degradation is analysed to the pulse shapes of impulsive noise, $h(t) = A \cdot e^{-at}$ pulse shape for impulsive noise

severely degrades the system performance compared to the two other pulse shapes. On the other hand, the bit error performance is improved with increasing oscillation frequency of the impulse envelopes w . However, the exact degree of degradation due to the impulsive noise also depends upon the signal-to-Gaussian noise ratio. When the signal-to-Gaussian noise ratio increases, the bit error probability P_b decreases. All of these interpretations, can be deduced from the simulation curves given in Section 5.



BÖLÜM 1. GİRİŞ

Günümüzde sayısal iletişim sistemleri, analog iletişim sistemlerine yeğlenmektedir. Dolayısıyla sayısal iletişim sistemlerinin iyileştirilmesi üzerine yapılan çalışmalar da oldukça önem kazanmaktadır.

Sayısal iletişim sistemlerinin başarımını etkileyen en önemli etkenlerden biri ise; gürültüdür. Gürültü sayısal sistemin başarımında oldukça önemli düşmelere neden olabilir. Düşmenin oranını belirleyen etkenlerden biri de gürültünün türüdür. Ancak sayısal iletişim sistemlerinde, gürültü etkileri üzerine yapılan çalışmaların çoğu, sürekli gürültünün etkilediği sistemler ile sınırlandırılmıştır. Öte yandan, birçok sayısal iletişim sisteminde karşımıza çıkan impulsif gürültü, bu sistemlerde sürekli gürültüye göre daha ciddi problemlere yol açmaktadır. Bu nedenle, bazı uygulamalar için, impulsif gürültünün etkilerini araştırmak da önemli olmaktadır. Örneğin; son zamanlarda telefon hatları üzerinden veri iletişiminin sağlanmasına duyulan istek karşısında, anahtarlama gürültüsünün etkisini yok etmek üzere araştırmacılar yoğun çaba göstermektedir. Ayrıca bazı araştırmacılar, Gauss dağılımlı olmayan gürültünün çeşitli sayısal işaret tipleri üzerindeki bozucu etkilerini de araştırmışlardır.

Doğal olarak varolan ve insan yapımı olan olayların çeşitliliği, impulsif gürültü davranışını ortaya koyar. İletişim sistemlerinde impulsif gürültüye neden olan olaylara, ELF (Aşırı alçak frekans) - VLF (Çok alçak frekans) bantlarında çalışan kanalların atmosferik boşalmaya uğramaları, büyük yerleşim alanlarında; HF, VHF ve UHF'yi içine alan radyo frekans bantlarında insanların oluşturduğu etkenler, kablolu iletişimde gök gürültüsü ve anahtarlamanın oluşturduğu etki gibi birçok olay örnek verilebilir. İmpulsif gürültü aynı zamanda optikle ilgili alıcılarda olduğu gibi, bazı iletişim

sistemleri içinde doğal olarak oluşmaktadır. Standart veya tek bir tanımı bulunmadığından “impulsif” sözcüğü genel bir sözcük olarak kullanılmaktadır [1]. Bununla birlikte, diğer gürültü türlerinden ayırdedebilmek için, impulsif gürültü; süreksiz yüksek genlikli düzensiz darbeler şeklinde ortaya çıkan bir gürültü türüdür diyebiliriz.

Sürekli veya impulsif gürültünün baskın olabilmesi; frekansa, bant genişliğine, coğrafi bölgeye, günün ve mevsimin durumuna bağlıdır. Örneğin; tropik bölgelerde gök gürültülü fırtınaların çok yoğun olması nedeniyle, gürültü genelde impulsiftir. Gelişen çalışmalar bu gürültü türünün genlik ve zaman özellikleri üzerinde yoğunlaşmaktadır. Bu gürültünün genlik olasılık dağılımı da Gauss değildir [2].

Pratikte, benzetim çalışmalarında ele alınacak impulsif gürültü kaynakları modellenirken, parametrelerdeki küçük sayısal değişimler ile, çeşitli gürültü kaynaklarının davranışlarını gösterebilen basit tek bir modele sahip olmak arzu edilir. Buradaki benzetim çalışmasında, böyle bir model ele alınmaktadır.

Bu tez çalışmasında; impulsif gürültü, araştırmalar tamamlandıktan sonra, modellenerek, değişik darbe biçimleri ve darbe süreleri için bilgisayarda üretilmiştir. Daha sonra ise, kafes kodlamalı modülasyon tekniğini kullanan V.32 modem yapısı araştırılarak, bu modemi içeren ve Gauss için optimum olan standart alıcı yapısını kullanan bir iletişim sisteminin, Gauss ve impulsif gürültülü ideal karakteristikli kanallar için hata başarımları bilgisayar benzetimi yolu ile incelenmiştir.

Stock, B.W. ve Kleiner, B. [3], bazı telefon hatları üzerinde oluşan impulsif gürültüyü; veri analizi ve model kurma adı altında iki aşamada incelemiştir. Veri analizine göre, telefon gürültüsü, deterministik ve stokastik bileşenlerden oluşmaktadır. Bu bileşenlerin toplandığı varsayılmaktadır. Veri analizinde, stokastik bileşenin kısa zaman periyotları üzerinden durağan olması ve Gauss olmaması önerilmektedir. Gauss olmayan gürültü için ise, ikinci aşama olarak iki basit model önerilmektedir. Biri kararlı dağılımlar üzerine, diğeri ise Gauss süreci ve Gauss olmayan süzgeçlenmiş Poisson sürecinin karışımı üzerine kurulmuştur. Veri analizi üzerine kurulan her iki model de, telefon gürültüsü üreten fiziksel süreçlerle sezgisel

olarak uyum sağlamaktadır. Bu uyum deneysel olarak kanıtlanmıştır. Fakat bu model, kolayca genelleştirilememektedir.

Modestino, J.W. ve Sankur, B. [4], ELF/VLF gürültü için bir model geliştirerek, bu modelin istatistiksel özelliklerini de tanımlamışlardır. Bu model, impulsif gürültü ve beyaz Gauss gürültüsünün doğrusal olarak birlikteliğine dayanmaktadır. Gürültü olayının fiziksel temellerini de göz önüne alması nedeniyle sezgisel olarak da yeterlidir. Yüksek dereceden istatistiklerin değerlendirilmesine de analitik olarak uyum sağlar. Model; önemli birkaç parametre tarafından tanımlanarak, bu parametrelerin değerleri, ölçülen verilere göre ayarlanmıştır. Ayrıca ELF/VLF gürültü modeli; çeşitli frekans bantları ve fiziksel çevreler için kolayca genelleştirilebilmektedir. Öte yandan, doğrusal ve doğrusal olmayan alıcı yapıları, bu modelin uygulamaları olarak incelenmiştir.

İmpulsif gürültünün, çeşitli sayısal işaret tipleri üzerindeki bozucu etkileri de araştırılmıştır. Örneğin Huynh, H. ve Lecours, M. [5], eşzamanlı olmayan M'li sayısal sistemlerin (ASK, PSK ve FSK) Gauss olmayan gürültü altında başarımlarını incelemişlerdir. Burada süzgeçlenmemiş durağan Poisson süreci, impulsif gürültü olarak modellenmiştir. Aynı şekilde Ziemer, R.E. [6], impulsif gürültülü çevrelerde çalışan eşzamanlı M'li sayısal iletişim sistemlerinin simge hata olasılıklarının hesaplanması ve karşılaştırılması ile ilgilenmiştir. Bunun için, aynı hız ve bant genişliğine sahip çeşitli modülasyon düzenlerinin hata olasılıklarının impulsif gürültü altındaki deneysel ölçümlerini, teorik sonuçlarla karşılaştırmıştır. Jain, V.K. ve Gupta, S.N. [7], sürekli gürültü, impulsif gürültü ve simgelerarası girişimin olduğu ikili temelbant sistemlerin başarımlarını incelemişler ve oldukça genel sonuçlar elde etmişlerdir. Bu genel sonuçlar, sistem başarımının, sadece Gauss veya sadece impulsif gürültü altında veya simgelerarası girişim de varken elde edilmesini sağlamaktadır. Burada da, sistem başarımının, impulsif gürültü olduğu zaman, sürekli gürültüye göre daha da düştüğü bir kez daha gösterilmiştir. Bu üç araştırmacının ortak olan önemli bir özelliği; impulsif gürültü altında uyumlu süzgeçli alıcı kullanılan modülatör-demodülatör sistemlerini kullanmalarıdır. Sürekli Gauss gürültüsü için optimum olan alıcının incelendiği bu çalışmalar oldukça önemlidir.

Çalışmanın ikinci bölümünde, impulsif gürültü tanıtılarak, Stock, B.W. ve Klenier, B. [3] ile Modestino, J.W. ve Sankur, B. [4]'un impulsif gürültü için geliştirdikleri modeller ayrıntılı biçimde incelenmiştir. Bununla birlikte, Omura, J.K. ve Shaft, P.D. [8]'in çok alçak frekanslı atmosferik gürültü altında modülatör-demodülatör başarımlarını nasıl sınıflandırdıkları ve kullandıkları Log-Normal gürültü modeli incelenmiştir. İkinci bölümde söz edilen diğer önemli bir konu ise; impulsif gürültünün etkilerini azaltma yöntemleridir. Bu yöntemler, varolan alıcıya genlik veya zaman tabanlı değişiklik etkisi yapan yöntemlerdir. Bu bölümde, bu yöntemler de anlatılmıştır. Ayrıca Jain, V.K. ve Gupta, S.N. [2]'nin ikili işaretlerin, impulsif gürültü altında optimum sezimi için türettikleri optimum ve bölgesel optimum (zayıf işaretler için optimum) alıcı yapıları incelenmiştir. Bu alıcı yapıları, doğrusal süzgeç tarafından izlenen, doğrusal olmayan aygıtı içerir. Burada, [8]'de söz edilen çok alçak frekanslı atmosferik gürültü altında modülatör-demodülatör başarımları, karşılaştırmak amacıyla, doğrusal olmayan işleme (kırpma) ile de incelenmiştir.

Üçüncü bölümde, ilk kez Ungerboeck, G. [9], [10], [11] tarafından ortaya atılan kafes kodlamalı modülasyon (TCM) tekniği tanıtılmış ve temel özellikleri belirtilmiştir. Bu tekniğin hata düzeltme kodlamasından farklılıkları ortaya konmuş, PSK işaretlerin klasik kafes kodlamalı yapıda tasarımları örnek olarak gösterilmiştir. TCM tekniği ile, 3-4 dB'lik kodlama kazancı elde edilmesine rağmen, alıcıda demodülasyon sırasında taşıyıcı işareti çıkarırken oluşan faz belirsizlikleri, alınan işaret elemanlarının iletilenlere göre dönmesine sebep olur. Lee-Fang Wei [12], [13], farksal kodlama tekniğini kullanarak, ikili dizilerin kanal işaretlerine uygun eşlenmesi ile bu belirsizliklerin etkilerinin giderilebileceğini göstermiştir. Bununla birlikte, V.32 modem için uluslararası standart olarak kullanılan 32-CR genişletilmiş işaret uzayına sahip sekiz durumlu, dönmeyle değişmez bir katlamalı kod tasarımı anlatılmaktadır.

Dördüncü bölümde, V.32 modemin kullanıldığı iletişim sisteminin benzetim çalışmasında ele alınacak olan impulsif gürültü tanıtılmaktadır. Burada impulsif gürültü, [1], [3] ve [4]'den yararlanılarak modellenmektedir. Daha sonra, bu modele uygun olarak impulsif gürültünün bilgisayarda üretimi adım adım anlatılmaktadır.

Beşinci bölümde, V.32 modem hata başarımını inceleyebilmek için, sürekli Gauss gürültüsü için optimum olan alıcı yapısının kullanıldığı bir benzetim modeli oluşturulmuştur. Bu model kullanılarak, impulsif gürültünün değişik darbe biçimleri ve darbe sürelerinde, Gauss ve impulsif gürültülü ideal karakteristikli kanallar için hata başarımını incelenmiştir. Benzetim çalışmasında kullanılan her bir bilgisayar programı, genel programa göre tanıtılarak, o program için elde edilen hata başarım eğrileri çıkarılmıştır.

Son bölüm, elde edilen sonuçların yorumlanmasına ayrılmıştır.



BÖLÜM 2. İMPULSİF GÜRÜLTÜ

2.1. Gürültü

Bir iletişim sistemindeki istenmeyen işaretlere “Gürültü” diyebiliriz. Gürültü konusu ve gürültüyü azaltma, iletişim mühendisliğinin en önemli konularından biridir. Sistem başarımını sınırlayan en önemli etkidir.

İletişim sistemlerinde kanal çıkışında görülen tüm etkenlerin sadece giriş işaretinden kaynaklanmadığı, gürültünün de gözönüne alınması gerektiği unutulmamalıdır. Bilinen gürültü türleri dört gruba ayrılabilir [14].

- * Isıl gürültü
- * Diyafoni
- * İntermodülasyon gürültüsü
- * İmpulsif gürültü

2.1.1. Isıl Gürültü

Isıl gürültü, çoğu kez direnç gürültüsü, beyaz gürültü veya Johnson gürültüsü olarak da adlandırılır. Bu gürültü Gauss tipinde veya bütünüyle rastgeledir. Direnç gibi iletken bir ortam içerisinde serbest elektronların ısı nedeniyle, rastgele hareketleri sonucu ortaya çıkar. Mutlak sıfırın ($-273\text{ }^{\circ}\text{C}$) üzerinde çalışan herhangi bir sistem veya devrede, daima ısı gürültü görülecektir. Isıl gürültü, alıcı sistemin duyarlılığının alt sınırının belirlenmesinde etkidir.

2.1.2. Diyafoni

Diyafoni, bir işaret yolundan bir diğerine istenmeyen bağlaşımlar yoluyla oluşan gürültü şeklidir. İletkenler veya antenler arasındaki doğrudan endüktif veya kapasitif bağlaşımdan kaynaklanabilir.

Komşu devrelerden istenmeyen bilgi geçişi ile ilgili olan diyafoninin, bağlaşma dışındaki diğer nedenleri ise; hatalı süzgeçleme (ya da frekans yanıtının iyi kontrol edilememesi) ve analog frekans çoğullamalı (FDM) sistemlerin doğrusal olmayan başarımlarını göstermesidir.

2.1.3. İntermodülasyon Gürültüsü

İntermodülasyon gürültüsü, genellikle doğrusal olmayan elemanların bulunduğu sistemde, karışan işaretler yoluyla gerçekleşen istenmeyen bağlaşımların bir diğer biçimidir.

Birden çok işareti aynı anda geçiren aygıtlarda (çok kanallı radyolar gibi) ortaya çıkar.

İntermodülasyon gürültüsünün ortaya çıkışının iki önemli nedeni vardır:

- 1.- Uygun olmayan düzey seçimi. Eğer, aygıtta uygulanan işaret düzeyi çok yüksekse, aygıt doğrusal olmayan çalışma bölgesinde çalışmaya zorlanır.
- 2.- Doğrusal olmayan grup gecikmesi de diğer bir nedendir.

İntermodülasyon gürültüsü ile ısı gürültüsü farklı nedenlerden dolayı ortaya çıktıkları halde etkileri ve fiziksel doğaları aynıdır. Bu durum özellikle çokkanallı karmaşık işaret taşıyan sistemlerde görülebilir.

2.1.4. İmpulsif Gürültü

İmpulsif gürültü; süresiz, yüksek genlikli düzensiz darbeler şeklinde ortaya çıkan bir gürültü türüdür.

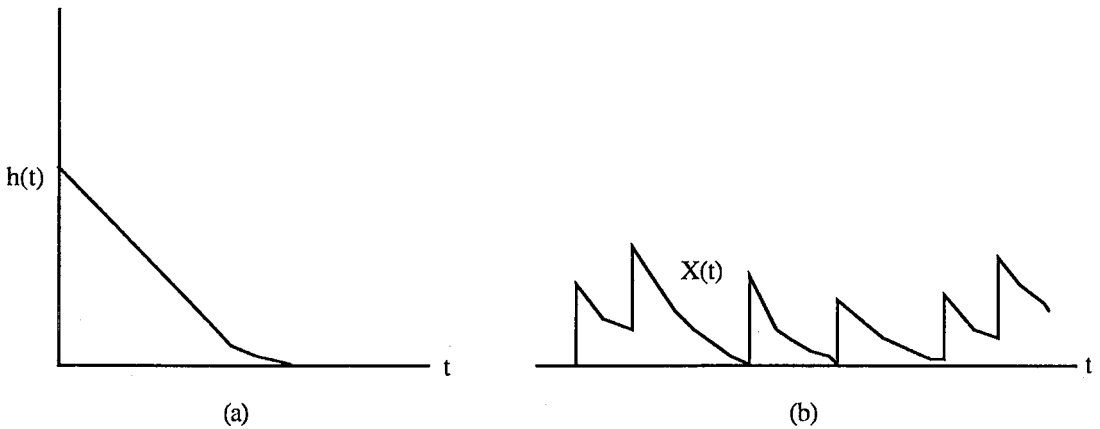
Telefon hatları üzerinden veri iletimindeki hataların başlıca kaynağıdır. Bazı türleri doğal (yıldırım etkisiyle) olduğu gibi, bazı türleri de insan yapımıdır (otomobil ateşleme sistemleri, güç hatlarının etkisiyle).

Veri ve sayısal iletişimde hata oranının önemli ölçüde etkilenmesine neden olan bu gürültü türünü, değişik bakış açılarından, daha ayrıntılı bir şekilde ele alacağız.

2.2. İmpulsif Gürültü Konusuna Giriş

Yüklü taneciklerin yayılması elektronik sistemlerde olan bir temel olaydır. Birçok ışıkdalgalı iletişim sistemlerinde; iletilen bilgi, ışık şiddetleri ile gösterilmiş ve beklenen ışık oranında akım darbeleri üreten alıcıda ışığa duyarlı devre tarafından sezilmiştir. Akım darbeleri; beklenen ışık enerjisi ile oranlı λ ortalama oranıyla τ_k rastgele zamanlarında yayılan fotoelektronlardan doğmaktadır. Sonuç dalga biçimi, aşağıda verilen rastgele süreç yardımıyla gösterilebilmektedir [1].

$$X(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(t-\tau_k) \quad (2.1)$$



Şekil 2.1: İmpulsif gürültü süreci

(a) Tek darbe

(b) $X(t)$ örnek işlevi

Burada $h(t)$; $t=0$ anında yayılan bir tek fotoelektron tarafından üretilen elektriksel darbedir (Şekil 2.1). τ_k yayılma sürelerinin, λ sabit oranıyla Nokta Poisson Süreci $t \in (-\infty, \infty)$ aralığının tüm elemanları için tanımlanmaktadır. λ sabittir ve başlangıç zamanının seçimi yapılamamaktadır. $X(t)$ süreci durağandır.

$X(t)$; impulsif gürültü süreci olarak adlandırılır ve yaygın olarak; fotodiyod, vakum tüpü gibi elemanları içeren elektronik devrelerde, düzensiz bir şekilde rastgele değişen akımların bileşenlerini modellemek için kullanılır. Bu süreç, aynı zamanda radarlardaki karışmaları modellemek için de kullanılmaktadır. Bir örnekle bunu anlatırsak; bir arazi üzerinde uçan ve radar darbeleri gönderen bir uçak düşünelim. Bu darbeler arazideki çeşitli engellerden yansıyabilecek ve radar alıcısı rastgele genlik ve gecikmeli yankıların birçoğunu alacaktır. Alınan işaret, aşağıda oluşturulan rastlantı süreciyle modellenebilir [1].

$$Y(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_k \cdot h(t-\tau_k) \quad (2.2)$$

Burada $h(t)$; darbe biçimini, τ_k ; darbenin alıcıya ulaşma zamanını göstermektedir. A_k genliği, τ_k ve A_j 'den ($j \neq k$ için) bağımsızdır. Genlik dizisinin bağımsız ve $f_A(a)$ olasılık yoğunluk işlevi ile aynı dağılımlı olduğu varsayılır. (2.2) eşitliği, aynı zamanda, çeşitli iletişim sistemlerinde impulsif gürültü için bir model olarak kullanılır.

(2.1) ve (2.2)'de tanımlanan $X(t)$ ve $Y(t)$ durağan rastlantı süreçleri olup;

$$E \{X(t)\} = \mu_X = \lambda \cdot \int_{-\infty}^{\infty} h(u) \cdot du \quad (2.3, a)$$

$$R_{XX}(\tau) = \lambda \cdot \int_{-\infty}^{\infty} h(u) \cdot h(\tau+u) du + \mu_X^2 \quad (2.3, b)$$

$$E \{Y(t)\} = \mu_Y = \lambda \cdot E(A) \cdot \int_{-\infty}^{\infty} h(u) \cdot du \quad (2.3, c)$$

$$R_{YY}(\tau) = \lambda \cdot E(A^2) \int_{-\infty}^{\infty} h(u) \cdot h(u+\tau) d\tau + \mu_Y^2 \quad (2.3, d)$$

ilişkilerine sahiptirler [1].

2.3. İmpulsif Gürültünün Analizi ve Modellenmesi

Doğal olarak varolan ve insan yapımı olan olayların çeşitliliği impulsif gürültü davranışını ortaya koyar. Gürültünün egemen olduğu çevrenin, impulsif gürültü süreci tarafından gerçeğe uygun olarak tanımlanmasıyla, bu konudaki önemli uygulamaların sayısında artma olmuştur. Böylece, impulsif gürültü olayının fiziksel-istatistiksel modeli ve onun uygulamaları oldukça zenginleşmiştir. Bu tür “Gauss olmayan” kanalların istatistiksel gösterilimleri; işareti işlemek için gereklidir. Optimum işaret kestirimi ve sezimi için gerekli algoritmaların, kanal istatistiklerinin yeterli tanımına bağlı olduğu iyi bilinmelidir. Egemen gürültünün impulsif olduğu bazı iletişim kanallarını şöyle sıralayabiliriz [4]:

1.- ELF (Aşırı alçak frekanslar) ve VLF (Çok alçak frekanslar) bantlarında çalışan kanallar atmosferik boşalmaya uğrarlar. Burada; karışıklığın temel kaynağı olarak gösterilen, atmosferik boşalma olaylarının ortaya çıktığı frekans sahası ELF için (3-300 Hz.), VLF için (3-30 kHz.)’dir.

2.- HF, VHF ve UHF’yi içine alan radyo frekans bantı. Burada, impulsif gürültü; galaktik ve güneşsel gürültü gibi çeşitli doğa olaylarından veya anakent bölgelerinde insan yapımı kaynaklardan ortaya çıkabilir.

3.- Tepeden tepeye değişim sınırında çalışan genişbant FM sistemleri tıkrıtı gürültüsüne elverişli duruma gelir. Bu tür gürültü de doğada impulsif olarak bilinmektedir.

4.- Kablo iletişimde; impulsif gürültü hem şimşekten hem de anahtarlardan ortaya çıkabilir.

5.- Genişbant elektronik gözetim ve keşif sistemleri (parazite bağlı), impulsif gürültüye oldukça elverişlidir.

Bu tür çeşitli olaylar iletişim sistemlerinde impulsif gürültüye neden olurlar. İmpulsif gürültü aynı zamanda, bazı iletişim sistemlerinin içinde (örneğin; optik alıcılarda) doğal olarak meydana gelmektedir. İmpulsif sözcüğü, genel anlamda bir sözcüktür, standart veya tek bir tanımı yoktur. Bununla birlikte, genellikle oldukça düşük yoğunluklu anlarda (sistem zaman sabitlerini aşan anlarda) nokta süreci olarak anlaşılır.

2.3.1. İmpulsif Gürültü İçin Bir Model

İmpulsif gürültünün varolan modelleri ile ilgili genel bilgi; Stock, B.W. ve Kleiner, B. [3] ve Ibukin, O. [15] tarafından yapılan çalışmalarda bulunabilir. Burada inceleyeceğimiz modelle benzerlik gösterdiği için, yukarıdaki çalışmaların ilkinde yer alan telefon gürültüsünün modellenmesi hakkında da ayrıca bir alt başlıkta bilgi vereceğiz. Önerilen bu modellerde dikkat edilmesi gereken nokta, bu modellerin, ölçülen gürültü verisinin birinci dereceden istatistiklerine uygun yarar sağlayabilmeleridir. Varolan modellerin bazıları ölçülen istatistiklere akılcı bir şekilde uyum sağlamasına karşın, bu modeller sadece kısmen yarar sağlarlar. Middleton, D.'nin [16] modeli dışındaki modeller gürültü olayının fiziksel temelleri ile bağdaşamamışlar ve yüksek dereceden istatistiklere genelleştirilememişlerdir.

Burada verilecek olan impulsif gürültü modeli fiziksel bir temele sahip olup, analitik uyumludur. Bu modelde, dinamik özelliğin de varolmasıyla, modern süzgeçleme, kestirim ve sezme tekniklerinin kullanımı olanaklı olacaktır. Bu modelle ilgili incelemelerde, vurgulamalar ELF ve VLF gürültü üzerinde olacaktır. Bununla birlikte, bu modelin HF, VHF ve UHF bantlarındaki gürültü süreçlerini göstermek üzere kolayca genelleştirilebileceği unutulmamalıdır.

2.3.1.1. Temelbant Süreçler

ELF bantındaki impulsif gürültü süreci için, doyurucu, analitik uyumlu bir model; alçak yoğunluklu impulsif gürültünün (Alçak yoğunluklu impulsif gürültü; büyük genlikli darbelerin gelişleri arasındaki aralıkların, herhangi bir sistemin zaman sabitlerinden çok daha büyük olduğu anlamındadır.) Gauss gürültüsü ile

karıştırılmasıyla ortaya çıkmaktadır. Gauss bileşeni; düşük düzeyi gösterirken, impulsif gürültü; büyük dinamik değişimlere neden olmaktadır. İmpulsif gürültü $y(t)$ 'nin; sonlu durumlu doğrusal zamanla değişmeyen bir sistemin neden olduğu rastgele impuls dizisi yardımıyla oluştuğu varsayılmaktadır. Durum değişkenleriyle impulsif gürültü aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Fx(t) + b u(t) \\ y(t) &= \langle c, x(t) \rangle, \quad x(t_0) = x_0\end{aligned}\tag{2.4}$$

Burada;

F : sabit, $n \times n$ matris

b : sabit, $n \times 1$ matris

c : sabit, $n \times 1$ matris

$x(t)$: durum vektörü

$\langle \cdot, \cdot \rangle$: iç çarpım işlemini göstermektedir. Sürücü sürecin skaler biçimi;

$$u(t) = \sum_{i=0}^{N(t)} u_i \cdot \delta(t - t_i)\tag{2.5}$$

dir. Burada, $\delta(\cdot)$ dirac-delta işlevi nokta sürecidir. $N(t)$; ($t \geq t_0$) t_i geliş zamanlı genel sayma sürecidir. u_i ; bağımsız benzer dağılımlı rastgele değişkenler dizisidir. (2.5) eşitliğinde uygunluk için $N(t_0) = 0$ olarak düşünülmüştür. Bu nedenle ELF gürültünün gösterimi

$$n(t) = y(t) + w(t)\tag{2.6}$$

olup, burada, $w(t)$; çift taraflı spektral yoğunluğu $\sigma_0^2 = N_0/2$ Watt/Hz olan, sıfır ortalamalı beyaz Gauss gürültüsüdür ve aynı zamanda sürücü nokta süreci $u(t)$ 'den de bağımsızdır. (2.4) eşitliğine çözüm aşağıdaki gibi verilebilir;

$$x(t) = \Phi(t - t_0) x(t_0) + E(A) \cdot \int_{t_0}^t \Phi(t - \tau) b u(\tau) d\tau\tag{2.7}$$

burada $\Phi(t) \triangleq \exp(Ft)$; aşağıdaki eşitliği sağlayan durum geçiş matrisidir:

$$\dot{\Phi}(t) = F \Phi(t); \Phi(t_0) = I$$

Eğer impuls yanıtı $h(t) = \langle c, \Phi \rangle$ olarak tanımlanırsa, (2.6) eşitliği aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$n(t) = w(t) + \langle c, \Phi(t-t_0) x(t_0) \rangle + \sum_{i=0}^{N(t)} u_i \cdot h(t-t_i) \quad (2.8)$$

2.3.1.2. Darbant Süreçler

Darbant impulsif gürültü, bantgeçiren Gauss gürültüsü ve bantgeçiren impulsif gürültünün karışımı olarak gösterilebilmektedir. Her iki gürültü sürecinin de herhangi bir w_0 rad/s merkez frekansı civarında darbantlı olduğu varsayılmaktadır. Böylece;

$$n(t) = \sqrt{2} \cdot [n_c(t) \cos w_0 t - n_s(t) \sin w_0 t] \quad (2.9)$$

yazılır. Burada; $n_c(t)$ ve $n_s(t)$ gürültünün dik bileşenlerini göstermektedir. $A(t)$ zarfı ve $\phi(t)$ fazına göre de, (2.9) ifadesi aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$n(t) = \sqrt{2} \cdot A(t) \cdot \cos [w_0 t + \phi(t)] \quad (2.10)$$

Bu ifadeye göre kompleks zarfı şöyle tanımlayabiliriz:

$$\tilde{n}(t) = n_c(t) - j n_s(t) \quad (2.11)$$

Burada $\tilde{n}(t)$; alçak geçiren bir işarettir. Aşağıdaki ilişkiyle bantgeçiren sürece bağlanabilir:

$$n(t) = \sqrt{2} \cdot \text{Re} [\tilde{n}(t) \cdot \exp (-j w_0 t)] \quad (2.12)$$

$\tilde{n}(t)$ kompleks zarfı, bileşenlerine göre aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\tilde{n}(t) = \tilde{y}(t) + \tilde{w}(t) \quad (2.13)$$

Burada ise; $\tilde{w}(t) = w_c(t) - j w_s(t)$ olup, $w_c(t)$ ve $w_s(t)$ 'nin her ikisi de sıfır ortalamalı, σ_0^2 varyanslı Gauss süreçleridir. İmpulsif gürültü sürecinin kompleks zarfı, kompleks durum eşitlikleriyle tanımlanabilir [4].

$$\begin{aligned}\tilde{x}(t) &= \tilde{F} \tilde{x}(t) + \tilde{b} \tilde{u}(t) \\ \tilde{y}(t) &= \langle \tilde{c}, \tilde{x}(t) \rangle, \tilde{x}(t_0) = \tilde{x}_0\end{aligned}\quad (2.14)$$

Buradaki $\tilde{u}(t)$ girişi; kompleks nokta süreci olarak şöyle yazılabilir;

$$\tilde{u}(t) = \sum_{i=0}^{N(t)} \tilde{u}_i \delta(t-t_i) \quad (2.15)$$

Burada $\tilde{u}_i = u_{ci} - j u_{si}$ olarak alınmaktadır. i . impuls genliğinin dik bileşenleri ise, aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır:

$$\begin{aligned}u_{ci} &= u_i \cdot \cos \varnothing_i \\ u_{si} &= u_i \cdot \sin \varnothing_i\end{aligned}\quad (2.16)$$

u_i 'ler bağımsız, aynı dağılımlı pozitif rastlantı değişkenleri dizisidir. $\varnothing_i$ ise; $[-\pi, \pi]$ aralığında düzgün olarak dağılmış bir diğer bağımsız aynı dağılımlı rastlantı değişkenleri dizisi olup, u_i 'den bağımsız olduğu varsayılmıştır. Darbant impulsif gürültünün kompleks zarfı aşağıdaki gibi ifade edilebilmektedir:

$$\tilde{y}(t) = \sum_{i=0}^{N(t)} \tilde{u}_i h(t-t_i) \quad (2.17)$$

Burada $\tilde{h}(t) = h_c(t) - j h_s(t)$ 'dir ve doğrudan (2.14) eşitliğindeki sistem parametreleri ile ilgilidir. Yani; $h_c(t) = \text{Re} [\langle \tilde{c}, \tilde{\Phi} \tilde{b} \rangle]$ ve $\tilde{\Phi}$ 'de kompleks durum geçiş matrisidir. (2.13) ve (2.17) eşitliklerini kullanarak darbant impulsif gürültünün bileşenleri;

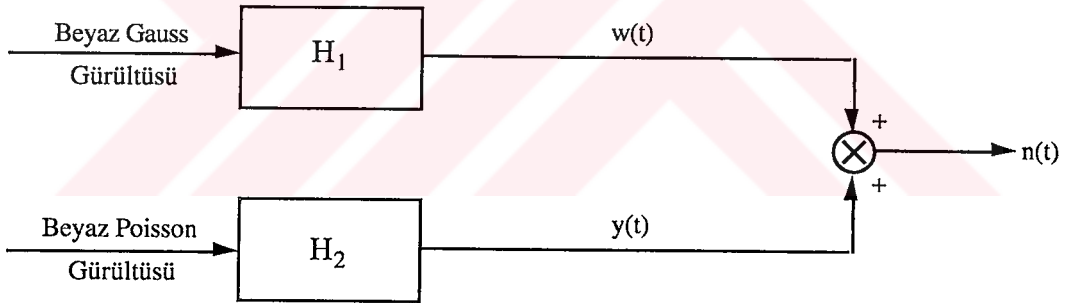
$$n_c(t) = w_c(t) + \sum_{i=0}^{N(t)} \left[u_i \cdot h_c(t-t_i) \cdot \cos \varnothing_i - u_i \cdot h_s(t-t_i) \cdot \sin \varnothing_i \right] \quad (2.18, a)$$

$$n_s(t) = w_s(t) + \sum_{i=0}^{N(t)} \left[u_i \cdot h_s(t-t_i) \cdot \cos \varnothing_i + u_i \cdot h_c(t-t_i) \cdot \sin \varnothing_i \right] \quad (2.18, b)$$

olarak yazılabilir. Özellikle $y(t)$ impulsif gürültüsünü aşağıdaki gibi ifade etmek uygun olacaktır:

$$y(t) = \sqrt{2} \cdot \sum_{i=0}^{N(t)} u_i \cdot h_{LP}(t-t_i) \cdot \cos \left\{ w_0 t - \varnothing_i + \arctan \frac{h_s(t-t_i)}{h_c(t-t_i)} \right\} \quad (2.19)$$

Burada $h_{LP}(t) = \left[h_c^2(t) + h_s^2(t) \right]^{1/2}$ olup, LP indisi bu işlevin alçak geçiren yapısını vurgulamaktadır.



Şekil 2.2: İmpulsif gürültü üretim düzeni için blok diyagram

Şekil 2.2’de impulsif gürültünün üretim düzeneği için bir blok diyagram görülmektedir. Burada H_1 ve H_2 iki bağımsız doğrusal dinamik sistemi göstermektedir.

2.3.1.3. Model Parametrelerinin Seçimi

Açıkça belirtilmesi gereken ilk nicelik; implus genliklerinin olasılık yoğunluk işlevidir. Yeterli gözlemlenmiş ELF gürültü istatistiklerinin iki olasılık yoğunluk işlevi şöyledir:

1.- Power-Rayleigh Dağılımı:

$$f_u(u) = \frac{\alpha}{2 \cdot R_0^\alpha} \cdot |u|^{\alpha-1} \cdot \exp\left(-\frac{|u|^\alpha}{R_0}\right) \quad (2.20)$$
$$0 < \alpha \leq 2 \quad , \quad -\infty < u < \infty$$

Bu dağılım sıfır ortalamalı ve $R_0^2 \Gamma(1 + 2/\alpha)$ varyansına sahiptir. $\Gamma(\cdot)$; Gamma işlevidir. Power-Rayleigh dağılımı; R_0 ölçüm parametresi ve α üssü ile bütünüyle tanımlanmaktadır.

2.- Log-Normal Dağılımı:

$$f_u(u) = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot \pi \cdot \sigma_u \cdot |u|} \cdot \exp\left(-\frac{(\ln |u|)^2}{2 \sigma_u^2}\right) \quad (2.21)$$
$$-\infty < u < \infty$$

Bu dağılımda da sıfır ortalamalı ve $\exp(2 \sigma_u^2)$ varyansına sahiptir. V_d parametresi log-normal dağılımı karakterize etmek için oldukça kullanışlıdır.

$$V_d = 10 \log_{10} \frac{E\{u^2\}}{E^2\{|u|\}} = 4.343 \sigma_u^2$$

VLF gürültü durumunda, bu dağılımların tek yanlı versiyonlarını düşünmek yeterlidir.

$N(t)$ sayma süreci, $(t \geq t_0)$ genelde yenileme süreci olarak düşünülmektedir. Atmosferdeki impulsif gürültü olayı, gruplar halinde impulsif gürültüyü oluşturmaya yatkın olduğu için sayma süreci olarak Poisson-Poisson modeli önerilmiştir. Buna göre, bu gruplar, zamanda λ' oranı ile elde edilir ve her grup içindeki impulsar λ'' ($\lambda'' \geq \lambda'$) oranlı diğer bir bağımsız Poisson dağılımına göre oluşmaktadır. Matematiksel karmaşıklıklar, bu yaklaşıma engel olduğundan, bu çalışmada sabit oranlı Poisson modeli seçilmiştir.

$$f \{ [N(t) - N(t_0)] = k \} = \exp [-\lambda (t-t_0)] \frac{[\lambda (t-t_0)]^k}{k!}, k = 0, 1, \dots \quad (2.22)$$

Tablo 2.1: Bazı kullanışlı aktarım işlevleri için impulsif bileşenlerin ortalama ve varyansları

H(s)	h(t)	E {y(t)}	Var {y(t)}
$\frac{c}{s+a}$	$c \cdot e^{-at} u_{-1}(t)$	$\frac{c \cdot E\{u\}}{a}$	$\frac{c^2 \cdot E\{u^2\}}{2a}$
$\frac{c}{(s+a)^2 + w^2}$	$\frac{c \cdot e^{-at}}{w} \cdot \sin wt u_{-1}(t)$	$\frac{c \cdot E\{u\}}{a^2 + w^2}$	$\frac{c^2 \cdot E\{u^2\}}{4a(a^2 + w^2)}$
$\frac{c(s+a)}{(s+a)^2 + w^2}$	$c \cdot e^{-at} \cdot \cos wt u_{-1}(t)$	$\frac{a \cdot c \cdot E\{u\}}{a^2 + w^2}$	$\frac{c^2 \cdot w^2 \cdot E\{u^2\}}{4a(a^2 + w^2)}$

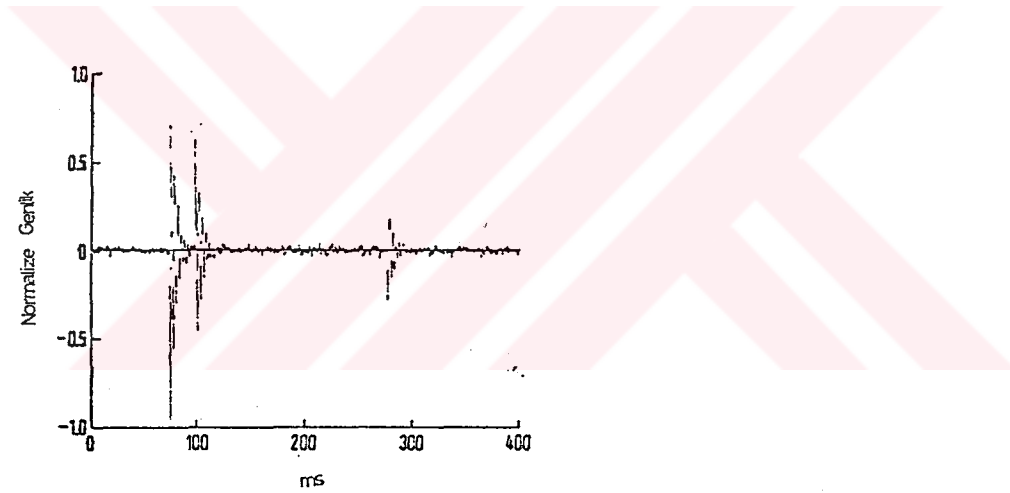
Sonuç olarak, Tablo 2.1’de sistem dinamiği ile ilgili tipik seçimler görülmektedir. Tablo 2.1’deki sabit ölçüm parametresi c’ye aşağıdaki tanım yoluyla kolayca karar verilebilir [4]:

$$\gamma^2 \triangleq \frac{\text{Var} \{y(t)\}}{\sigma_0^2} \quad (2.23)$$

Bu parametrenin gürültünün impulsif niteliğini kontrol ettiği gözlemlenmiştir. $\gamma \rightarrow 0$ için; impulsif gürültü, saf Gauss süreci eğiliminde iken, $\gamma \rightarrow \infty$ için; saf impulsif gürültü sürecine doğru gitmektedir. Bu işlem, [4]’den de görüleceği üzere, Modestino, J.W. ve Sankur, B. tarafından geliştirilerek, gerçek gözlenmiş verilerden elde edilen gürültü istatistiklerine uyum sağlamak üzere, model parametrelerinin ayarlanabileceği gösterilmiştir. Bu deneysel uyum işleminin tipik sonuçları; seçilmiş olan coğrafi alanlarda kaydedilen ELF/VLF gürültü için Tablo 2.2’de özetlenmiştir. Şekil 2.3’de ise, Tablo 2.2’deki kaydedilen verilerden türetilmiş olan parametre değerleriyle benzetilmiş olan işaret dalga şekli gösterilmektedir.

Tablo 2.2: Deneysel uyum işleminin tipik sonuçları

Gürültü Tipi	λ darbe s	α -1 s	w rad s	Power-Rayleigh dağılımlı darbe genlikleri		Log-normal dağılımlı darbe genlikleri	
				α	γ	V_d	γ
ELF Gürültü {İspanya; yüksek, Malta; orta, Norveç; düşük seviye}	12.8	250	2000	0.25	4.4	15	4.4
	11.3	250	2000	0.25	2.6	15	2.0
	9.3	333	2000	0.50	1.2	13	1.0
VLF Gürültü {Singapur; yaz, İngiltere; kış}	15.0	200	-	0.55	11.2	-	-
	15.0	200	-	0.60	8.9	10.9	7.9



Şekil 2.3: ELF gürültü sürecinin örnek işlevi

2.4. İmpulsif Gürültünün Telefon Gürültüsü Olarak Modellenmesi

2.4.1. Telefon Gürültüsünün İstatistiksel Analizi

Telefon gürültüsünün istatistiksel analizi iki aşamada gerçekleştirilir:

1.- İnceleme amaçlı veri analizi aşaması. Burada veriler, çeşitli parametrik olmayan istatistikler yoluyla tanımlanmaktadır.

2.— Model kurma aşaması. Burada ise, veriler modellere uyumludur.

İnceleme amaçlı veri analizi aşaması; gürültü işaret biçimlerinin, güç spektrumunun ve kovaryans kestirimlerinin incelenmesini içerir. Telefon gürültüsü; deterministik bileşenler (çeşitli frekanslardaki sinüsoidler) ve stokastik bileşenlerden ibarettir. Bu bileşenlerin toplandığı varsayılmaktadır. Deterministik bileşeni ortadan kaldırmak üzere veriler süzgeçlenmektedir. Daha sonra; bu süzgeçlenmiş veriler için, birinci dereceden genlik istatistikleri (histogramlar ve deneysel toplam dağılımları) gibi, merkezi an kestirimleri gösterilir. Sonuçlardan, süzgeçlenmiş verinin kısa periyotlarda (tipik olarak 1 sn.) geniş anlamda durağan olduğu gözlemlenir ve Gaussa yakın olmasına rağmen, açıkça Gauss değildir.

Model kurma aşaması; süzgeçlenmiş veriye ait iki tür model içerir. Bu modellerin ilki; merkezi limit teoreminden ortaya çıkan simetrik kararlı dağılımlar üzerine kurulmuştur. Modellerin ikinci türü ise; telefon gürültüsünün rastgele bileşenlerine katılan iki farklı fiziksel süreci ele alır. Yüksek varyanslı bileşenin süzgeçlenmiş Poisson süreci olduğu varsayılırken, düşük varyanslı sürecin de Gauss süreci olduğu varsayılmaktadır. Bu model türlerinin her ikisi de, telefon gürültüsü üreten fiziksel süreçlerle görünüşte aynı olup, matematiksel olarak da uyumludur.

Biz burada; veri analizi konusuna girmeden, sadece model kurma aşamasını ele alacağız. Veri analizi, oldukça kapsamlı bir inceleme konusu olup, bununla ilgili bilgi [3]'te bulunabilir. Model kurma aşamasıyla ilgili olarak da, yapacağımız benzetim çalışmalarına paralellik açısından sadece ikinci tür modeli inceleyeceğiz.

2.4.2. Model Kurma

Model kurma aşaması, süzgeçlenmiş veriye ait iki model türü içerir [3]. Modellerin ilki son derece plansızdır. Bu model, merkezi limit teoreminden kaynaklanan kararlı dağılımlar üzerine kurulmuştur ve kendi içinde çeşitli türlere ayrılabilir. Modellerin ikinci türü ise; ilkinin göre çok daha iyi planlanmıştır. Bu model türü de, kendi içinde çeşitli türlere ayrılabilir. Biz burada, ikinci tür modelin temeli olan ve yapacağımız benzetim çalışmasındaki gürültü modeline de benzerliği açısından, Gauss ve süzgeçlenmiş Poisson süreci modelini inceleyeceğiz.

2.4.2.1. Gauss ve Süzgeçlenmiş Poisson Süreci Modeli

Bu model, birinci tür modele göre daha fazla parametre içermektedir. Burada, iki bağımsız rastgele sürecin toplamının bir telefon gürültüsüne neden olduğu varsayılır. Yüksek varyanslı sürecin süzgeçlenmiş Poisson süreci olduğu varsayılırken, düşük varyanslı sürecin Gauss süreci olduğu varsayılmıştır. Synder [17] tarafından ön plana çıkartılan modelin bu türü; optik iletişim ve ELF iletişimde, optimum ve optimuma yakın alıcı yapılarının belirlenmesi için kullanılmaktadır. Yüksek varyanslı bileşen; elektrik düğmesi ve yıldırımlar yoluyla ortaya çıkarken, düşük varyanslı bileşen ısı gürültü ve elektromanyetik diyafoni yoluyla ortaya çıkabilmektedir. Girişi impuls dizisi olan bir doğrusal dinamik sistemin çıkışı süzgeçlenmiş Poisson süreci olarak uygun görülmektedir. İmpulsler zamanın herhangi bir anında λ oran parametresi ile Poisson dağılımına uygun olarak oluşurken, impuls genliği rastlantı değişkeni olarak düşünülmektedir. Şekil 2.4'teki blok diyagram ve aşağıdaki eşitlik bu konuyu özetler [3].

$$n(t) = \begin{cases} w(t) + \sum_{i=1}^{N(t)} u_i h(t-t_i) , & N(t) > 0 \\ w(t) , & N(t) = 0 \end{cases} \quad (2.24)$$

Burada;

$n(t)$: Gauss ve süzgeçlenmiş Poisson süreci

$w(t)$: durağan Gauss rastlantı süreci

u_i : i . impuls genliği

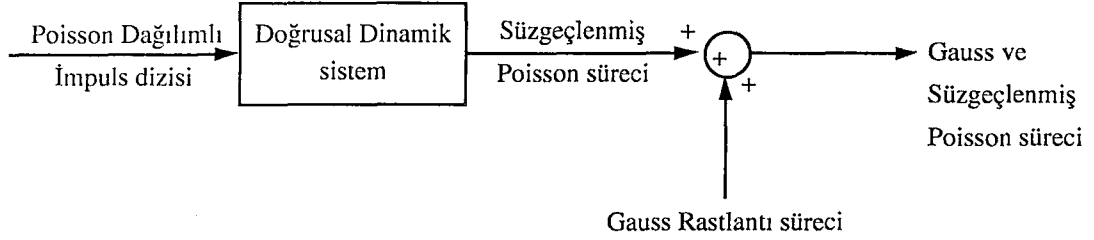
$h(t)$: doğrusal dinamik sistemin impuls yanıtı

t_i : i . impuls'ın oluşum anı

$N(t)$: $[0, t)$ aralığında oluşan impuls sayısı olarak alınmıştır.

Bu modeli bütünüyle tanımlayabilmek için aşağıdaki parametreler önceden bilinmelidir:

- 1.- Gauss rastlantı sürecinin ortalama ve varyansı,
- 2.- İmpuls genlikleri için olasılık-yoğunluk işlevi,
- 3.- Poisson süreci oran parametresi λ ,
- 4.- Doğrusal sistem yapısı



Şekil 2.4: Gauss ve süzgeçlenmiş-Poisson süreci üretim blok diyagramı

Bu tür modelin bir avantajı da; parametrelerin, gürültünün fiziksel nedenleri kadar alıcının başarımlarını sınırlandırmalarıyla da ilgili olabilmesidir. Bu bize, gürültüyü azaltma karşısında (örneğin; düşük gerilimlerde çalışan anahtarların tasarlanması yoluyla), alıcıyı iyileştirmek üzere ne kadar çaba harcayacağımıza karar vermede yardımcı olur. Bu tür modelin bir dezavantajı ise; oldukça fazla analitik karmaşıklığa sahip olmasıdır. Ayrıca; analitik başarımlarını bulmak ve bu sınırların model parametrelerine karşı duyarlılıklarına karar vermek oldukça zor olabilir.

Eğer; $\{u_i\}$ impuls genliklerinin, bağımsız aynı dağılımlı rastlantı değişkenleri (bunlar impulsların oluşum anlarından bağımsızdır) olduğu varsayılırsa, birinci dereceden olasılık yoğunluk işlevi için, karakteristik işlev aşağıdaki gibi verilebilir:

$$E [e^{jwn(t)}] = \exp \left\{ jmw - \frac{1}{2} \sigma_0^2 w^2 + \lambda \int_0^t [E_u(e^{jwuh(\tau)}) - 1] d\tau \right\} \quad (2.25)$$

Burada;

w : frekans

m : Gauss rastlantı sürecinin ortalaması

σ_0^2 : Gauss rastlantı sürecinin varyansı

$E_u(.)$: u rastgele değişkeni ile ilgili $(.)$ 'nin beklenen değeri olarak verilmektedir.

$n(t)$ için, olasılık yoğunluk işlevini bulmak üzere analitik olarak $E(e^{jwn(t)})$ 'nin tersini almak oldukça zordur. Bu demektir ki, en büyük olabilirlikli parametre kestirimleri ve Cramer-Rao alt sınırlarını analitik olarak hesaplamak oldukça zordur. Bu nedenle, sık sık sayısal yaklaşımlar kullanılmalıdır. Bu problemlerden kurtulmak için, optimuma yakın parametre kestirim yöntemi geliştirilmiştir. Buna göre; modelin her parametresi kendiliğinden kestirilmektedir. Birbirleri yerine konulduğu zaman, bu kestirimlerin gerçek değerlere yakın olacağı garantisi yoktur. Bunu yapmamızın tek nedeni, problemi daha kolay çözülebilir bir biçime getirebilmektir. Sonradan elde edilen ifadeler, bu yöntemin verilere mükemmel uyum sağladığını gösterir.

Doğrusal sistem dinamikleri oldukça karmaşık olmasına rağmen, burada sadece üç basit durum düşünülmüştür:

$$1.- h(t) = A \cdot e^{-At} u_{-1}(t)$$

$$2.- h(t) = \left(\frac{A^2 + w^2}{A} \right) \cdot e^{-At} \cdot \cos wt u_{-1}(t)$$

$$3.- h(t) = \left(\frac{A^2 + w^2}{w} \right) \cdot e^{-At} \cdot \sin wt u_{-1}(t)$$

Burada;

$$u_{-1}(t) = \begin{cases} 1, & t > 0 \\ 0, & t < 0 \end{cases}$$

olup, bunlar pratik olarak oldukça ilginç durumlardır.

Genlik patlama istatistiklerinin, patlamaların oluşma anlarından ve Gauss sürecinin de süzgeçlenmiş Poisson sürecinden bağımsız olduğu varsayılmaktadır. Kararlı hal gürültüsü için hesaplanan ortalama ve varyans Tablo 2.3'de görülmektedir. Burada gösterilen tüm modellerde $E(u)$ değeri sıfır olarak varsayılmıştır. Gauss ve süzgeçlenmiş Poisson süreci ile ilgili genel tartışma burada noktalanabilir. Model parametrelerinin kestirimi ile ilgili olarak kullanılan ve bir ayrıntı olarak değerlendirilen yöntemler [3]'de bulunabilir.

Tablo 2.3: $n(t)$ için ortalama ve varyans

$h(t)$	$E[n(t)]$	Varyans $[n(t)]$
$A \cdot e^{-\lambda t} u_{-1}(t)$	$m + \lambda E[u]$	$\sigma_0^2 + \frac{\lambda A}{2} \cdot E(u^2)$
$\frac{A^2 + w^2}{A} \cdot e^{-\lambda t} \cos wt u_{-1}(t)$	$m + \lambda E[u]$	$\sigma_0^2 + \frac{\lambda}{4} \left(\frac{A^2 + w^2}{A} \right)^2 \cdot \left[\frac{1}{A} + \frac{A}{A^2 + w^2} \right] E(u^2)$
$\frac{A^2 + w^2}{w} \cdot e^{-\lambda t} \sin wt u_{-1}(t)$	$m + \lambda E[u]$	$\sigma_0^2 + \frac{\lambda}{4} \left(\frac{A^2 + w^2}{w} \right)^2 \cdot \left[\frac{1}{A} - \frac{A}{A^2 + w^2} \right] E(u^2)$

2.4.2.2. Gauss ve Süzgeçlenmiş Poisson Süreci Modelinin Değerlendirilmesi

Burada, bu modelin istatistiksel analizine tam olarak değinilmemesine rağmen, bu modelin oluşumu ile yakından ilgilendiğimiz için, bazı değerlendirmeler yapmanın yararı olacaktır.

İlk olarak; optimum parametre seçme sorusu kesinlikle belirlenmemelidir ve herşeye rağmen açık olmalıdır.

İkinci olarak, modeldeki doğrusal dinamik sistem parametrelerinin, gerçek telefon sistem parametreleri ile ilişkisi açık değildir. Diğer ifadeler doğrultusunda; doğrusal dinamik sistem parametreleri, başka telefon hatları için, buradaki kadar olumlu olmayacaktır.

Üçüncü olarak da, patlamalar arasındaki zaman aralıkları, Poisson süreci yoluyla, tüm gözlem üzerinden yeterince modellenmemiştir. Bunun için oldukça karmaşık diğer bazı modeller araştırılmıştır [3].

Son olarak; Gauss ve süzgeçlenmiş Poisson sürecini içine alan çok daha genel bir model araştırılmamıştır. Burada, zamanın P bölümü süresince, verileri modellemek

üzere düşük varyanslı Gauss dağılımı seçilmiştir. Diğer (1-P) bölümü süresince ise; yüksek varyanslı Gauss dağılımı seçilmiştir. Modellerin bu türünün araştırılmama sebebi ise, Gauss ve süzgeçlenmiş Poisson sürecinin, telefon gürültüsünü üreten fiziksel sürece görünüşte oldukça yakın olmasıdır. Bu model, diğer iletişim uygulamalarında, Gauss karışımından daha çok kullanılmaktadır.

2.4.2.3. Sonuç

Burada anlatılan model, bazı telefon hatları üzerindeki gürültünün, deterministik bileşen (yani; çeşitli frekanslardaki sinüsoidler) ve stokastik bileşenden oluştuğunu göstermektedir. Bu modelde, bileşenlerin toplandığı varsayılmaktadır. Veri analizinin bir sonucu olarak da; stokastik bileşenin; kısa zaman periyodları (örneğin; 1 sn) üzerinden durağan olması ve Gauss olmaması önerilmektedir. Bu basit model, telefon gürültüsünü üreten fiziksel süreçlerle görünüşte uyum sağlamaktadır. Bu uyum veriler arasında da yeter düzeydedir.

2.5. Çok Alçak Frekanslı (VLF) Atmosferik Gürültü Altında Modülatör-Demodülatör Başarımları

(2.3) başlığı altında impulsif gürültünün de karıştığı bazı iletişim kanallarından bahsetmiştik. Bu kanallar arasında, ELF (3-300 Hz.) ve VLF (3-30 kHz.) bantlarında çalışan kanallar da yer almaktaydı. Bu kanallardaki karışıklığın temel nedeni; atmosferik boşalmalardır. Burada VLF frekanslarında çalışan modülasyon/demodülasyonlu sistemlerin hata başarımları, atmosferik gürültü modeli açısından incelenecektir. Tabii ki, bizim benzetim çalışmalarımıza paralellik açısından; bu model, Log-normal dağılımlı gürültü modeli olacaktır.

Çok alçak frekanslarda (VLF), modülatörler ve demodülatörlerin başarımları, atmosferik gürültünün Gauss olmayan yapısından şiddetli bir şekilde etkilenmektedir. Burada, atmosferik gürültü modelini göstererek, bu gürültünün varlığı altında, teorik modem başarımlarını inceleyeceğiz. Ayrıca bazı analitik yaklaşımlar ve deneysel ölçümlerle karşılaştırmalarını vereceğiz.

Modülatör-demodülatör başarımlarını değerlendirmede birçok farklı matematiksel yaklaşımlar ele alınabilir. Burada, tüm bu yaklaşımları yeniden inceleme ve değerlendirmeye kalkışmayacağız. Bunun yerine, VLF'ye uygulanabilirliği en iyi gözüken yaklaşımlar üzerinde duracağız. Üstelik, bu farklı teorik yaklaşımların sonuçlarını deneysel ölçümlerle karşılaştırarak, farklı teorik sonuçların akla yakınlığına karar verebiliriz. Bu yolda, deneysel sonuçları olmayan modülatör-demodülatörler için, teorik yöntemlerin en iyisini kullanabiliriz.

VLF modülatör-demodülatör başarımlı, aşağıdaki gibi sınıflandırılabilir [8]:

- 1.- Uzun İntegrasyon Zamanı: Bit oranı; birçok gürültü darbesi üzerinden, alınan işaretin integrasyonuna izin vermek üzere küçük olmalıdır. (Bu darbant süzgeçlemeye eşdeğerdir.)
- 2.- Kısa İntegrasyon Zamanı: Bit oranı, gürültü darbelerinin ortalama süresiyle karşılaştırılabilir olmalıdır.
- 3.- Doğrusal Olmayan IF İşleme: Bazı durumlarda, gürültünün Gauss olmayan yapısından dolayı, seziciden önce kullanılan doğrusal olmayan elemanlarla (örneğin, kırpıcı gibi) başarımlı geliştirilebilir.

Bu sınıflandırmaları, “Doğrusal Olmayan IF İşleme” adlı üçüncü sınıf dışında, burada yeni gürültü modeli geliştirme ile birlikte göstereceğiz. Üçüncü sınıf ise, impulsif gürültünün etkilerini azaltma yöntemlerini anlatacağımız (2.6) başlığı altında ele alınacaktır.

2.5.1. Log-Normal Gürültü Modeli

Gerçek gürültü istatistikleriyle benzer sonuçlara sahip atmosferik gürültü modelini geliştirmek istememize rağmen, gürültü modeli geliştirmede esas amacımız, VLF frekanslarındaki modülatör-demodülatör başarımlarını doğru bir şekilde kestirebilmektir. Gürültü modelimiz VLF gürültü tepelerinin birinci ve ikinci dereceden

istatistiklerinin mevcut ölçümleri ile benzerdir. Tabii ki bu, VLF gürültünün diğer modelleri için de olanaklıdır. Burada, VLF modülatör-demodülatör analizine ait bu gürültü modelinin uygulaması üzerinde duracağız.

Şimdi, alınan atmosferik gürültü için model geliştirme problemine dönelim, bu gürültü daima bazı bant geçiren alıcı süzgeçleri yoluyla gözlenmektedir. Eğer alıcı yeterince darbantlı ise, alıcı çıkışındaki gürültünün Gauss süreciyle modellenebileceği varsayılabilir. Süzgeçlenmiş darbantlı gürültü bir çok bağımsız gök boşalmasının katkılarının toplamıdır. Bunların hiçbirisi süzgeç çıkışında baskın değildir. DeneySEL veriler, VLF’de bu koşulu elde etmek için gerekli bant genişliğinin 50 Hz’den küçük olduğunu gösterir, bu nedenle Gauss varsayımının, VLF’de her zaman fiziksel uygulanabilirliği yoktur. Burada model geliştirmenin amacı, analitik modelin bağıntılarını oluşturmaktır. Bu bağıntılar; alınan gürültüyü yeterince tanımlamalı ve VLF sistem başarımlarını hesaplamasına kolayca uygulanabilmelidir. İletişim problemi için; atmosferik gürültüyü herhangi bir alıcı işleminden önce modellemek gereklidir. Bu nedenle Gauss varsayımının her zaman doğruluğu gösterilemez. Bu durum özellikle, doğrusal olmayan işlemler alıcı tarafından yapıldığında doğrudur.

Modelleme problemi; alıcı bant genişliğinin bant merkez frekansından küçük olduğu iletişim uygulaması için basitleştirilebilmektedir. Bu durum, alınan atmosferik gürültünün, darbantlı rastlantı süreci olarak gözönüne alınmasını sağlar. İletişim problemleri için bu varsayım daima sağlanmıştır, ancak Gauss varsayımı kadar kuvvetli değildir.

Atmosferik gürültüde ölçülen veriler; bu gürültünün, düşük genliklerde Gauss davranışına, büyük genliklerde ise yaklaşık olarak Log-normal dağılımlı zarfa sahip olduğunu gösterir. Beckman [18], ölçülen atmosferik gürültünün genellikle, dünyadaki birçok gök boşalmasının etkisiyle oluştuğunu belirtmiştir. Hiç bir boşalmanın baskın olmadığı herhangi bir anda, merkezi limit teoreminin uygulanmasıyla, Gauss davranışı bekleyebiliriz. Diğer yandan, özel bir boşalma baskın olduğunda, ölçülen genlik; bu boşalmanın istatistiksel özelliklerine sahiptir. Bu da esasen, Log-normal özelliktedir. Büyük genlikler, herhangi bir iletişim sisteminin başarımlarını üzerinde oldukça büyük etkiye sahip olduklarından, bizim modelimiz, atmosferik gürültünün Log-normal

özellikleri üzerinde yoğunlaşacaktır. Atmosferik gürültüyü; Log-normal zarflı darbant süreç olarak aşağıdaki gibi modelleyebiliriz:

$$a(t) = A \cdot e^{n_u(t)} \cdot \sin [w_0 t + \emptyset(t)] \quad (2.26)$$

Burada, $n_u(t)$; sıfır ortalamalı $R_{n_u}(\tau)$ özilişkili durağan Gauss sürecidir. Özilişki aşağıdaki gibi verilebilir. (Burada, $\bar{x}$; x 'in beklenen değeri olarak düşünülmelidir.):

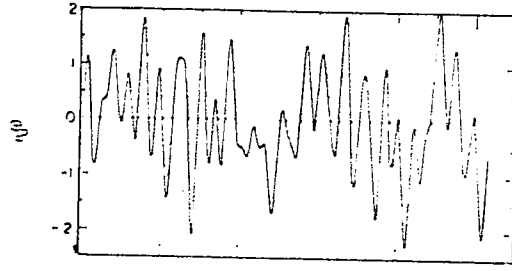
$$R_{n_u}(\tau) = \overline{n_u(\tau) \cdot n_u(t + \tau)} \quad (2.27)$$

A; sabit bir değerdir (Gürültü gücü kestirimlerinden karar verilebilir.). $\emptyset(t)$; $n_u(t)$ Gauss gürültü sürecinden bağımsız rastlantısal faz sürecidir.

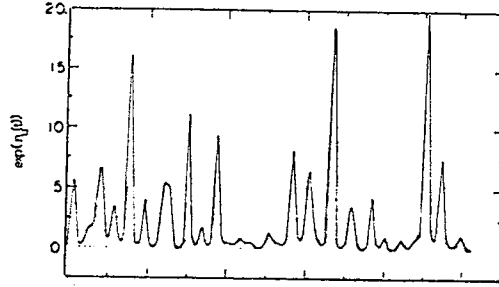
Bu modelin zarf davranışını Şekil 2.5'den gözlemleyebiliriz. Şekil 2.5, a'da $n_u(t)$ örnek Gauss süreci çizilmiştir. Şekil 2.5, b, (2.5, c) ve (2.5, d)'de ise V_d 'nin çeşitli değerleri için, bu model zarfının davranışlarını gözlemlemek üzere $e^{n_u(t)}$ çizilmiştir. Burada; V_d (gerilim sapması); gürültü zarfının rms değerinin, ortalama değerine oranıdır.

(2.26) eşitliğiyle verilen bizim modelimizde, $\emptyset(t)$ faz sürecinin davranışı henüz açıkça belirtilmemiştir. Atmosferik gürültü için anlık frekans dağılım ölçümleri, darbant Gauss gürültüsü frekans dağılımı ile benzerlik gösterir. Buradan, büyük zarf değerleri için; atmosferik gürültünün zarf davranışı, Gauss gürültüsünün zarf davranışı ile önemli ölçüde farklılık gösterse bile, faz ve frekans davranışları oldukça benzerdir. Bu nedenle, $\emptyset(t)$ 'nin darbantlı Gauss sürecinin fazı gibi davranacağını varsayabiliriz. Buna göre, verilen herhangi bir t_0 anında, $\emptyset(t_0)$ fazı rastgele değişkendir ve $[0, 2\pi]$ aralığı üzerinden aynı dağılımlı olup, zarftan bağımsızdır.

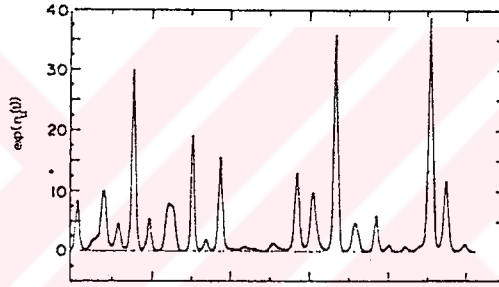
Yukarıda $\emptyset(t)$ fazının değişim aralığı $[0, 2\pi]$ olarak belirtilmiştir. Bu aralık değeri, (2.3) başlığında ise $[-\pi, \pi]$ olarak alınmıştır. Bu iki aralık değeri de, çeşitli kaynaklarda yer almaktadır. Burada, (2.5) başlığı altında ise, bu aralık değeri, $[0, 2\pi]$ olarak alınmıştır.



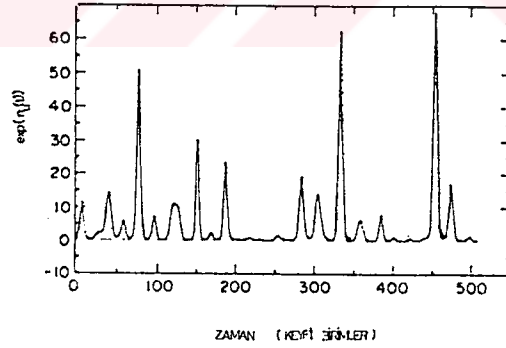
(a) Gauss Süreci



(b) Log-Normal Süreç, $V_d=10$



(c) Log-Normal Süreç, $V_d=15$



(d) Log-Normal Süreç, $V_d=20$

Şekil 2.5: Gauss ve Log-normal süreçler için zarf modeli

Atmosferik gürültü için, log-normal darbantlı gürültü modeli (2.26) eşitliğiyle verilmiştir. Durağanlık varsayımıyla bu gürültünün zarfı;

$$E(t) = A \cdot e^{n_u(t)} \quad (2.28)$$

olarak verilebilir. Bu gürültü zarfının sahip olduğu otokorelasyon ise;

$$\begin{aligned} R_E(\tau) &= \overline{E(t) \cdot E(t+\tau)} \\ &= A^2 \cdot \overline{e^{n_u(t) + n_u(t+\tau)}} \\ &= A^2 \cdot \exp \left[\sigma_u^2 + R_{n_u}(\tau) \right] \end{aligned} \quad (2.29)$$

ifadesiyle verilir. Burada, $\sigma_u^2 = R_{n_u}(0)$; $n_u(t)$ 'nin varyansıdır. Eğer, x ; σ_x^2 varyanslı, sıfır ortalamalı Gauss rastlantı değişkeni ise, $\overline{e^x} = e^{\sigma_x^2/2}$ olur. $x = n_u(t) + n_u(t+\tau)$ olarak alınırsa, $\sigma_x^2 = 2\sigma_u^2 + 2R_{n_u}(\tau)$ olur.

Bu gürültü modelinin ortalama gücü;

$$\begin{aligned} R_a(0) &= \overline{a(t) \cdot a(t+\tau)} \Big|_{\tau=0} \\ &= A^2 \cdot \overline{e^{2n_u(t)} \sin^2 [w_0 t + \phi(t)]} \end{aligned} \quad (2.30)$$

$$\begin{aligned} &= A^2 \cdot \overline{e^{2n_u(t)} \sin^2 [w_0 t + \phi(t)]} \\ &= A^2 \cdot e^{2\sigma_u^2} \cdot \frac{1}{2} \\ &= \frac{A^2}{2} \cdot e^{2\sigma_u^2} \end{aligned} \quad (2.31)$$

ifadesiyle verilmiştir. Gürültünün, W Hz bant genişlikli alıcı karşısında, yaklaşık olarak $N_0 W/\text{Hz}$ düz enerji dağılımına sahip olduğunu varsayarsak,

$$N_0 W = \frac{A^2}{2} e^{2\sigma_u^2} \quad (2.32)$$

ilişkisine sahip oluruz.

Zarfın ortalama ve etkin gerilim değerlerini gözönüne alalım. Ortalama gerilim;

$$\begin{aligned} E_{av} &= \overline{E(t)} = A \cdot \overline{e^{n_u(t)}} \\ &= A \cdot e^{\sigma_u^2/2} \end{aligned} \quad (2.33)$$

olarak verilmektedir. Etkin gerilim ise;

$$\begin{aligned} E_{rms} &= \sqrt{\overline{E^2(t)}} = \left[A^2 \cdot \overline{e^{2n_u(t)}} \right]^{1/2} \\ &= A \cdot e^{\sigma_u^2} \end{aligned} \quad (2.34)$$

olarak verilmektedir. V_d gerilim sapması ise, aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

$$\begin{aligned} V_d &= 20 \log_{10} \left(\frac{E_{rms}}{E_{av}} \right) \\ &= 20 \log_{10} \left(e^{\sigma_u^2/2} \right) \\ &= 10 \sigma_u^2 \cdot \log_{10} e \end{aligned} \quad (2.35)$$

Burada, gerekli hesaplamaları yaparak;

$$V_d = 4.343 \sigma_u^2$$

ifadesini kolayca bulabiliriz.

V_d 'nin bilinmesi; bize σ_u^2 değerini verir. Benzer şekilde, V_d (dolayısıyla σ_u^2) ve gürültü güç yoğunluğu N_0 'ın bilinmesiyle, A parametresi bulunabilir. V_d değeri, direkt olarak N_0 ile ilişkilidir. Bunların kestirimleri CCIR (Uluslararası Radyo Danışma Kurulu) raporlarında [19] bulunabilir.

Bu gürültü modeli, hata olasılıklarını hesaplamak üzere kullanılmaktadır. A ve σ_u^2 parametreleri; F_a ve V_d 'nin kestirim ve ölçümlerinden elde edilebilmektedir. Burada asıl amaç, bu modelin, VLF modülatör-demodülatör başarımlarına analizine uygulanmasıdır.

2.5.2. Uzun İntegrasyon Zamanı

Bilgi oranı, atmosferik gürültü patlamalarının süresiyle ilgili olarak oldukça küçük olduğunda, uzun integrasyon zamanı ortalamaları, gürültü patlamalarının dışında kalır. Bu nedenle, merkezi limit teoremi korunur ve gürültü Gauss olarak gözönüne alınabilir. Diğer bir seçenek olarak; V_d atmosferik gürültü parametresinin bir bant genişliğinden (ölçülen gürültüdeki), diğer bir bant genişliğine (efektif gürültüdeki) dönüşümü için yukarıda bahsedilen CCIR raporlarında yer alan standart CCIR eğrilerini kullanabiliriz. İntegrasyon zamanı arttığında, bant genişliği oranı da orantılı bir şekilde artar ve atmosferik gürültü parametresi, Gauss gürültüsü değeri olan 1.049'a doğru azalır. Böylece; her iki yaklaşım da, integrasyon zamanı uzun olduğunda, gürültünün Gauss olduğu sonucunu getirir.

Gauss gürültüsü için P_e bit hata olasılığı, şöyle verilebilir [8].

$$P_e = \Phi \left(\sqrt{\frac{a \cdot E}{N_0}} \right) \quad (2.36)$$

$$P_e = \frac{1}{2} \cdot \exp \left(-\frac{a \cdot E}{2 \cdot N_0} \right) \quad (2.37)$$

(2.36), eşzamanlı sistemler için, (2.37) ise, eşzamanlı olmayan (veya farksal eşzamanlı) sistemler için kullanılmaktadır. Burada;

$$a = \begin{cases} 2, & \text{PSK (faz kaydırmalı anahtarlama) için} \\ 1, & \text{FSK (frekans kaydırmalı anahtarlama) için} \end{cases}$$

$$\Phi(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \int_y^\infty \exp \left(-\frac{1}{2} t^2 \right) dt$$

olarak tanımlanmaktadır. E ; işaret enerjisini, N_0 ise; tek yanlı spektral gürültü yoğunluğunu göstermektedir.

(2.36) ve (2.37) bağıntıları ile elde edilen hata başarımlarıyla, Linfield ve Plush [20] tarafından VLF’de yapılan deneysel ölçüm sonuçları karşılaştırıldığında 1 dB’lik tipik hatalarla genelde iyi bir uyumun sağlandığı görülmektedir [8]. Sonuç olarak 300 msn’dan büyük integrasyon zamanları için Gauss varsayımı savunulabilir ve bizi doğru sonuçlara götürür.

2.5.3. Kısa İntegrasyon Zamanı

İntegrasyon zamanı kısa olduğu zaman, VLF modülatör-demodülatör başarımını hesaplamak için birkaç farklı yöntem vardır. Her yöntem, kendi avantaj ve dezavantajına sahiptir. Burada, bu yöntemlerden üçü incelenerek, deneysel sonuçları karşılaştırılmaktadır.

Sayısal sistemlerde, hata olasılığı hesaplama için bilinen ilk yöntemlerden biri Montgomery’e [21] aittir. Montgomery’nin yaklaşımı, kesinlikten çok sezgiye dayalıdır. Fakat, beyaz Gauss gürültüsüne uygulandığında doğru sonuçlar üretmektedir. Montgomery yöntemi; Spaulding, A.D. [22] ve Watt, A.D.-Coon, R.M.-Maxwell, E.L.-Plush, R.W. [23] tarafından atmosferik gürültüye de uygulanmıştır.

Şimdi eşzamanlı olmayan FSK (NCFSK) sistemi gözönüne alalım. Sadece fazör diyagramlarının kullanımıyla Montgomery; “İşaret genliği (zarfı) S, gürültü genliği (zarfı) N’i aşarsa, S boyunca hiçbir hata olmayabilir, eğer N, S’i aşarsa, zamanın yarısı için hatalar oluşur” görüşünü belirtir. İşaret ve gürültü zarfı üzerine kurulmuş olan bu görüş, Gauss gürültüsünde (Rayleigh zarflı) sönümlemesiz işaretlere Montgomery tarafından uygulanmıştır. Montgomery bu durum için; uygun zaman-bant genişliği çarpımı ile, işaret-gürültü oranının enerji-gürültü yoğunluğuna dönüştürülmesi sonucunda, (2.37) eşitliğine benzer sonuçlar elde eder. Bu görüşün, atmosferik gürültüye uygulandığı zaman, Linfield ve Plush’a ait deneysel sonuçlara iyi uyum sağladığı görülmektedir [8].

Bununla birlikte Montgomery yönteminin bazı eksikleri vardır.

1.- Tüm eşzamanlı olmayan FSK sistemler, sezicinin; zarf sezici mi yoksa kare alıcı mı v.s. olduğuna bakmaksızın benzer davranışlıdır.

2.- Varsayılan zaman-bant genişliği çarpımı az çok keyfidir ve varsayıma bağlı olarak farklı sonuçlar üretir.

Bu nedenle, kısa integrasyon zamanı durumunu analiz için ilave yöntemler araştırılır.

Böyle bir yöntem; sönümlemeli işaretler ile karşılaştırma üzerine kurulmuştur. Sönümleme durumunda, işaret değişkendir. Burada, gürültüyü değişken olarak hesaba katar ve tüm olurlu değerler üzerinden ortalamasını alırız. Genlik (zarf) değişimlerinin log-normal olarak alındığı bu yöntemde, sayısal sonuçlar $\pm 1/2$ dB benzerlikle Montgomery yönteminin kullanılması sonucu elde edilen sayısal sonuçlarla hemen hemen aynıdır [24]. Bu yöntem, bilinen Gauss gürültüsündeki başarımlar için herhangi bir modülasyon tekniğine de uygulanabilir.

Sönümleme yöntemi, Montgomery yönteminin tümüne benzer sayısal sonuçlar ürettiğinden, deneysel uyum oldukça iyidir. Bununla birlikte, bu uyumu teorik esaslar üzerinde kanıtlayamayız. Bu yöntem, gürültü zarfı değişimlerinin, alıcı integrasyon zamanı ile ilgili olarak yavaş olması varsayımı üzerine kurulmuştur. Oysa, gürültü alıcı tarafından bant sınırlı olduğundan, bunlar alıcı integrasyon zamanına karşılaştırılabilir. Bu nedenle, kesin alıcı yapısının gözönüne alındığı diğer bir yöntemi araştırırız. Bu bölümde daha önceden geliştirilen gürültü modelini kullanan, böyle bir yöntemi, şimdi ayrıntılarıyla inceliyelim.

Örnek olarak eşzamanlı PSK sistemi gözönüne alalım. PSK işareti aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\begin{aligned} S_0(t) &= \sqrt{2P} \sin w_0 t & 0 \leq t \leq T \\ S_1(t) &= -\sqrt{2P} \sin w_0 t & 0 \leq t \leq T \end{aligned} \quad (2.38)$$

$S_0(t)$ işaretinin iletilildiğini varsayalım, o zaman alınan işaret;

$$r(t) = A \cdot e^{n_u(t)} \cos(w_0 t + \emptyset) + S_0(t) \quad (2.39)$$

olur. Eşzamanlı alıcı;

$$\begin{aligned} \Delta S(t) &= S_0(t) - S_1(t) \\ &= 2 \sqrt{2P} \cdot \sin w_0 t \end{aligned} \quad (2.40)$$

ifadesiyle, alınan işaret arasında, aşağıdaki test istatistiklerini elde etmek üzere ilişki kurar.

$$\begin{aligned} I_N &= \int_0^T r(t) \cdot \Delta S(t) \cdot dt \\ &= 2PT + 2 \int_0^T A \cdot e^{n_u(t)} \cdot \cos(w_0 t + \emptyset) \cdot \sqrt{2P} \cdot \sin w_0 t \cdot dt \end{aligned} \quad (2.41)$$

Alıcı, aşağıdaki yolda kendi kararlarını I_N üzerine dayandırmaktadır.

$$\begin{aligned} \text{Eğer } I_N > 0 \text{ ise,} & \quad S_0' \text{'ı seçer,} \\ \text{Eğer } I_N \leq 0 \text{ ise,} & \quad S_1' \text{'ı seçer.} \end{aligned} \quad (2.42)$$

Şimdi T 'nin yeterince küçük olduğunu varsayalım. Bu durumda $n_u(t)$ ve $\emptyset$, $[0, T]$ aralığında sabittir. Genellikle bu varsayım geçerli değildir. Bu, başka bir yünden çok zor bir matematik problemi tamamlamak üzere yapılmıştır ve sadece analiz edilen durum için elde edilmiş olan uygun sonuçlarda kullanılabilir. Bu durumda, (2.41) eşitliğinin geliştirilmesiyle,

$$\begin{aligned} I_N &= 2PT + 2 \cdot A \cdot e^{n_u} \sqrt{2P} \int_0^T \cos(w_0 t + \emptyset) \cdot \sin w_0 t \cdot dt \\ &= 2PT + \sqrt{2P} \cdot A \cdot e^{n_u} \sin \emptyset \end{aligned} \quad (2.43)$$

ifadesine sahip oluruz.

Eğer $I_N \leq 0$ iken, $S_0(t)$ iletildiğinde ise, hata oluşur. Bu durumda, hata olasılığı;

$$\begin{aligned}
 P_e &= P_r(I_N \leq 0 \mid S_0 \text{ gönderildiğinde}) \\
 &= P_r(2PT + \sqrt{2P} \cdot A \cdot e^{n_u} \sin \emptyset \leq 0) \\
 &= P_r(e^{n_u} \sin \emptyset \leq -\frac{\sqrt{2P}}{A})
 \end{aligned} \tag{2.44}$$

ifadesiyle verilmektedir. $\emptyset$ 'nın tamamen bilinmediği varsayıldığında, $[0, 2\pi]$ aralığında düzgün olasılığa sahip olduğunu varsayalım. Bu nedenle, $\emptyset$ 'nin olasılık yoğunluğu aşağıdaki gibi verilebilir:

$$P_\emptyset(\alpha) = \begin{cases} 1/2\pi & , \quad 0 \leq \alpha \leq 2\pi \\ 0 & , \quad \text{diğer yerlerde} \end{cases} \tag{2.45}$$

Sin $\emptyset$, eşit olasılıkla pozitif veya negatif olabildiğinden, simetri yoluyla;

$$P_e = P_r(e^{n_u} \cdot \sin \emptyset \geq \frac{\sqrt{2P}}{A}) \tag{2.46}$$

ifadesini elde ederiz. Açıkça, $\pi \leq \emptyset \leq 2\pi$ olduğunda,

$$e^{n_u} \cdot \sin \emptyset \geq \frac{\sqrt{2P}}{A} \tag{2.47}$$

mümkün değildir. Bu nedenle;

$$\begin{aligned}
 P_e &= \int_0^\pi P_r \left[e^{n_u} \cdot \sin \emptyset \geq \frac{\sqrt{2P}}{A} \mid \emptyset \right] \cdot \frac{1}{2\pi} d\emptyset \\
 &= \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^\pi P_r \left[e^{n_u} \geq \frac{\sqrt{2P}}{A \cdot \sin \emptyset} \mid \emptyset \right] d\emptyset \\
 &= \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^\pi \Phi \left[\frac{\log_e \left(\frac{\sqrt{2P}}{A \cdot \sin \emptyset} \right)}{\sqrt{\sigma_{n_u}^2}} \right] d\emptyset
 \end{aligned} \tag{2.48}$$

şeklini alır.

Simetriyi kullanarak, aynı hata olasılığını, $S_1(t)$ iletildiğinde de uygulayabiliriz. Bu nedenle, gürültü ilişki zamanından küçük T integrasyon zamanlı, eşzamanlı ikili PSK için, toplam ikili hata olasılığını;

$$P_e = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \Phi \left[\frac{\log_e \left(\frac{\sqrt{2P}}{A \cdot \sin \varnothing} \right)}{\sqrt{\sigma_{n_u}^2}} \right] d\varnothing \quad (2.49)$$

olarak gösterebiliriz. Bu hata olasılığı bilgisayar tekniklerinin kullanılmasıyla da değerlendirilebilmektedir. Bununla ilgili tipik sonuçlara, Linfield ve Plush'ın [20] deneysel sonuçları ile birlikte [8]'de ulaşılabilir.

2.5.4. Değerlendirme

Burada, atmosferik gürültü altındaki VLF modülatör/demodülatör başarımları incelenmiştir. Üç farklı durumda gerçekleştirilebilen bu incelemenin, üçüncü durumu olan doğrusal olmayan işleme (yani, kırpmaya) (2.6) başlığı altında, burada geliştirilen gürültü modeli üzerinde incelenecektir. Uzun integrasyon zamanı ve kısa integrasyon zamanı olmak üzere iki farklı durumda gerçekleştirilen inceleme; teorik analizleri doğrulamak üzere, daha fazla deneysel veri gerektiğini ortaya çıkarmaktadır.

2.6. İmpulsif Gürültünün Etkilerini Azaltma Yöntemleri

Gürültü, geniş frekans bantlarında oluşur. Sürekli veya impulsif gürültünün baskın olabilmesi; frekansa, bant genişliğine, coğrafi bölgeye, günün ve mevsimin durumuna bağlıdır. Örneğin; tropik bölgelerde, gök gürültülü fırtınaların çok yoğun olması nedeniyle, gürültü genelde impulsiftir. Gelişen çalışmalar, bu gürültü tipinin genlik ve zaman özellikleri üzerinde yoğunlaşmaktadır. Bu gürültünün, genlik olasılık dağılımı da Gauss değildir.

Birçok araştırmacı, Gauss dağılımlı olmayan gürültünün çeşitli sayısal işaret tipleri üzerindeki bozucu etkilerini araştırmıştır. Bu araştırmaların bazıları da sürekli gürültü ve simgelerarası girişimin etkilerini de kapsamaktadır. Verilen bir işaret-gürültü oranı için, gürültünün impulsif biçiminden dolayı oluşan bozulma, sürekli biçime göre başarımları çok daha kötü etkilemektedir.

İletişim dünyasındaki eğilim, analogtan sayısala doğru hızla ilerlemektedir. Sonuç olarak, tasarım konusunda ilgi alanı, sayısal sistemlerin gelişmesi ve çalışması üzerine yönlendirilmektedir. Gürültünün etkileri üzerine yapılan çalışmaların çoğu, sürekli gürültü tipinin karıştığı sistemlerin değerlendirilmesiyle ilgilidir. Bununla birlikte, bazı uygulamalar için, impulsif gürültünün etkisi üzerinde çalışmak da önem kazanmıştır. Örneğin, son zamanlarda, telefon hatları üzerinden veri iletişiminin sağlanmasına duyulan istek karşısında, anahtarlama gürültüsünün etkisini yok etmek üzere araştırmacılar yoğun çaba göstermektedir. Ziemer [6], Huynh ve Lecours [5], Jain ve Gupta [7,25] gibi bazı araştırmacılar, impulsif gürültü altında uyumlu süzgeçli alıcı kullanılan modemleri incelemişlerdir. Sürekli Gauss gürültüsü için optimum olan bu alıcının incelendiği söz konusu çalışmalar oldukça önemlidir. Bazı araştırmacılar impulsif gürültünün etkisini yok etmek üzere, varolan alıcıya, genlik veya zaman tabanlı değişiklik etkisi yapan yöntemler teklif etmişlerdir.

Genlik tabanlı değişiklik, alıcıdaki doğrusal olmayan aygıt yoluyla, impulsif gürültünün büyük genlik düzensizliklerini ortadan kaldırmada rol oynar. Rappaport ve Kurtz [26] ile Snyder [17]; impulsif gürültünün belirli modelleri için, optimum alıcı yapıları araştırmak üzere benzerlik oranını temel olarak gözönüne almışlardır [2]. Bu durumların her ikisinde de, gürültülü işaretin büyük genlik düzensizliklerini ortadan kaldırmak üzere, doğrusal olmayan aygıtın, doğrusal alıcının önünde kullanıldığı görülmektedir. Bu teknik, genlik açısından, olası en fazla büyüklüğe sahip gürültüyü kırpma işlemini gerçekleştirir.

Bazı araştırmacılar, uygun düzeyde kırpma için tasarlanan kırpıcının kullanımı ile, sistem başarımında önemli iyileşme gerçekleştirilebileceğini belirlemişlerdir. Eşzamanlı FSK ve eşzamanlı PSK işaretleri için kırpıcılı alıcının başarımı, darbantlı VLF gürültünün Log-normal modellenmesiyle, Omura ve Shaft [8] tarafından değerlendirilmiştir. Geniş bant genişliğinde, doğrusal olmayan işlem gerçekleştirildiğinde, tipik hata oranlarında, 12 dB'lik işaret-gürültü oranı iyileşmesi sağlandığı belirtilmektedir. Delik delici de, impulsif gürültünün etkisini azaltmak üzere kullanılan bir diğer doğrusal olmayan aygıttır. Bu yöntemde, çıkışta doyum olduğu zaman, çıkış sıfıra ayarlanır. Mallincrodt [27], deneysel olarak, delik delicili alıcının başarımını, kırpıcılı alıcının başarımı ile karşılaştırmıştır. Delik delicili alıcı, optimum

doyum düzeyinde, yaklaşık 1-2 dB kırpıcılı alıcıdan daha iyi gözükmetedir. Bununla birlikte, Mallincrodt, delik delicili alıcıdan daha çok, kırpıcılı alıcının kullanımını önermiştir. Çünkü, optimum doyum düzeyi, ortalama gürültü değerlerinin rms oranına bağlıdır. Bu da deneyden önce bilinmemektedir.

Zaman tabanlı değişiklik, impulsif gürültünün periyodik olmayan yapısından ve spektral özelliklerinden yararlanmaktadır. Böyle bir değişiklik için; çok iyi bilinen “smearing-desmearing” tekniği örnek verilebilir. Bu teknik, iletilen işaretteki çeşitli frekans bileşenlerinin faz ilişkisini yok etmek üzere özel süzgeçlerin kullanımını içerir. Alıcıda bu işlemin tersinin oluşturulması, veri işareti için özgün faz ilişkilerini üretir, fakat kanal gürültü bileşenlerinin ilişkisini yok eder. Böylece tepelerin düşürülmesine yardımcı olur. Burada yetersiz bir başarıml; impulsif gürültünün doğru özelliklerinin model tarafından yeterince gösterilememesiyle açıklanabilir.

2.6.1. İmpulsif Atmosferik Radyo Gürültüsünde Optimum Alıcı

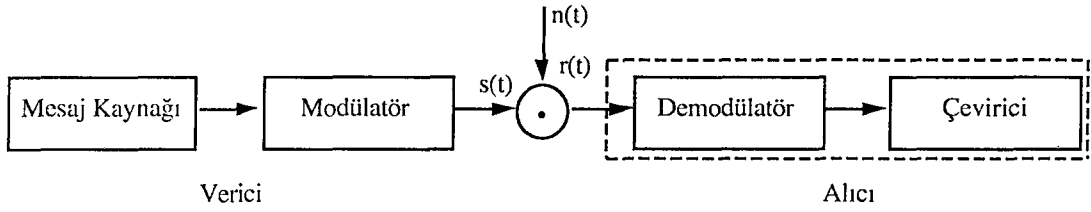
Atmosferik radyo gürültüsü için optimum ve bölgesel optimum alıcı (zayıf işaretler için optimum alıcı); doğrusal süzgeç tarafından izlenen doğrusal olmayan aygıtı içerir. Karar vermek için ise, çıkış sabit bir eşik değeri ile karşılaştırılır.

Şimdi ikili işaretlerin optimum sezimi için optimum ve bölgesel optimum alıcının türetilmesini gösterelim.

2.6.1.1. Gürültülü İşaretlerin Sezilmesi

İletim ve mesaj işaretlerinin kabulü için sistem modeli Şekil 2.6’da gösterilmiştir. Mesaj kümesi; m_0 ve m_1 olmak üzere iki mesaj içerir. Uygun işaret kümesi, her biri T süresi üzerinden (0-T aralığı) 0 ve $s(t)$ işaretleri ve de $n(t)$ gürültüsünden oluşur. Alıcı, gürültülü işareti alır ve karar verir. Bu karar, aşağıdaki H_0 ve H_1 hipotezlerinin birinin kabulünü içerir [2].

$$\begin{aligned} H_0: \quad r(t) &= n(t) \quad , \quad 0 \leq t \leq T \\ H_1: \quad r(t) &= n(t) + s(t) \quad , \quad 0 \leq t \leq T \end{aligned} \quad (2.50)$$



Şekil 2.6: Sistem Modeli

Sistemin analizi, problemin ayrık gösteriminin düşünülmesiyle basitleştirilebilir. Ayrık uzayın boyutu N olsun. Bu durumda alıcı;

$$\begin{aligned} H_0: \quad & r = n \\ H_1: \quad & r = n + s \end{aligned} \quad (2.51)$$

hipotezlerini varsayar. Burada;

$$r = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \vdots \\ r_N \end{bmatrix} \quad s = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \vdots \\ s_N \end{bmatrix} \quad n = \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_N \end{bmatrix}$$

olarak verilmektedir. N örnek sayısı, alınan T işaret süresi üzerinden bant genişliğine bağlıdır.

İstatistiksel bağımsız örnekler için, H_0 ve H_1 hipotezleri altında, $r_1, r_2, \dots, r_N$ alınan vektörlerinin koşullu olasılık yoğunluk işlevleri;

$$p(r | H_1) = \prod_{i=1}^N p_n(r_i - s_i) \quad (2.52)$$

$$p(r | H_0) = \prod_{i=1}^N p_n(r_i) \quad (2.53)$$

olarak verilmektedir [2]. Burada $p_n(n)$; impulsif atmosferik gürültünün olasılık yoğunluk işlevidir.

$$p_n(n) = \frac{2 \sigma_u^3}{\pi (\sigma_u^2 + n^2)^2} \quad -\infty \leq n \leq \infty \quad (2.54)$$

Bu olasılık yoğunluk işlevi, yapılan gözlemlerle yetkin uyum sağlamaktadır [28]. (2.52) ve (2.53) eşitliklerinden $l(r)$ benzerlik oranı;

$$\begin{aligned} l(r) &= \frac{p(r | H_1)}{p(r | H_0)} = \prod_{i=1}^N \frac{p_n(r_i - s_i)}{p_n(r_i)} \\ &= \exp \sum_{i=1}^N \ln p_n(r_i - s_i) - \ln p_n(r_i) \end{aligned} \quad (2.55)$$

olarak veya

$$\begin{aligned} \ln \{l(r)\} &= \sum_{i=1}^N \ln p_n(r_i - s_i) - \ln p_n(r_i) \\ &= \sum_{i=1}^N g_{\text{opt}}(r_i) \\ &= G \text{ (say)} \end{aligned} \quad (2.56)$$

olarak elde edilmektedir. Burada;

$$g_{\text{opt}}(r_i) = \ln p_n(r_i - s_i) - \ln p_n(r_i) \quad (2.57)$$

şeklinde tanımlanmıştır. $l(r)$ ve $\ln \{l(r)\}$ benzerlik oranı; $g_{\text{opt}}(r_i)$ toplamının tekdüze artan işlevleridir. Böylece tüm $g_{\text{opt}}(r_i)$ 'lerin toplamı optimum alıcıyı oluşturur. Bu toplamın belirtilen eşik değerinden büyük olup olmadığının kontrolü ile de karar verilir.

(2.56) eşitliği, r_i noktası civarında Taylor seri açılımının kullanılmasıyla, farklı bir yapıda yazılabilmektedir. Bu ifadeyi;

$$G = \sum_{k=1}^N g_k$$

$$g_k = \frac{(-1)^k}{k} \sum_{i=1}^N s_i^k \frac{d^k}{d_{r_i}^k} [\ln \{p_n(r_i)\}] \quad (2.58)$$

olarak verebiliriz [2]. Optimum alıcı, (2.56) ve (2.58) eşitliklerinden sentezlenebilmektedir. Bununla birlikte, eğer işaret zayıfsa, ilk terim hariç, serilerin k üzerinden toplamında tüm terimler ihmal edilebilir. Bu durumda (2.58) eşitliği basitleşerek;

$$G = g_1$$

$$g_1 = \sum_{i=1}^N g_{lop}(r_i)$$

şeklini alır. Burada;

$$g_{lop}(r_i) = -s_i \cdot \frac{d}{d_{r_i}} [\ln p_n(r_i)] \quad (2.59)$$

olarak verilmektedir. “lop” soneki ise; bölgesel optimum alıcıyı belirtmektedir. (2.57) ve (2.59) eşitliklerinden,

$$g_{opt}(r_i) = \frac{s_i}{\sigma_u} \cdot (NL)_{opt} \quad (2.60, a)$$

$$(NL)_{opt} = \frac{\sigma_u}{s_i} [\ln p_n(r_i - s_i) - \ln p_n(r_i)] \quad (2.60, b)$$

ve

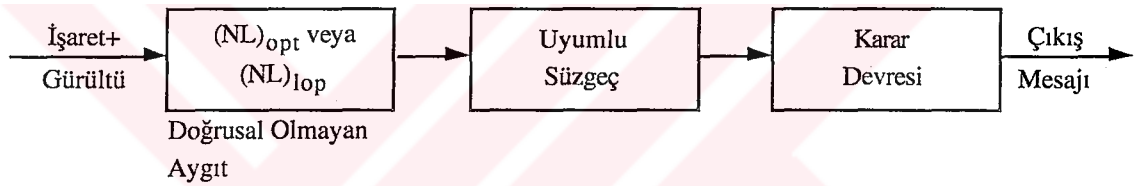
$$g_{lop}(r_i) = \frac{s_i}{\sigma_u} \cdot (NL)_{lop} \quad (2.61, a)$$

$$(NL)_{lop} = -\sigma_u \frac{d}{dr_i} [\ln p_n(r_i)] \quad (2.61, b)$$

ifadelerini elde edebiliriz. Buradan kolayca,

$$(NL)_{lop} = \frac{4 \cdot \sigma_u r_i}{\sigma_u^2 + r_i^2} \quad (2.61, c)$$

olduğu görülmektedir. Optimum ve bölgesel optimum alıcı yapıları Şekil 2.7’de gösterilmektedir. Doğrusal olmayan işlemler, (2.60) ve (2.61) eşitliklerinden elde edilmektedir. Gauss gürültüsü için, her iki doğrusal olmayan özellik de, doğrusallığa döndürür ve bilinen uyumlu süzgeçli alıcılar kullanılabilir.



Şekil 2.7: İmpulsif atmosferik radyo gürültüsünde alıcı yapısı

2.6.1.2. Hata Olasılığı

Burada hata olasılığı; P_F (yanlış alarm olasılığı) ve P_M (kayıp olasılığı)’ın toplamının yarısıdır. P_F ifadesi aşağıdaki gibi verilebilir [2]:

$$P_F = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} [d / (2 zu)^{1/2}] \quad (2.62)$$

Burada; z , işaret-gürültü oranıdır. z ve u parametreleri,

$$z = \sum_{i=1}^N \frac{s_i^2}{\sigma_u^2}$$

$$u = \int_{-\infty}^{\infty} \left[\frac{d}{dv} \{p_n(v)\} \right]^2 p_n(v) \int_{-\infty}^{\infty} n^2 p_n(n) dn dv \quad (2.63)$$

olarak verilmektedir. Karar düzeyi $z_u/2$ olduğunda, m_0 ve m_1 'in eşit olasılıklı iletimi için, hata olasılığı minimum olur. Bu optimum karar düzeyiyle, P_M ve P_F eşit olur ve

$$P_M = P_F = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \{z_u / 8\}^{1/2}$$

yazılır. Bu nedenle;

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \{z_u / 8\}^{1/2} \quad (2.64)$$

olarak elde edilir. (2.64) eşitliğinde verildiği gibi, impulsif gürültüdeki minimum hata olasılığı, Gauss gürültülü eşzamanlı OOK (var-yok anahtarlama) sistemin hata olasılığına eşittir. İmpulsif gürültüde uyumlu süzgeçli alıcının OOK için hata olasılığı [29]'da verilmiştir. Bu hata olasılığı, burada anlatılan bölgesel optimum alıcının hata olasılığı ile [2]'de karşılaştırılmaktadır.

Genel olarak, impulsif gürültüde OOK'nın ve diğer işaretlerin başarımlarının, Gauss gürültüsüne göre daha düşük olacağı açıkça bellidir, ancak burada impulsif gürültü için türetilen optimum alıcı, Gauss gürültüsü ile benzer sonuç vermektedir. Bu nedenle, burada türetilen alıcı yapısı, ilgilenilen hata oranlarında 10dB gibi yüksek olabilen önemli bir iyileşme sağlamaktadır.

2.6.2. Çok Alçak Frekanslı (VLF) Atmosferik Gürültü Altında Modülatör-Demodülatör Başarımlarının Doğrusal Olmayan İşleme (Kırpma) İle İncelenmesi

VLF atmosferik gürültü altında modülatör-demodülatör başarımının incelenmesi (2.5) başlığı altında üç sınıfa ayrılmıştı. Üçüncü sınıf olan Doğrusal Olmayan İşleme burada incelenecektir. Gürültünün Gauss olmayan yapısı ortaya çıktığı zaman, seziciden önce kullanılan doğrusal olmayan elemanlarla başarımlar geliştirilebilmektedir. Burada doğrusal olmayan eleman olarak kırpıcıdan söz edilmektedir. Şimdi doğrusal olmayan işleme için önemli bir nicelik olan, $E(t)$ gürültü zarfının, bazı $B > 0$ düzeylerini herhangi bir t anında aşma olasılığını inceleyelim. Bunun için aşağıda verilen olayı gözönüne alalım.

$$H(B) = [E(t) = A \cdot e^{n_u(t)} > B] \quad (2.65)$$

Burada $n_u(t)$; sıfır ortalamalı, (2.27) ifadesindeki $R_{n_u}(\tau)$ özilişkili durağan Gauss sürecidir. A; sabit bir değer, B ise, kırpma düzeyidir. Bu olayın olasılığı ise,

$$P_B = P_r [H(B)] \quad (2.66)$$

ifadesiyle verilmektedir [8]. $H(B)$ olayı aşağıda verilen olaya eşdeğerdir:

$$\left[n_u(t) > \log_e \frac{B}{A} \right] \quad (2.67)$$

Bu nedenle;

$$\begin{aligned} P_B &= P_r \left[n_u(t) > \log_e \frac{B}{A} \right] \\ &= \Phi_B \left[\frac{\log_e \frac{B}{A}}{\sqrt{\sigma_u^2}} \right] \end{aligned} \quad (2.68)$$

olarak elde edilir. Burada;

$$\Phi_B(x) = \int_x^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt$$

şeklinde tanımlıdır. Eğer $E(t)$ zarfı, B'ye eşit veya küçük olarak sınırlandırılmışsa, bu durumda $c(t)$ bileşke zarfı,

$$c(t) = \begin{cases} A \cdot e^{n_u(t)} & , \quad H(B) \text{ değilse} \\ B & , \quad H(B) \text{ ise} \end{cases} \quad (2.69)$$

olarak verilmektedir. Bunun olasılık yoğunluğu ise;

$$p_c(x) = \delta(x - B) \cdot P_B + (1 - u_B(x)) \cdot p_n(\log_e(x/A)) \quad (2.70)$$

olup, burada;

$$p_n(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_u^2}} \cdot \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_u^2}\right) \quad (2.71)$$

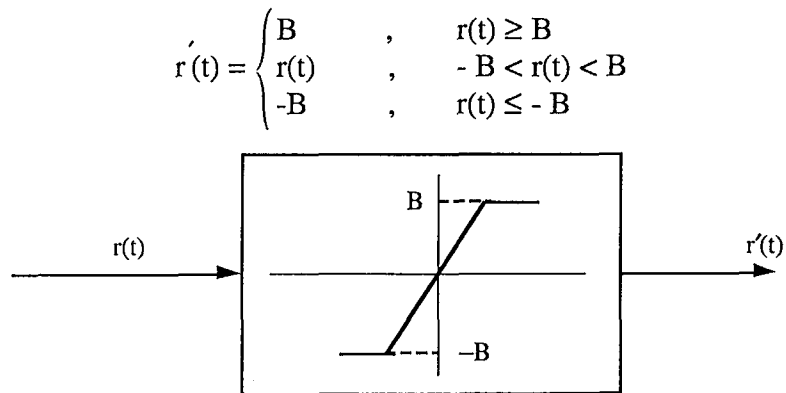
$$u_B(x) = \begin{cases} 1 & , x \geq B \\ 0 & , x < B \end{cases} \quad (2.72)$$

olarak tanımlanmıştır [8]. $\delta(x)$ ise Dirac-delta işlevidir.

Şimdi bu bilgilerden yararlanarak, doğrusal olmayan kırpmalı modülatör-demodülatör başarımlarını genel olarak inceleyebiliriz.

Genellikle çok alçak frekanslı modülatör-demodülatör yapıları, kırpıcı gibi doğrusal olmayan elemanlar içerir. Bu durumda aygıt, küçük giriş düzeyleri için doğrusal, belirli düzeylerde ise doyumdadır. Kırpıcının temel amacı, doyum düzeyini işaret düzeyinin üzerinde herhangi bir yere ayarlamaktır. Buna göre, sadece gürültü tepeleri oluştuğu zaman, doyum olarak, bu gürültü tepeleri de kırpılmış olur. Bu aygıt en az 1930'lardan beri biliniyor olmasına rağmen, elimizde bulunan analitik veya teorik sonuçların azlığı oldukça şaşırtıcıdır.

Doğrusal olmayan kırpma, tipik olarak Şekil 2.8'deki gibi modellenenebilir. Buradaki $r'(t)$ çıkışı aşağıdaki gibi verilmektedir.



Şekil 2.8: Kırpma modeli

Şimdi, doğrusal olmayan kırpmanın işleyişi ve modülatör-demodülatör integrasyon zamanı üzerine bazı varsayımlarda bulunalım. Bu bölüm süresince işaretleşme zamanı $1/W$ 'dan oldukça büyük varsayılacaktır. W ; alıcının bant genişliğidir. Gerçekte, işaretleşme zamanı, uzun integrasyon zamanı durumuna yaklaşabilmektedir. Bu varsayım altında, test istatistikleri rastgele Gauss değişkeni yaklaşımı üzerine kurulabilir. Bahsedilen kırpma ile; büyük gürültü tepeleri yok edildiğinden ve kırpıcının içinden geçen düşük gürültü düzeyleri Gauss gibi davrandığından bu varsayım oldukça iyidir. Kırpıcıdan sonraki alıcının geri kalan bölümünü de doğrusal varsayabiliriz. İşaretleşme zamanın, Gauss olan test istatistikleri için yeterince büyük olması varsayımı; hem işaret hem de gürültü üzerindeki kırpmanın etkisini incelememizi kolaylaştırır. Kırpıcı çıkışının Gauss olması varsayımı; gürültü varyansının hesaplanması hariç, sonuçları atmosferik gürültü modelinden bağımsız yapar. İlk olarak, B kırpma düzeyinin, işaret tepelerinin üzerine ayarlandığı varsayılır. Bu nedenle, kırpılmış olarak alınan girişin çoğu gürültüden kaynaklanmaktadır. Kırpıcıdan önceki atmosferik gürültünün, (2.26) eşitliğindeki atmosferik gürültü modeliyle verildiğini düşünelim. Bu durumda, kırpıcıdan geçtikten sonra gürültü aşağıdaki gibi modellenmektedir [8]:

$$a'(t) = c(t) \cdot \sin[w_0 t + \phi(t)]$$

Burada $c(t)$; (2.69) eşitliğiyle verilmiştir. Bu nedenle, kırpıcının gürültü üzerindeki etkisi, onun enerji veya gücünü azaltmaktadır. Gürültü gücünü azaltma miktarı, $c(t)$ bileşke zarfı ve kırpılmış zarfın karesel ortalamasından hesaplanabilmektedir.

Büyük integrasyon veya işaretleşme zamanı varsayımı altında doğrusal olmayan kırpmanın gürültü üzerindeki etkisinin yalnız ortalama gürültü gücünü azaltmak olduğunu varsayabiliriz. Gürültü gücündeki bu azalmaya uygun olarak işaret enerjisi de azalmaktadır.

Hata ifadeleri, işaret ve gürültü için azaltılmış yeni gücün, Gauss gürültülü kanallarda çalışan modülatör-demodülatör yapıları için verilmiş genel hata ifadelerinde yerine konmasıyla kolayca bulunmaktadır. Sonuç hata ifadelerinde; kırpma ve gürültü parametreleri de görülebilmektedir.

İşaret şiddetine göre kırpma düzeyini,

$$\beta = \frac{B}{\sqrt{2P}} \quad (2.73)$$

parametresi ile tanımlayabiliriz. Örneğin, $\beta=2$; kırpma (gerilim) düzeyinin, işaret düzeyinin iki katı olması anlamına gelir [8].

Bu konu ile ilgili olarak, $\beta=2$ ve $\beta=4$ için eşzamanlı ikili FSK'ya ait teorik sonuçlara [8]'de ulaşılabilir. Ayrıca Mallincrodt [27], kırpıcı kullanımı ile 13dB (kısa integrasyon zamanı üzerinden) değerine kadar iyileşme elde etmiştir. Hartley [30] ise, yaklaşık 3.5'lük kırpma düzeyinde [8]'de gösterilen teorik sonuçlarla çok iyi uyum gösteren bazı deneysel sonuçlar vermiştir. Fakat onun kırpma düzeyi belirsizdir.

Genelde, teorik ve deneysel sonuçlar arasında yalnızca akılcı bir uyum olduğu gözden kaçmamalıdır. Bunun gerekçesi ise, deneysel durumlarda kırpma düzeyinin uygun bir şekilde saptanma zorluğu olabilir.

2.6.3. Değerlendirme

Bu bölümde, impulsif gürültünün etkilerini azaltmak üzere bilinen yöntemlerden ve bunlarla ilgili yapılardan kısaca bahsedilmiştir. Ayrıca iki değişik yapıda, bu yöntemlerin işleyişinden söz edilmiştir.

Bu anlatılanlara göre, impulsif gürültü sadece zamanın küçük bir parçasında olsa bile, doğrusal alıcı başarımları bu tür gürültü altında şiddetle kötüye gitmektedir. Doğrusal olmayan alıcı yapılarının kullanımı ile, kısa süreli büyük gürültüler bastırılabilir. Bu da veri iletişim sistemlerinin güvenilirliğini geliştirmede oldukça kullanışlıdır.

BÖLÜM 3. KAFES KODLAMALI MODÜLASYON TEKNİĞİNİN TANITIMI

Klasik sayısal iletişim sistemlerinde, modülasyon ve hata düzeltme kodlaması birbirinden ayrı olarak düşünülmektedir. Klasik kanal kodlayıcıları k bitlik ikili veri dizilerini, $n-k$ bitlik kontrol biti ekleyerek, n bitlik kodlanmış ikili dizilere dönüştürür. Kodlanmış diziler, çeşitli modülasyon yöntemlerinden (PSK, QAM, ... gibi) biriyle modüle edilerek kanala uygulanır. $n-k$ kontrol biti eklemek, koda hata sezme ve düzeltme özelliği kazandırır. Bu işlem sonucunda dizi uzunluğu k bitten n bite artmaktadır. Bu artış, veri iletim hızında bir kayıba neden olur. İletim hızında oluşan bu kayıp; modülasyon hızı ve dolayısıyla bant genişliği artırılarak giderilebilir. Kanalin bant sınırlı olması durumunda ise, kanal işaretleri kümesi genişletilir. Kodlama ve modülasyon işlemleri birbirinden ayrı olarak düşünüldüğünde, bu tasarım yöntemi başarısız sonuçlar vermektedir. Bunun nedenlerini şöyle belirtebiliriz: Alıcıda kod çözücünden önce yapılan demodülasyon işleminde sert karar verme teknikleri düzeltilemeyecek bilgi kayıplarına ve bozulmalara neden olur. İkinci bir neden; bağımsız olarak tasarlanmış ikili kodlayıcının çıkışlarının kanal işaretlerine atanmasının, kanal işaretleri arasındaki uzaklıkları artırmamasıdır.

Hata düzeltme kodlarında oluşan bu problemlere ilk defa Ungerboeck [9], [10], [11] tarafından ortaya konan, kafes kodlamalı modülasyon (TCM) tekniği ile çözüm bulunabilmektedir. Bu teknikte, kanal kodlaması ve modülasyon işlemleri bir bütün olarak düşünülmektedir. Bant sınırlaması altında, gereğinden fazla elemanlı işaret kümesi kullanılarak bir kodlama fazlalığı elde edilir. Bu fazlalık kodlanmış diziler arasındaki minimum Öklid uzaklığını artırmak için kullanılır. Böylece bant genişliği artırılmadan, aynı iletim hızında ve işaret gücünde kafes kodlamasız durumda elde

edilemeyen hata başarımlarına ulaşılabilir. Kafes kodlamalı modülasyon tekniğine dayalı tasarımlarda, kafes dalları, ikili kod dizileri yerine, bu dizilere atanan modülasyonlu kanal işaretleriyle belirtilir. Katlamalı kodlayıcılardaki Hamming uzaklığı yerine, modülasyonlu kanal işaretleri arasındaki Öklid uzaklığı temel başarıml ölçütüdür. Kafes teriminin kullanılmasının nedeni ise, bu sistemlerin ikili katlamalı kodlardaki kafes diyagramlarına benzer, durum geçiş diyagramları ile tanımlanabilir olmasından kaynaklanmaktadır.

Alıcıda, hata düzeltme kodlamasından farklı olarak, demodülasyon ve kod çözme işlemleri birbirinden ayrı yapılmamakta, kanal çıkış işaretleri doğrudan işlenerek, Viterbi algoritması yardımıyla kod çözülmemektedir. Böylece klasik hata düzeltme kodlamasında olduğu gibi, kod çözücünden önce herhangi bir veri kaybı oluşmaz.

Kafes kodlamalı modülasyonun temel ilkeleri Ungerboeck [9] tarafından ortaya atıldıktan sonra, CCITT 4 dB kodlama kazançlı bir kafes kodlamalı modülatörü, yüksek hızlı sesbantı modemlerinde kullanmak üzere benimsemiştir. Daha önce kafes kodlamasız durumda, sesbantı kanalları üzerinde 9.6 kbit/s hız veri modemleri için bir üst sınır kabul edilmekteydi. Kafes kodlamalı modülasyon kullanan veri modemleri, denkleştirici ve eşzamanlayıcılardaki iyileşmelerle birlikte sesbantı kanalları üzerinden 14.4 kbit/s ve daha yukarıdaki hızlarda güvenilir olarak veri iletimi yapabilmektedir. Benzer iletim hızlarına diğer bant sınırlı kanallar üzerinden de ulaşılmıştır. Kafes kodlamalı modülasyon tekniği; uydu, mikrodalga ve gezgin iletişim sistemleri gibi bazı uygulamalarda da kullanılmaktadır.

3.1. Kafes Kodlamalı Modülasyonda Kodlama ve İşaret Eşleme Yöntemi

a_n ve b_n iki kanal işareti olmak üzere, $d^2(a_n, b_n)$, bu işaretler arasındaki karesel Öklid uzaklığını gösterebilir. (d_s^2) minimum karesel serbest uzaklık ise; kodlayıcının üretebildiği aynı durumdan ayrılan ve bir veya daha fazla geçişten sonra yeniden birleşen tüm kanal işaret dizi çiftleri $\{a_n\}$ ve $\{b_n\}$ arasındaki minimum karesel Öklid uzaklığı olarak tanımlanmaktadır. Minimum karesel serbest uzaklık,

$$d_s^2 = \min_{\{a_n\} \neq \{b_n\}} d^2(a_n, b_n) \quad (3.1)$$

şeklinde hesaplanabilir. Kodlayıcı hata başarımını artırmak için, kanal işaretleri arasındaki minimum karesel uzaklık, maksimum olacak şekilde tasarlanmalıdır. Yüksek işaret-gürültü oranlarında hata olasılığı asimtotik olarak

$$P_e \geq N(d_s) \cdot Q\left(\frac{d_s}{2\sigma_0}\right) \quad (3.2)$$

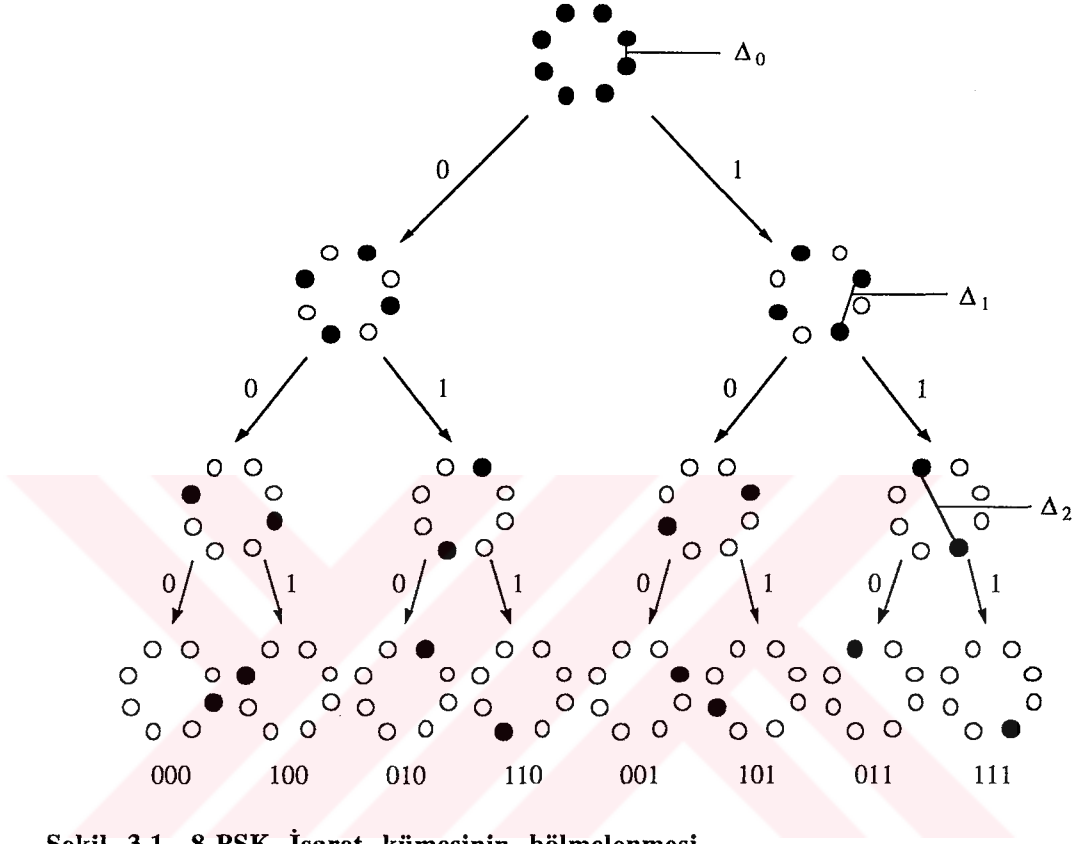
alt sınırına yaklaşacaktır [15]. Diğer bir ifade ile, Gauss gürültülü kanallarda, alıcıda Viterbi algoritması ile kod çözme işlemi yapılacağı varsayımı altında, sistemin hata olasılığı serbest uzaklıkla alttan sınırlıdır. Burada σ_0^2 ; Gauss gürültüsünün standart sapmasını, $N(d_s)$; d_s uzaklıklı hata olaylarının ortalama sayısını göstermektedir. $Q(\cdot)$; Gauss hata olasılık işlevidir.

Ungerboeck [9], [10], [11]; hata başarımını artırmak için, her iletim aralığında m bitlik diziye gereğinden fazla işaret içeren 2^{m+1} elemanlı işaret kümesi içindeki bir kanal işaretine karşı düşürmektedir. Bu nedenle m uzunluklu dizileri, $(m+1)$ uzunluklu dizilere dönüştüren $R=m/(m+1)$ oranlı bir katlamalı kodlayıcı kullanılmakta ve $(m+1)$ uzunluklu diziler 2^{m+1} kanal işareti ile birebir eşlenmektedir.

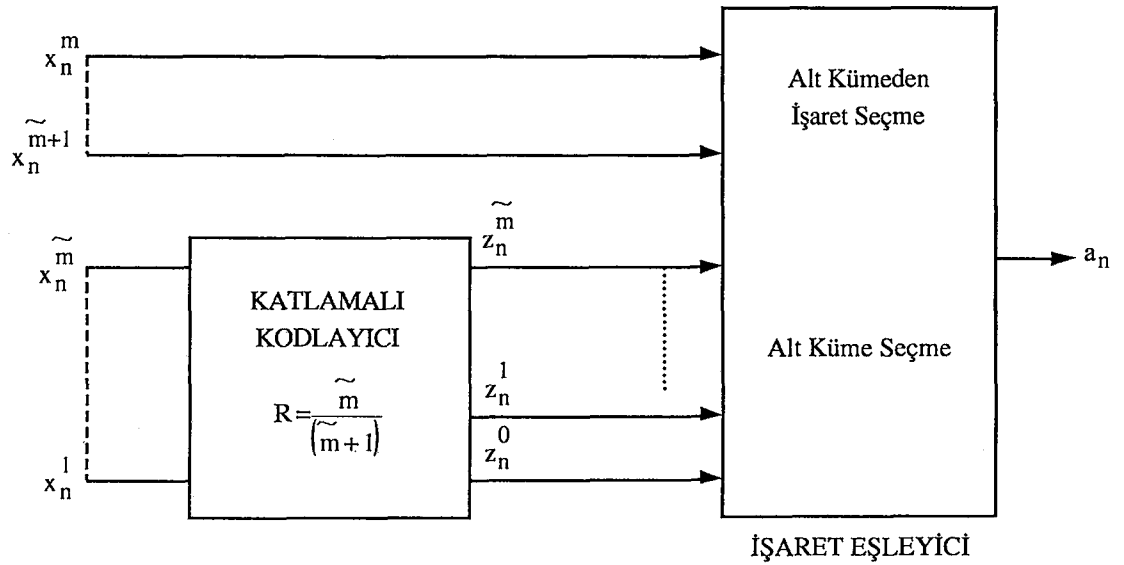
Eşleme modülasyonlu işaretleri, alt kümelerde gruplama temeline dayanmaktadır. Alt kümelerdeki işaretler birbirinden maksimum uzaklıklı olacak şekilde gruplanmalıdır. Ungerboeck bunu, “Küme Bölmeleyerek Eşleme” olarak adlandırmıştır. Bu kurala göre; 2^{m+1} elemanlı işaret kümesi, belli bir simetri ile, aralarındaki Öklid uzaklığı artacak şekilde alt kümelere bölünmektedir. Şekil 3.1’de 8-PSK için bir örnek verilmiştir.

Küme bölmeleme sonucu elde edilen alt kümeler kafes yapısına göre durum geçişlerine atanır. Bu atamalar serbest Öklid uzaklığı maksimum olacak şekilde yapılmalıdır. Ayrıca, atama işleminde kanal işaretlerinin eşit sayıda kullanılmasına, paralel geçişlere maksimum Öklid uzaklıklı işaretler atanmasına dikkat edilmelidir.

Aynı duruma gelen veya aynı durumdan ayrılan durum geçişlerine atanacak alt kümeler arasındaki uzaklık da olabildiğince büyük olmalıdır. Şekil 3.2’de bir kodlayıcı / modülör yapısı görülmektedir.



Şekil 3.1. 8-PSK İşaret kümesinin bölmelenmesi



Şekil 3.2. Kodlayıcı/Modülör genel yapısı

Bu şekle göre kafes kodlamalı modülasyonlu işaretler şöyle üretilir: Her iletim aralığında, $\tilde{m}$ bitlik veri dizisi, $\tilde{m}/(\tilde{m}+1)$ oranlı ikili katlamalı kodlayıcı tarafından $\tilde{m}+1$ bitlik kodlanmış diziye dönüştürülür. Bu kodlanmış ikili diziler, gereğinden fazla işaret içeren $2^{\tilde{m}+1}$ elemanlı işaret kümesinin, $2^{\tilde{m}+1}$ alt kümesinden birini seçmek için kullanılır. Geriye kalan $(m-\tilde{m})$ kodlanmamış bit, seçilen alt kümede $2^{m-\tilde{m}}$ işaretten hangisinin iletileceğini belirler. $m=\tilde{m}$ olma durumunda, bölmeleme sonucunda alt kümelerde sadece bir eleman bulunur ve durumlar arasında paralel geçiş bulunmaz.

Burada küme bölmeleyerek eşleme işlemine bir örnek verilecektir. Örnekte 8-PSK işaret kümesi kullanılmaktadır. Küme bölmeleme bir işaret kümesini ardışıl olarak daha küçük alt kümelere ayırmaktır. Böylece alt kümelerdeki işaretlerin minimum uzaklıkları artar.

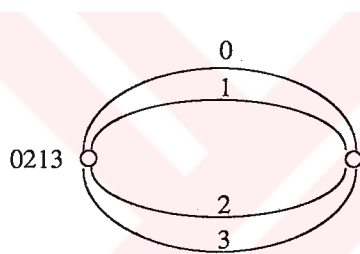
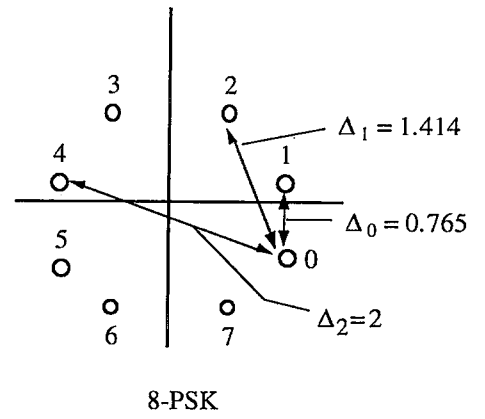
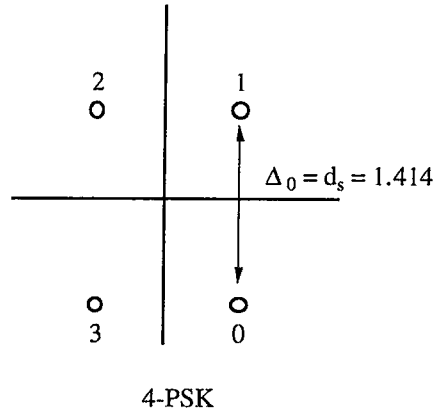
8-PSK işaret kümesinin bölmelemesi ve elde edilen alt kümeler Şekil 3.1’de görülmektedir. Her alt küme içindeki minimum uzaklık $\Delta_0 < \Delta_1 < \Delta_2$ şeklinde artmaktadır. Aynı alt kümedeki işaretler, durumlar arasındaki paralel geçişlere karşı düşer. Küme bölmeleme işlemi $(\tilde{m}+1)$ kez tekrarlanabilmektedir. $\Delta_{\tilde{m}+1}$; paralel geçişlerin arasındaki minimum Öklid uzaklığı ve $d_s(\tilde{m})$; kafes yapıda paralel olmayan yollar arasındaki minimum uzaklığı göstermektedir. Buna göre kafes kodlamalı modülasyonun minimum serbest Öklid uzaklığı,

$$d_s = \min [\Delta_{\tilde{m}+1}, d_s(\tilde{m})] \quad (3.3)$$

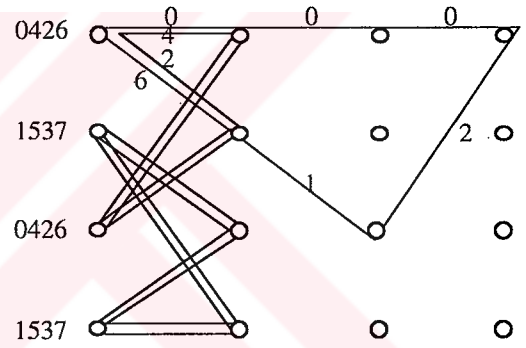
olarak bulunur.

Burada TCM’e basit bir örnek olarak, Ungerboeck [10]’ün ilk TCM tasarımı olan kodlanmış 8-PSK tasarımını verebiliriz. Bu tasarım, kodlanmamış 4-PSK modülasyonuna göre önemli bir kodlama kazancı sağlamaktadır. Şekil 3.3’de ilişkin işaret kümeleri ve kafes yapıları görülmektedir. Her iki sistemde de herhangi bir durumdan diğerine dört geçiş bulunmaktadır. Yani modülasyon aralığı başına iki enformasyon biti (2 bit/T) iletilir. 4-PSK tasarımında dört paralel geçiş vardır. Kod çözücü her gürültülü 4-PSK işareti geldiğinde, ona en yakın işarete karar verir. 4-PSK işaretleri arasındaki en küçük uzaklık; 1.414’tür. Bu kodlanmamış 4-PSK

modülasyonunun serbest uzaklığıdır. Her 4-PSK işareti bu uzaklıkta iki komşuya sahiptir.



(a)



(b)

Şekil 3.3: (a) Kodlanmamış 4-PSK modülasyonu

(b) Dört durumlu kafes kodlamalı 8-PSK modülasyonu

Dört durumlu kafes yapıda bir durumdan diğerine paralel iki geçiş oluşur. 8-PSK işaretleri dört durumlu kafeste aşağıdaki kurallara göre geçişlere atanır:

1._ Paralel geçişlere maksimum uzaklıklı işaretler atanır. Bunlar $\Delta_2(8\text{-PSK}) = 2$ uzaklıklı (0,4), (1,5), (2,6) ve (3,7) alt kümelerindeki işaretlerdir.

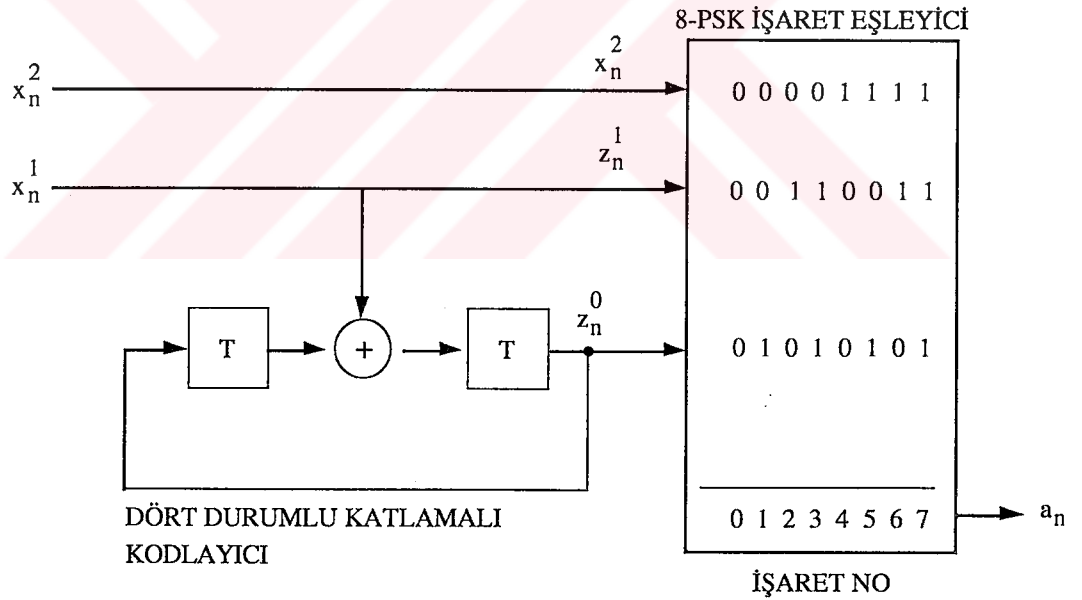
2._ Bir duruma varan veya bir durumdan çıkan dört geçiş en az $\Delta_1(8\text{-PSK}) = 1.414$ uzaklıklı işaretler atanır. Bunlar (0,4,2,6) ve (1,5,3,7) alt kümelerindeki işaretlerdir.

3._ Bütün PSK işaretleri kafes diyagramında eşit sıklıkta kullanılır.

Şekil 3.3, b'deki kafeste bir durumdan ayrılan ve birden fazla geçişten sonra yeniden birleşen herhangi iki işaret yolu arasındaki karesel uzaklık en $\Delta_1^2 + \Delta_0^2 + \Delta_1^2 = \Delta_2^2 + \Delta_0^2$ olmaktadır. Örneğin; 0-0-0 ve 2-1-2 işaretli yollar bu uzaklığa sahiptir. Böyle yollar arasındaki uzaklık, paralel geçişlere atanan işaretler arasındaki Δ_2 (8-PSK) = 2, uzaklıktan daha büyüktür. Buna göre dört durumlu 8-PSK kodu için serbest uzaklık $d_s = 2$ olarak bulunur. Bu kodlanmamış 4-PSK modülasyonuna göre, karesel minimum uzaklıkta 3 dB'lik kazanç demektir. Kazancın hesaplanması;

$$10 \log \frac{d_s^2 (8\text{-PSK})}{d_s^2 (4\text{-PSK})} = 10 \log \frac{(2)^2}{(1.414)^2} \cong 3 \text{ dB}$$

şeklindedir. Şekil 3.4'de 8-PSK için bir kodlayıcı/modülatör yapısı görülmektedir.



Şekil 3.4: 8-PSK için kodlayıcı/modülatör yapısı

3.2. Kafes Kodlamalı Modülasyonda Kod Çözme İşlemi

Kafes kodlamalı modülasyonlu işaretlerin alıcıda çözülmesi, paralel geçiş içeren kodlar için iki aşamada yapılmaktadır. Birincisi, alt küme kod çözümü, ikincisi ise Viterbi [31] kod çözmedir.

Kafes kodlamalı modülasyon tekniğine göre tasarlanmış modülasyonlu işaretler kanala uygulandıklarında, toplamsal gürültüden etkilenirler. Bu gürültü sıfır ortalamalı, σ_0^2 standart sapmalı Gauss gürültüsü olarak modellenebilir. Kod çözme işleminde bilgi kaybı olmaması için, kanal çıkış örnekleri en yakın işarete karşı düşürülmeden doğrudan kullanılır.

Kod çözme işleminin, ilk aşamasında alınan gürültülü kanal çıkış işaretinin, özgün işaret kümesindeki işaretlere göre karesel Öklid uzaklığı hesaplanır. Bu uzaklıklara göre, her duruma gelen paralel geçişlerden, alınan kanal işaretine en yakın olanı seçilir, diğerleri elenir. Böylece alt küme kod çözme işlemi tamamlanmış olur.

İkinci aşamada, alt küme kod çözümü ile elde edilen işaretlere Viterbi algoritması uygulanır. Bu aşama sonucunda alınan kanal işaretlerine en yakın işaret dizisi elde edilmiş olur.

Viterbi algoritması [31], ilk olarak katlamalı kodlar için en uygun kod çözme tekniği olarak öne sürülmüştür. Bu algoritmanın temel adımlarını şöyle özetleyebiliriz: n anında sonsuz geçmişten bütün kafes durumlarına en uygun işaret yolunun bulunduğu varsayılır. Algoritma bu yolları, n anındaki durumlardan, (n+1) anındaki durumlara genişletir. Her bir duruma varan en iyi yolu belirler ve bu yol ile yolun alınan kanal işaretine uzaklığını saklar. Diğer bütün yolları eler. Bu yollara yaşayan (survivor) yol adı verilir. Belli bir kod çözme gecikmesi sonrasında, zaman içinde geriye bakılır. Birikmiş uzaklığı minimum olan durumdan geriye doğru gidilerek karar verilecek yol ve ilişkin dizi belirlenir. Böylece alınan kanal işaret dizisine en yakın işaret dizisi çözülmüş olur.

3.3. Kafes Kodlamalı Modülasyon için Katlamalı Kodlar

Şekil 3.2'deki $\tilde{m}/(\tilde{m}+1)$ oranlı katlamalı kodlayıcı, her n anında $\tilde{m}$ tane giriş biti alır, $(\tilde{m}+1)$ tane kodlanmış bit üretir ($z_n^{\tilde{m}}, \dots, z_n^0$). Kodlayıcının ürettiği tüm olası dizi kümesi $\{z_n\}$, bir katlamalı kod oluşturmaktadır. Bir $\tilde{m}/(\tilde{m}+1)$ oranlı doğrusal katlamalı kod, bir eşlik kontrol eşitliği ile tanımlanabilir.

$$\sum_{i=0}^m (h_v^i z_{n-v}^i + h_{v-1}^i z_{n-v+1}^i + \dots + h_0^i z_n^i) = 0 \quad (3.4)$$

Bu eşitlikte, + modülo 2 toplamını göstermektedir. v, sınırlandırılmış uzunluk olarak adlandırılır. h_i^i ise, kodun ikili eşlik kontrol katsayılarıdır. Geçerli kod dizileri, tüm n anlarında bu eşitliği sağlamaktadır. Eşitlik sadece kod dizilerini tanımlamaktadır. Kodlayıcının giriş/çıkış bağıntısını tanımlamaz.

$\{z_n\}$ ve $\{z_n'\} = \{z_n + e_n\}$ kod dizisi olsun. Burada $\{e_n\}$; bu diziler arasındaki farkı gösteren hata dizisidir. Katlamalı kod doğrusal olduğundan $\{e_n\}$ 'de bir kod dizisidir. Kafes kodlamalı modülasyonda paralel olmayan yollar arasındaki karesel serbest uzaklık şu şekilde sınırlandırılmıştır [12]:

$$d_s^2(\tilde{m}) \geq \min_{\{e_n\} \neq \{0\}} \sum_n \Delta_{q(e_n)}^2 \quad (3.5)$$

Burada $q(e_n)$; e_n 'deki sıfırların sayısıdır. Seçilmiş alt kümelerdeki işaretler arasındaki uzaklık $\Delta_{q(e_n)}$ ile alttan sınırlıdır.

Aşağıda genişletilmiş işaret uzayına sahip, dönme ile değişmez katlamalı kanal kodlarının tasarımı da genel hatları ile verilecektir. Genişletilmiş uzaylı, katlamalı kanal kodlama, veri hızını azaltmadan veya daha geniş bant genişliğine gereksinim duymadan, eşzamanlı veri iletiminin hata başarımını iyileştiren bir tekniktir. Genel olarak, bu kodlama tekniği m adet veri biti gruplarının sonlu durumlu bir makineye uygulanmasını içerir. Bu makine her bir giriş grubunu, bazı belirli bitler kodlayıcıda saklanarak, önceden belirlenen mantıksal kombinasyonlarla uyumlu olacak şekilde m+1 bit grubuna genişletir.

Kodlayıcı çıkışını etkileyen bu saklı bitlerin sayısı P, kodlayıcının varsaydığı 2^P adet durumu belirler. Geçerli her kodlayıcı konumundan bir sonraki kodlayıcı konumuna geçiş, önceden tanımlı kuralları izler. Buna uygun olarak, kodlayıcının çıkışı iletim için dik genlik modülasyonlu taşıyıcı işaretlerden oluşan 2^{m+1} işaret

elemanlı genişletilmiş bir işaret uzayına eşlendiğinde, işaret elemanları dizisi önceden tanımlanan kuralları izlemelidir. 2^{m+1} işaret elemanlı işaret uzayına Genişletilmiş Uzay denir. Çünkü alışılmış biçimi ile bir işaretleşme aralığında, m adet veri bitini iletmek için 2^m adet işaret elemanı yeterli olur.

Alıcıda, verinin bozulmasız olarak yeniden elde edilmesini engelleyen iletim ortamı bozuklukları, en büyük benzerlikli kod çözme algoritması ile aşılr. Bu algoritma geçerli işaret eleman dizileri bilgilerini kullanarak doğru iletilen veriyi belirler. Geçerli işaret elemanları arasındaki en küçük Öklid uzaklığı arttırılmış olduğundan, kodlama kazancı oluşmaktadır.

Yukarıda anlatılan kodlama tekniği ile sağlanan avantaja karşın, alıcıda demodülasyon sırasında, taşıyıcı işareti çıkarırken oluşan faz belirsizlikleri, alınan işaret elemanlarının iletilenlere göre fazca dönmesine neden olabilir. Bu ise ard arda alınan verilerde hatalara neden olur. Böylece sistemin başarımı da azalır. Alışlagelmiş biçimde, faz belirsizliği sorunu, farksal kodlama tekniği kullanılarak çözülür. Farksal kodlama tekniği kavramı, katlamalı kanal kodlama tekniğine uygulanarak, elde edilen kodların işaret elemanı dönmelerinden etkilenmemesi sağlanmıştır.

3.4. 90° Dönmeyle Değişmez Geribeslemeli Katlamalı Kodlar

Burada, 90° dönmeyle değişmez geribeslemeli kodların nasıl tasarlanabileceği anlatılacaktır. 90° dönmeyle değişmez kodun kodlama kazancı, durum geçiş diyagramından belirlenebilir [13]. Bu kod için aşağıdaki kurallar geçerlidir:

Kural C_1 - q durumlu katlamalı kodun durumunu i olarak gösterelim. Eğer $f_1: \{0,1, \dots, q-1\} \rightarrow \{0,1, \dots, q-1\}$ birebir işlevleri bulunuyorsa kod 90°, 180° ve 270° işaret eleman dönmelerine saydam hale getirilebilir. Ancak aşağıdaki ifade doğru olmalıdır. i . durumdan, j . duruma her geçiş için, $i, j \in \{0,1, \dots, q-1\}$, ilgili işaret elemanları kümesini U ile gösterelim. V_1, V_2 ve V_3, U 'nun saat yönünde sırasıyla 90°, 180° ve 270° döndürülmesiyle elde edilen işaret elemanı kümeleri olsun. $f_1(i)$ durumundan, $f_1(j)$ durumuna, $l = 1,2,3$ geçişlerle ilgili işaret elemanları kümeleri sırasıyla V_1, V_2 ve V_3 'tür.

Kural C_1 'in sağlanması halinde, her geçerli işaret elemanları dizisi Z için, Z dizisindeki işaret elemanlarının 90° , 180° ve 270° döndürülmesiyle elde edilen işaret elemanları dizisi de geçerli bir dizidir. Kodun niçin 90° , 180° ve 270° işaret elemanları dönmelerine saydam yapılabileceğinin anahtarı buradadır.

Şimdi, P pozitif bir tamsayı olmak üzere, kodlayıcı durum sayısı 2^P olan geri-beslemeli katlamalı kodlayıcılar sınıfını gözönüne alalım (Katlamalı kodlayıcının n . adımıda durumu $W1_n \ W2_n \ \dots \ WP_n$ olarak gösterilebilir.). Bu kodların katlamalı kodlayıcı giriş bitleri tümüyle doğrudan çıkışa taşınır. Bu özel kod sınıfındaki katlamalı kodlayıcı önce çıkış bit birleşimleri işaret elemanlarına atanarak ve daha sonra doğruluk tablosu türetilerek veya eşdeğer olarak bu atamadan ve durum geçiş diyagramından lojik devre diyagramı çıkartılarak tasarlanır. Kodlayıcı çıkış bit birleşimlerini, işaret elemanlarına atarken aşağıdaki gibi hareket edilir. $m/m+1$ hızındaki katlamalı kodlayıcının mevcut çıkış bitleri $Y0_n, Y1_n, \dots, Ym_n$ olarak gösterilsin. Bu bitler doğrudan kodlayıcı girişinden taşınan bitlerdir. Genişletilmiş işaret uzayının 2^{k+1} işaret elemanı kümesine ayrıldığı kabul edilsin ve burada k birden büyük bir tamsayı olsun. Sonra $\{Y1_n, Y2_n, \dots, Ym_n\}$ 'den rastgele k kodlayıcı çıkış bitleri seçilsin. Kodlayıcı çıkış bit birleşimlerinin işaret elemanlarına atanması aşağıdaki kuralları sağlamalıdır.

Kural C_2 - Herbir 2^{k+1} kümedeki işaret elemanları, $YI_n, I = 0, 1, \dots, k$ bitleri değerlerinin aynı birleşimiyle ilgilidir.

Kural C_3 - Aynı kodlayıcı durumundan kaynaklanan geçişlerle ilgili işaret elemanları kümesine atanmış olan YI_n bitleri değerlerinin farklı birleşimleri kümesi, YI_n bitleri değerlerinin tüm olası birleşimlerini içerir.

Kural C_4 - $YI_n, I = 1, 2, \dots, k$ 'dan iki kodlayıcı çıkış biti seçilsin. Genelliği bozmadan, seçilen iki bitin $Y1_n$ ve $Y2_n$ olduğu varsayılın. Aynı yarıçapa sahip, fakat aralarında 90° faz farkı olan dört işaret elemanlı her küme için bu dört işaret elemanı ile ilgili $Y2_n \ Y1_n$ bit çiftinin dört değeri birbirinden farklıdır.

YI_n kodlayıcı çıkış bitleri, işaret elemanlarına değişik yollarla atanabilir. Basitlik için, YI_n 'in aynı değeri, yukarıda tanımlanan her dört işaret elemanlı kümeye

atanmıştır. Kural C_3 , tüm kodlayıcı giriş bitlerinin doğrudan kodlayıcı çıkışına taşındığı sınırlamasına sıkı sıkıya bağlıdır. Kural C_4 , kodun 90° , 180° , 270° işaret eleman dönüşlerinden etkilenmemesi için ek bir kuraldır.

Kodlayıcı çıkış bitlerinin işaret elemanlarına atanmasından sonra, katlamalı kodlayıcının doğruluk tablosu, bu atamadan ve durum geçiş tablosundan elde edilebilir.

Genişletilmiş işaret uzayının 90° , 180° , 270° faz belirsizlikleri; ilgili kodlayıcı çıkış biti çifti $Y2_n$ $Y1_n$ olan giriş biti çiftini, katlamalı kodlayıcıya uygulamadan önce farksal kodlayarak giderilebilir.

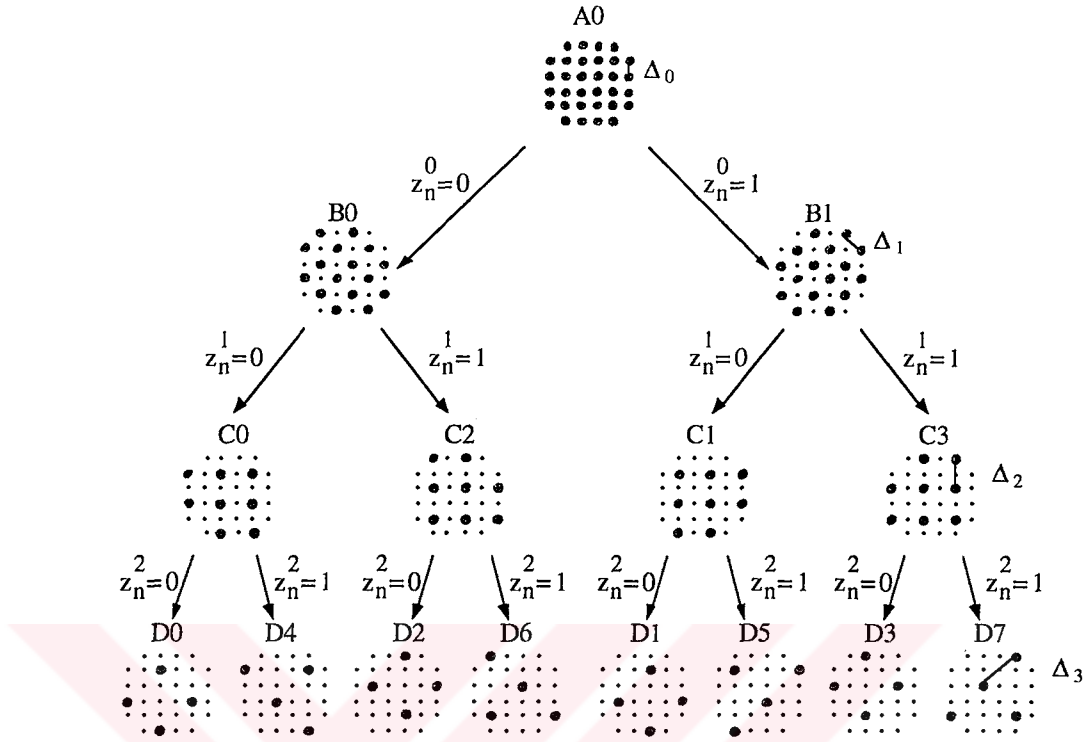
Bu tasarıma bir örnek olarak 32-CR genişletilmiş işaret uzayına sahip, sekiz durumlu bir katlamalı kod verilecektir. Bu kod şu anda, kodlanmış 9600 bit/s iki telli tam çift yönlü sesbantı modem için uluslararası CCITT standartı olarak kullanılmaktadır (V.32 Modem).

3.5. Kafes Yapıda 32-CR İşaretlerin İncelenmesi

3.5.1. 32-CR İşaretler İçin Küme Bölmeleme

Kafes kodlamalı modülasyonda oldukça önemli bir kavram olan küme bölmeleme 32-CR işaret kümesi için Şekil 3.5’de verilmektedir. Burada küme içindeki elemanların uzaklıklarının (Δ_i , $i=0,1 \dots$) büyüyerek artmasına dikkat edilmelidir. Bölmeleme işlemi; $\Delta_{\tilde{m}+1}$ tasarlanmak istenen kodun arzulanan serbest uzaklığından daha büyük veya eşit olana kadar $\tilde{m}+1$ kez yinelenmektedir. Bunun sonucunda, şekildeki gibi $D_0, \dots, D_7$ olarak isimlendirilmiş alt kümeler elde edilir. Bu bölmelemede ağacın dallarının adlandırılması da şekilde gösterilmektedir. Her bir alt kümenin $z_n = [z_n^m, \dots, z_n^0]$ şeklindeki gösterilimi, alt kümenin ağaçtaki yerini yansıtmaktadır.

Bu gösterilimde şu önemli özellik bulunmaktadır. İki alt kümenin gösteriliminde son q tane bit uyuşuyorsa (z_n^q biti hariç), bu iki alt kümenin işaretleri bölmeleme ağacında, q . düzeydeki aynı alt kümenin elemanlarıdır. Aralarındaki uzaklık ise Δ_q ’dur.



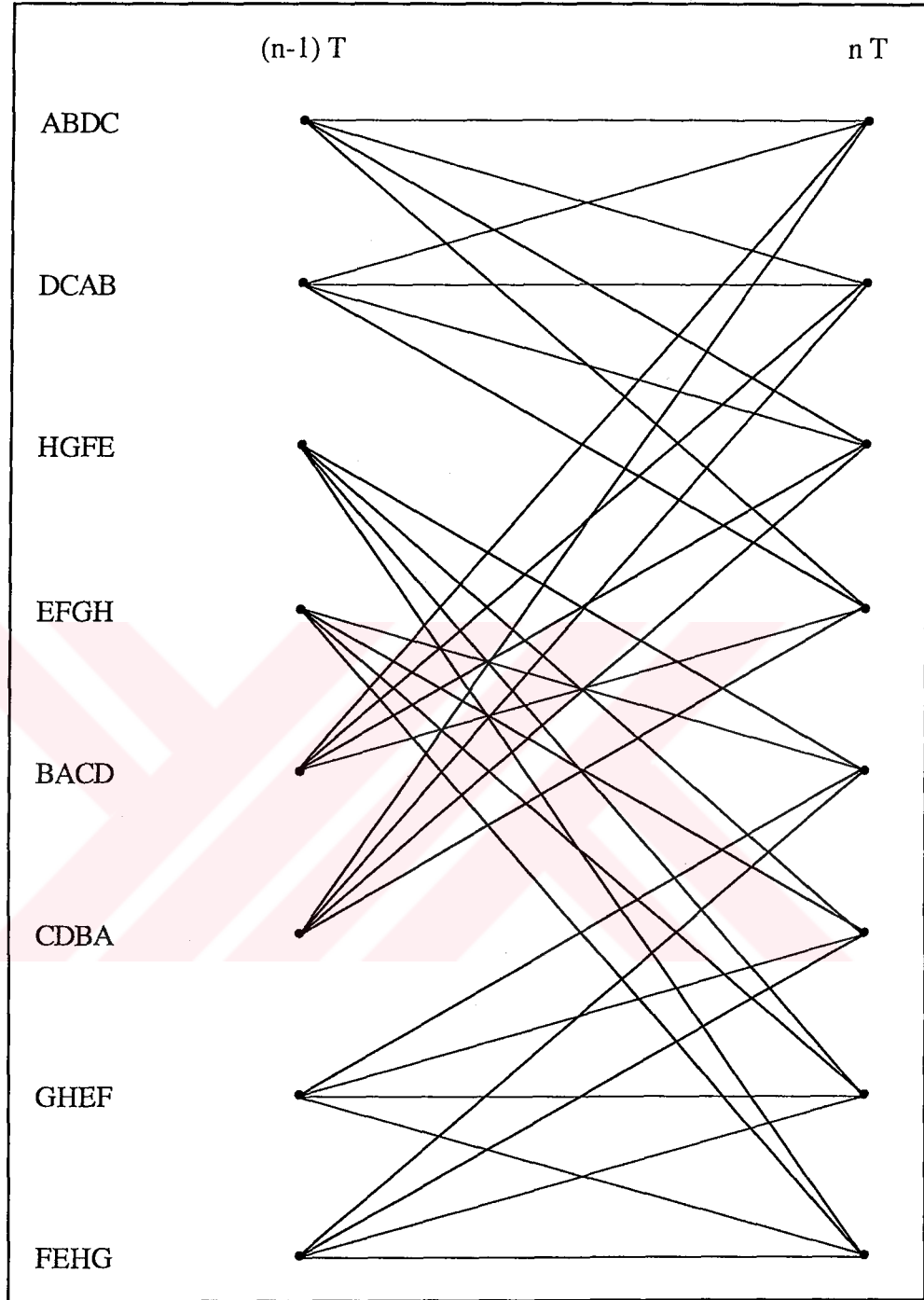
Şekil 3.5: 32-CR işaret yapısında küme bölmeleme

$m-\tilde{m}$ adet kodlanmamış bit ($x_n^m, \dots, x_n^{\tilde{m}+1}$), seçilen alt küme içinden bir işarete karşı düşer. Kafes kodunda alt küme işaretleri $2^{m-\tilde{m}}$ paralel geçiş ile birleştirilmiştir.

3.5.2. 32-CR Dönmeyle Değişmez Katlamalı Kod

Bu alt bölümde, V.32 modem için uluslararası standart olarak kullanılan, 32-CR genişletilmiş işaret uzayına sahip sekiz durumlu bir katlamalı kod tasarımı ele alınmaktadır.

Katlamalı kodlayıcının durumu $W1_n W2_n W3_n$ olarak gösterilsin. 32-CR işaret uzayındaki işaret elemanları A, B, C, D, E, F, G ve H şeklinde sekiz kümeye ayrılsın. Bu koda ilişkin durum geçiş diyagramı Şekil 3.6'da verilmektedir. Bu durum geçiş diyagramı kural C_1 'i sağlamaktadır. Çünkü aşağıda tanımlandığı üzere sadece üç birebir işlev bulunmaktadır. Bu tanımlama ise şu şekilde yapılmaktadır:



Şekil 3.6: Durum geçiş diyagramı

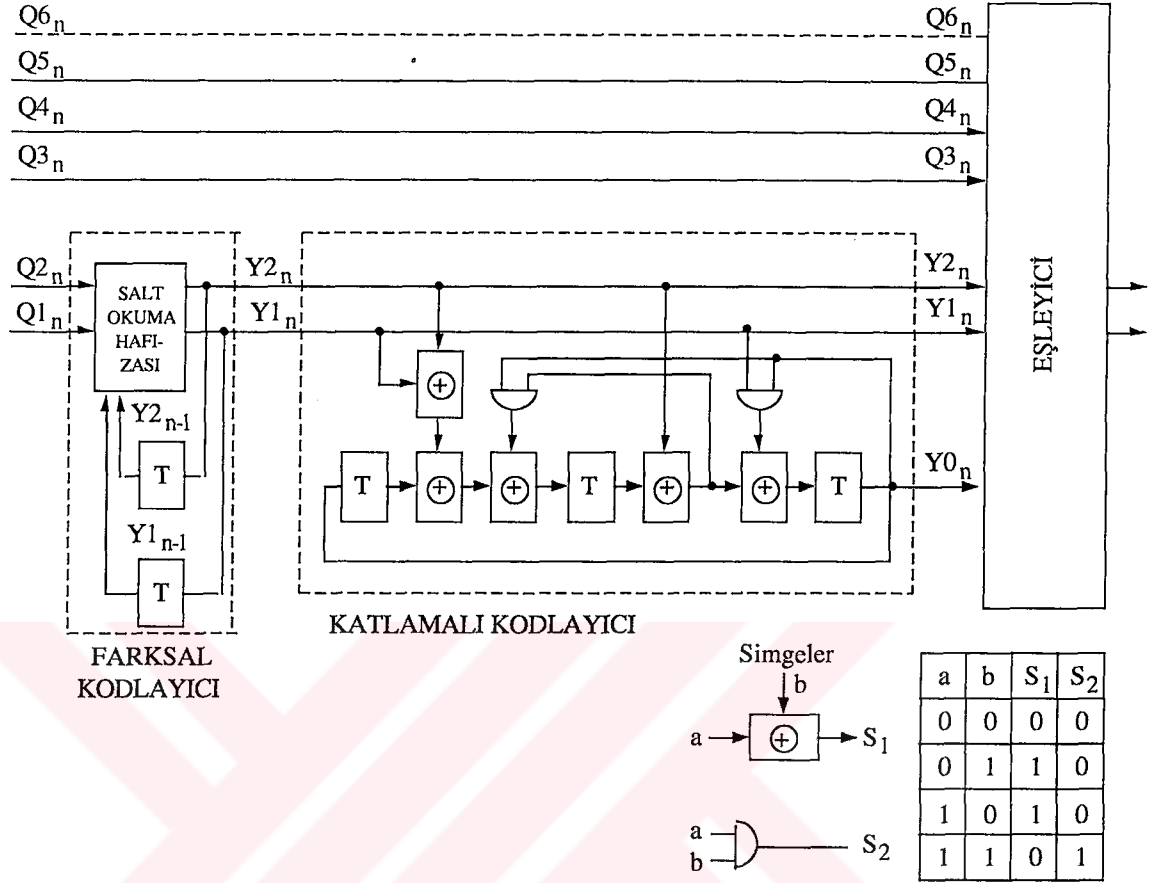
$f_l (W1_n W2_n W3_n)$ durumundan $f_l (W1_{n+1} W2_{n+1} W3_{n+1})$ durumuna ($l = 1,2,3$) geçişlerle ilgili işaret elemanları kümeleri, $W1_n W2_n W3_n$ durumundan $W1_{n+1} W2_{n+1} W3_{n+1}$ durumuna geçişle ilgili işaret elemanı kümesinden tüm işaret elemanlarının saat yönünde sırasıyla 90° , 180° , 270° döndürülmesi ile elde edilir.

Kodlayıcı çıkış bitleri $Y4_n$, $Y3_n$, $Y2_n$, $Y1_n$ ve $Y0_n$ 'in işaret elemanlarına atanması, yukarıda verilen C_2 , C_3 , C_4 kurallarını sağlar. Katlamalı kodlayıcının doğruluk tablosu, Tablo 3.1'deki gibi bulunur. 32-CR işaret uzayının 90° , 180° , 270° faz belirsizliği, $Q2_n$ $Q1_n$ kodlayıcı giriş bit çiftinin farksal olarak kodlanmasıyla giderilebilir. Şekil 3.6'da durum geçiş diyagramı ve Tablo 3.1'de doğruluk tablosu verilen kafes kodlamalı modülatörün yapısı, Şekil 3.7'de verilmektedir.

Tablo 3.1: Katlamalı kodlayıcı doğruluk tablosu

$W1_n$	$W2_n$	$W3_n$	$Y2_n$	$Y1_n$	$W1_{n+1}$	$W2_{n+1}$	$W3_{n+1}$	$Y0_n$
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	1	0	0	1	0
0	0	0	1	0	0	1	0	0
0	0	0	1	1	0	1	1	0
0	0	1	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	1	0	0	1	0
0	0	1	1	0	0	1	0	0
0	0	1	1	1	0	1	1	0
0	1	0	0	0	1	0	0	1
0	1	0	0	1	1	0	1	1
0	1	0	1	0	1	1	0	1
0	1	0	1	1	1	1	1	1
0	1	1	0	0	1	0	0	1
0	1	1	0	1	1	0	1	1
0	1	1	1	0	1	1	0	1
0	1	1	1	1	1	1	1	1
1	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	0	0	1	0
1	0	0	1	0	0	1	0	0
1	0	0	1	1	0	1	1	0
1	0	1	0	0	0	0	0	0
1	0	1	0	1	0	0	1	0
1	0	1	1	0	0	1	0	0
1	0	1	1	1	0	1	1	0
1	1	0	0	0	1	0	0	1
1	1	0	0	1	1	0	1	1
1	1	0	1	0	1	1	0	1
1	1	0	1	1	1	1	1	1
1	1	1	0	0	1	0	0	1
1	1	1	0	1	1	0	1	1
1	1	1	1	0	1	1	0	1
1	1	1	1	1	1	1	1	1

90° , 180° , 270° faz belirsizliği olan genişletilmiş işaret uzayına sahip 90° dönmeyle değişmez geribeslemeli katlamalı kodun tasarımı aşağıdaki gibi özetlenebilir:



Şekil 3.7: V.32 Kafes kodlu modülatör yapısı

Adım 1- n. adımda kodlayıcı durumu $W1_n, W2_n, \dots, WP_n$ olarak gösterilsin. Burada $WI_n, I=1,2, \dots, P$ ikili düzende bir değişkendir ve kodlayıcı giriş biti olması gerekmez. $m/m+1$ oranlı katlamalı kodlayıcı, tüm kodlayıcı giriş bitlerinin doğrudan kodlayıcı çıkışına taşınacağı biçimde tasarlansın.

Adım 2- k, birden büyük bir tamsayı olmak üzere, genişletilmiş işaret uzayının 2^{m+1} işaret elemanı 2^{k+1} kümeye bölmelensin.

Adım 3- Kodlayıcı durum geçişleri seçilir ve Adım 2’de elde edilen işaret elemanı kümeleri bu kodlayıcı durum geçişlerine atanır. Seçme ve atama işlemi o şekilde yapılmalıdır ki, geçerli işaret elemanı dizileri arasındaki en küçük Öklid uzaklığı artsın.

Adım 4- Kodlayıcı çıkış bitleri; C_2, C_3 ve C_4 kurallarına uygun olarak işaret elemanlarına atanır.

Adım 5- Adım 3’de elde edilen durum geçiş diyagramı ve adım 4’te bulunan işaret uzayı eşlemesi ile katlamalı kodlayıcının doğruluk tablosu bulunur.

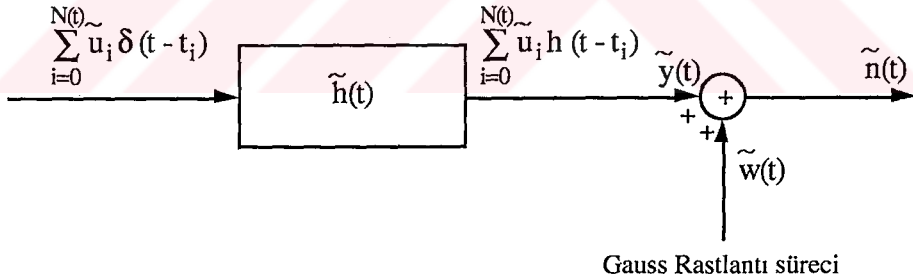
Adım 6- Bir farksal kodlayıcı seçilir. Farksal kodlayıcının tanımında gerekli olan bir bit çiftinin dört elemanlı dizisi, kural C_4 ’te tanımlanan dizilerden herhangi biridir.

Adım 7- Q_{2n} Q_{1n} kodlayıcı giriş bit çiftine adım 6’da seçilen farksal kodlama işlemi katlamalı kodlayıcıdan önce uygulanır.



BÖLÜM 4. V.32 MODEM BENZETİM ÇALIŞMASINDA ELE ALINAN İMPULSİF GÜRÜLTÜNÜN TANITIMI

Burada V.32 Modemin Gauss ve impulsif gürültülü ortamda benzetim çalışmasında ele alınacak impulsif gürültünün modellenmesi ve elde edilmesi açıklanmaktadır. Gauss ve impulsif gürültünün birlikte gösterildiği blok diyagram Şekil 4.1’de verilmektedir. Aşağıda incelenecek modelin temeli de bu blok diyagramına dayanmaktadır.



Şekil 4.1: İmpulsif gürültünün üretilmesi ve toplam gürültünün elde edilmesi

4.1. V.32 Modem Benzetim Çalışmasında Ele Alınan İmpulsif Gürültü Modeli

Doğal olarak varolan ve insan yapımı olan olayların çeşitliliği impulsif gürültü davranışını ortaya koyar. İletişim sistemlerinde impulsif gürültüye neden olan olaylara; ELF-VLF bantında çalışan kanalların atmosferik boşalmaya uğramaları, büyük yerleşim alanlarında; HF, VHF ve UHF’yi içine alan radyo frekans bantlarında insanların oluşturduğu etkenler, kablolu iletişimde gök gürültüsü ve anahtarlamanın

oluşturduğu etki gibi bir çok olay örnek verilebilir. İmpulsif gürültü, aynı zamanda, optikle ilgili alıcılarda olduğu gibi bazı iletişim sistemleri içinde doğal olarak oluşmaktadır. Standart veya tek bir tanımı bulunmadığından, “impulsif” sözcüğü, genel bir sözcük olarak kullanılmaktadır. Genellikle, sistem zaman sabitlerini aşan geliş zamanlarında, sivri uçlu darbeler olarak görünmektedirler.

Tüm bu anlatılanların ışığında, benzetim düzeneğinde kullanılacak impulsif gürültü kaynaklarını modellemeyi amaçlıyoruz. Pratikte, parametrelerdeki küçük sayısal değişimler ile, çeşitli gürültü kaynaklarının davranışlarını gösterebilen, basit tek bir modele sahip olmak arzu edilir. Aşağıda böyle bir model gösterilmektedir. $\tilde{y}(t)$; impulsif gürültü sürecinin, kompleks eşdeğer alçak geçiren karşılığı;

$$\tilde{y}(t) = \tilde{u}(t) * \tilde{h}(t) \quad (4.1)$$

olarak gösterilebilir [1]. Buradaki $\tilde{u}(t)$ ifadesi; kompleks nokta süreci olup, sürücü süreç olarak da adlandırılabilir.

$$\tilde{u}(t) = \sum_{i=0}^{N(t)} \tilde{u}_i \cdot \delta(t-t_i) \quad (4.2)$$

Burada; $\tilde{u}_i = u_{ci} - j u_{si}$ bağımsız benzer dağılımlı rastlantı değişkenleri, bir kompleks dizidir. $\{t_i\}$; darbe geliş zamanları olup, genel olarak $N(t)$ sayma süreci ($t \geq t_0$) ile belirtilmektedir. Burada, uyum için $N(t_0)=0$ varsayılmaktadır. $\delta(\cdot)$ ise; dirac-delta işlevidir.

$$\tilde{h}(t) = h_c(t) - j h_s(t) \quad (4.3)$$

Her bir darbenin biçimini kontrol etmek üzere kullanılmaktadır. Bu, gerçek alıcının impuls yanıtı veya sadece bir kuramsal gösterilim olarak düşünülebilmektedir.

Yukarıda belirttiğimiz $\tilde{u}_i$ impuls katsayıları, aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\tilde{u}_i = u_{ci} - j u_{si}$$

$$\begin{aligned} &= u_i \cdot \cos \varnothing_i - j u_i \cdot \sin \varnothing_i \\ &= u_i \cdot (\cos \varnothing_i - j \sin \varnothing_i) \end{aligned} \quad (4.4)$$

Tanımlanan sürecin bu bölümü; u_i ve $\varnothing_i$ 'nin olasılık kanunlarını açıkça belirtmek içindir. Burada u_{ci} ve u_{si} , i . darbe genliklerinin dik bileşenleridir. u_i ; bağımsız benzer dağılımlı pozitif rastlantı değişkenleri dizisidir. Burada verilen modelde; $[-\pi, \pi]$ aralığı üzerinde aynı dağılımlı olduğu varsayılan $\varnothing_i$ 'de bir diğer bağımsız benzer dağılımlı rastlantı değişkenleri dizisidir. u_i ve $\varnothing_i$ 'nin birbirinden bağımsız olduğu varsayılmaktadır. u_i ; Bölüm 1'de verildiği gibi, Log-Normal veya Power-Rayleigh dağılımından birinin seçilmesiyle verilebilmektedir. Burada ise gözönüne alacağımız dağılım şekli; Log-normal dağılımdır. Log-normal dağılım;

$$f_u(u) = \frac{1}{(2\pi)^{1/2} \sigma_u u} \cdot \exp \left[-\frac{(\ln u - \mu)^2}{2 \sigma_u^2} \right] \quad (4.5)$$

genel şekliyle de verilebilmektedir. Bunun ortalama ve varyansını da sırasıyla aşağıdaki gibi verebiliriz:

$$\begin{aligned} m &= \exp [\mu + \sigma_u^2/2] \\ s^2 &= e^{2\mu} [e^{2\sigma_u^2} - e^{\sigma_u^2}] \end{aligned} \quad (4.6)$$

Log-normal dağılımı karakterize etmede oldukça kullanışlı bir parametre olan, V_d parametresini, burada bir kez daha anımsayalım.

$$V_d = 10 \log_{10} \frac{E \{u^2\}}{E^2 \{u\}} = 4.34 \sigma_u^2 \quad (4.7)$$

Bu parametre, literatürde, eğim parametresi olarak da adlandırılabilir.

Bu modelde, eğer X gelişler arasındaki rastlantısal zaman değişkeni ise X 'in olasılık yoğunluk işlevi;

$$f_x(x) = \frac{(x)^{v-1}}{\Gamma(v) \cdot \beta} \cdot \exp(-x/\beta) \quad (4.8)$$

olarak alınabilir. Burada $\Gamma(\cdot)$; gamma işlevini göstermektedir. $x \geq 0$, $v \geq 0$ ve $\beta = (v\lambda)^{-1}$ olarak alınmaktadır. λ ; birim zaman başına ortalama darbe sayısıdır. Bu gösterilim oldukça esnekler. Örneğin, $v=1$ olarak alındığında, aşağıdaki gibi üstel bir dağılıma ulaşılmaktadır.

$$f_x(x) = \lambda \cdot e^{-\lambda x} \quad (4.9)$$

Eğer $v \rightarrow \infty$ ise, (4.8) ifadesi; periyodik fonksiyona yaklaşır.

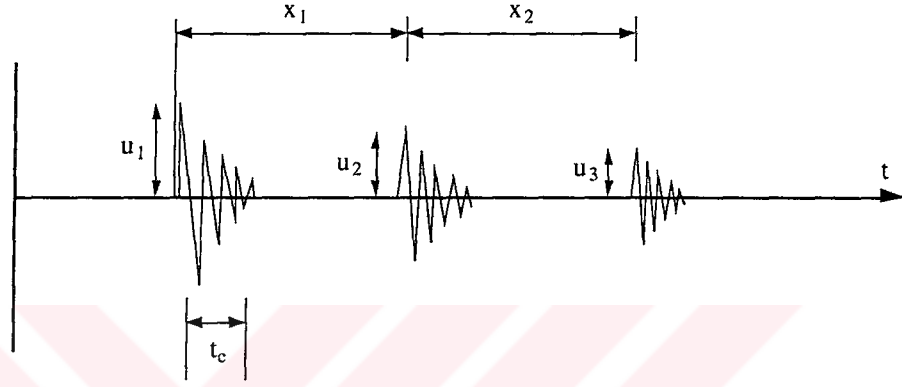
$$f_x(x) = \delta(x - \lambda^{-1}) \quad (4.10)$$

(4.9) ifadesi; Poisson süreci için gelişlerarası zamanları tanımlar. Burada, (4.1) ve (4.2) ifadeleri, (2.2) bölümünde anlatılan impulsif gürültü sürecinin özel bir durumunu göstermektedir. (4.5) ve (4.8) ifadelerindeki dağılımları üretme metotları aşağıda verilmektedir.

Tablo 4.1: İmpulsif gürültü modeli için bazı darbe biçimleri, $h(t)$ 'nin sanal veya gerçel bölümü

Temel Darbe Biçimi Oluşumu	Birim Tepe Yüksekliği İçin A katsayısı	Birim Saha İçin A katsayısı
$A \cdot e^{-at} \cdot u_{-1}(t)$	1	a
$A \cdot \frac{e^{-at}}{w} \sin wt \cdot u_{-1}(t)$	$w \cdot e^{\pi a/2w}$	$\frac{a^2 + w^2}{w}$
$A \cdot e^{-at} \cos wt \cdot u_{-1}(t)$	1	$\frac{a^2 + w^2}{a}$
$A \cdot p_T(t)$	1	T^{-1}

Bu model için, geriye sadece darbe biçimini açıkça belirtmek kalır. Bu da (4.1) ve (4.2) ifadelerinin gözönünde bulundurulmasıyla, $\tilde{h}(t)$ tarafından verilmektedir. Gözlemlere uygun olarak herhangi bir yeterli biçim kabul edilebilir. Bunların dördü Tablo 4.1’de gösterilmektedir. Burada, temel darbe biçimleri, benzetim çalışmalarındaki kullanımlarına uygun olarak verilmektedir. Şekil 4.2’de ise model çıkışının genel görünüşü gösterilmektedir.



Şekil 4.2: Tipik impulsif gürültü davranışı

Şekil 4.2’de $x_1, x_2, \dots$; rastlantısal darbe gelişleri arasındaki zamanları, $u_1, u_2, \dots$; rastlantısal darbe genliklerini, t_c ise; darbe süresini göstermektedir.

İmpulsif gürültünün tamamlanan tanımı, doğrusal süzgecin yanıtını $\tilde{h}(t) = h_c(t) - j h_s(t)$ tam olarak belirtmeyi gerektirir. $h_c(t) = h_s(t) = h_0(t)$ varsayılarak, Tablo 4.1’den $h_0(t)$ için uygun karakteristik darbe biçimi seçiminin yapılmasıyla süzgeçleme işlemi gerçekleştirilmektedir [32]. Burada; $u_1(t)$ ’nin birim adım işlevi ve a ’nın da gecikme sabiti olduğu bilinmektedir.

Bu model, benzetim çalışması için yeterlidir. Bununla birlikte, impulsif gürültünün varlığıyla standart alıcı yapılarının başarımlarının oldukça etkilendiği gösterilebilmektedir. Bu davranış, ısı gürültü-impulsif gürültü oranına ve impulsif gürültü parametrelerine bağlı olduğundan kolaylıkla tanımlanamaz. Bölüm 2’de de anlatıldığı gibi, impulsif gürültü altında standart alıcı yapılarından (AWGN), daha verimli olan doğrusal olmayan alıcı yapıları da vardır.

4.2. Log-Normal Dağılım

Yukarıda, impulsif gürültünün modellenmesinde u_i 'nin Log-normal veya Power-Rayleigh dağılımlarından herhangi biri ile verilebileceği belirtilmişti. Burada, Log-normal dağılım genel hatları ile tanıtılacaktır.

İletişim sistemlerinin istatistiksel analizlerinde, Log-normal olasılık işlevleri ile karşılaşılmaktadır. Normal dağılımla ilişkili olan bu dağılımdaki rastlantı değişkenleri, yalnızca pozitif değerli varsayılır.

Eğer bir X sürekli değişkeninin x' 'nden küçük veya eşit olma olasılığı,

$$P(X \leq x') = F(x') = \int_{-\infty}^{x'} f(x) dx \quad (4.11)$$

biçiminde verilirse, olasılık yoğunluk işlevi;

$$\begin{cases} f_x(x) = 0 & , x \leq 0 \text{ için} \\ f_x(x) = \frac{1}{(2\pi)^{1/2} \cdot \sigma \cdot x} \exp \left[-\frac{(\ln x - \mu)^2}{2\sigma^2} \right] & , x > 0 \text{ için} \end{cases} \quad (4.12)$$

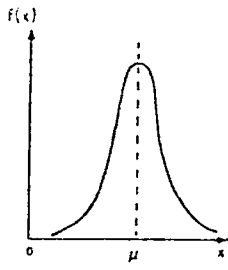
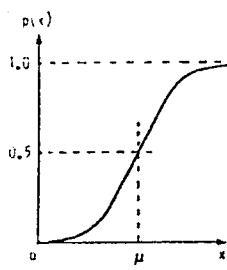
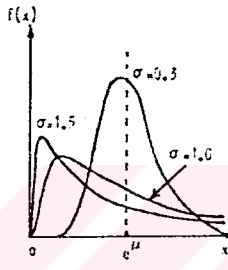
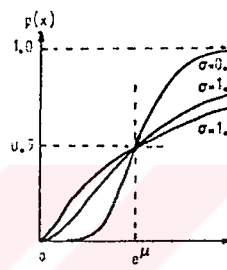
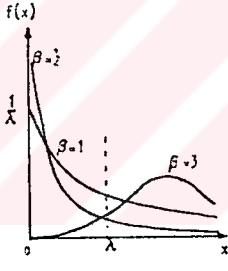
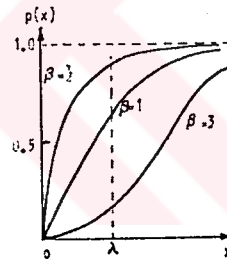
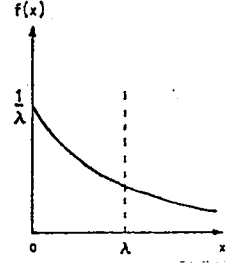
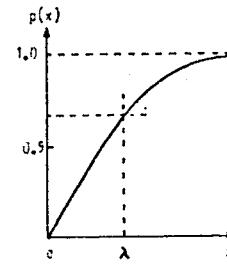
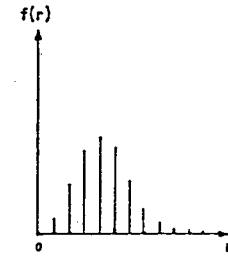
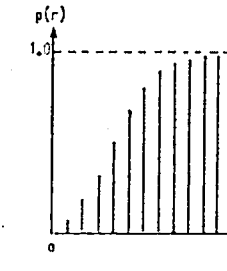
şeklinde ifade edilmektedir. Burada;

$$\ln x \equiv \log_e x, \quad -\infty < \mu < \infty, \quad \sigma > 0$$

ilişkileri geçerlidir. Bu durumda X 'in log-normal dağılıma sahip olduğu söylenir. Başka bir deyişle, eğer $\ln x$; $\mu \equiv \ln \xi$ ortalamalı ve σ^2 varyanslı normal dağılım ise, X değişkeni log-normal dağılıma sahiptir [33].

(4.11) dağılımına sahip X değişkeni ile ilgili bazı özellikleri de şöyle belirtebiliriz:

Tablo 4.2: Olasılık Dağılım İşlevleri

	Olasılık Yoğunluk İşlevi	Olasılık Dağılım İşlevi
Normal		
Log - Normal		
Gamma		
Üstel		
Poisson		

X'in modu	: $\exp [\mu - \sigma^2] = e^{\mu - \sigma^2}$
X'in medianı	: $e^{\mu} = \xi$
X'in ortalaması	: $\exp [\mu + \sigma^2/2] = e^{\mu + \sigma^2/2}$
X'in varyansı	: $e^{2\mu + \sigma^2} (e^{\sigma^2} - 1)$

$x=0$ civarında X'in k. momenti $\exp [k\mu + 1/2 k^2 \sigma^2]$ 'dır. Dağılım pek üretken olmayıp, σ 'nın büyüyen değerleri ile hızla bükülmektedir.

(4.11)'deki ifade logaritmik kağıda çizildiği zaman (logaritmik ölçek; apsis, normal olasılık ölçeği; ordinat olarak), toplam dağılım eğrisi, düz bir çizgi olarak görünür. Eğimi ise; σ parametresine bağlı olup, σ 'nın küçük değerlerinde eğim büyümektedir.

Log-normal dağılımın; diğer dağılımlarla karşılaştırılması açısından; olasılık dağılım işlevleri ve olasılık yoğunluk işlevlerinin eğrileri Tablo 4.2'de gösterilmektedir [34].

4.3. Üstel Dağılımın Dönüşüm Yöntemi ile İncelenmesi

İletişim sistemlerinin bilgisayar benzetimi, rastgele sayıların (veya dizilerin), istenen olasılık dağılımları ile üretimini kapsar. Burada sadece impulsif gürültünün üretimi aşamasında gerekli olan rastgele sayı üretme yöntemi ele alınacaktır.

(4.9) ifadesi, impulsif gürültünün gelişleri arasındaki zamanları Poisson süreci için tanımlamaktadır. Poisson sürecinin benzetimini yapmak üzere, bağımsız üstel dağılımlı rastlantı değişkenlerinin örneklerini kullanan gelişlerarası zamanların benzetimini de yapabiliriz [31]. Bu nedenle impulsif gürültünün gelişleri arasındaki zamanları (dolayısıyla geliş zamanlarını) belirlemek üzere (4.9) ifadesindeki üstel dağılımın, dönüşüm yöntemine (analitik olarak) göre incelenmesi yeterli olacaktır. Şimdi dönüşüm yöntemini temel kavramları ile ele alabiliriz.

Düzgün rastlantı değişkeni V'ye basit bir dönüşüm uygulanmasıyla, aşağıdaki gibi keyfi olasılık yoğunluk işlevi ($f_z(z)$)'e sahip Z rastlantı değişkenini üretebiliriz:

$$Y = F_z(Z) \quad (4.13)$$

dönüşümünü düşünelim. Burada $F_z(z)$; Z rastlantı değişkeninin olasılık dağılım işlevidir. Y 'nin $[0, 1]$ aralığında düzgün dağılıma sahip olduğu bilinmektedir.

Y düzgün olasılık yoğunluk işlevine sahip olmak üzere, $Z = F_z^{-1}(Y)$ ifadesinin kullanımı ile Z 'nin üretimi aşağıdaki sırada gerçekleştirilmektedir.

1. $[0, 1]$ aralığında düzgün dağılımlı V 'yi üret.
2. Çıkış $Z = F_z^{-1}(V)$ olur. Z ; $f_z(z)$ olasılık yoğunluk işlevine sahiptir.

Eğer olasılık dağılım işlevi ve Z 'nin olasılık dağılım işlevinin tersi kapalı biçimde ifade edilebiliyorsa, o zaman dönüşüm yöntemindeki ikinci adımı yerine getirmek kolaydır. Yoksa hem $F_z(\cdot)$ ve hem de $F_z^{-1}(\cdot)$ 'i sayısal yöntemler kullanılarak hesaplamak gerekir. $F_z(z)$; $f_z(z)$ 'in sayısal integrasyonu ile bulunur ve değerler bir tabloya doldurulur. $F_z^{-1}(V)$ ise; $F_z(z)$ 'nin tablo değerleri üzerinde yapılan araştırmalar ve ara değerlerin bulunmasıyla elde edilebilmektedir.

Şimdi, dönüşüm yöntemini kullanarak üstel olarak dağılmış rastlantı değişkenlerini üretmek üzere bir algoritma bulalım. Burada;

$$f_z(z) = \lambda \cdot \exp(-\lambda z)$$

ve

$$F_z(z) = 1 - e^{-\lambda z}$$

olarak üstel dağılım ifadeleri verilmektedir. Bu nedenle $V = F_z(Z)$ 'den,

$$V = 1 - \exp(-\lambda Z)$$

veya

$$Z = (-1/\lambda) \cdot \ln(1-V)$$

ifadesi üretilir. Eğer V ; $[0, 1]$ aralığında düzgün ise; o zaman $(1-V)$ 'nin de $[0, 1]$ aralığında düzgün olduğu kolayca görülür. Bu nedenle, çıkarma işlemi, aşağıdaki ifadenin kullanılmasıyla da korunabilmektedir.

$$Z = (-1/\lambda) \cdot \ln V$$

Rastgele sayı dizileri birbirleriyle özdeş olmayacak, fakat istatistiksel olarak eşdeğer olacaktır.

Sonuç olarak, üstel dağılmış rastlantı değişkeni üretmek için algoritmayı şöyle verebiliriz:

1. V 'yi üret
2. $Z = - (1/\lambda) \cdot \ln (1-V)$ veya $Z = - (1/\lambda) \cdot \ln V$

ifadesini hesapla.

4.4. V.32 Modem Benzetim Çalışmasında Ele Alınan İmpulsif Gürültünün Bilgisayarda Üretimi

Burada, (4.1) bölümünde verilen impulsif gürültü modeline uygun olarak bilgisayarda impulsif gürültünün üretimi adım adım açıklanacaktır. Yeri geldiğinde, bilgisayarda tanımlanan değişkenlerin, modelde gösterilen karşılıkları da verilecektir. İmpulsif gürültünün üretilmesine ilişkin genel blok diyagramı da Şekil 4.1'de gösterilmektedir.

İlk önce RN Gauss dağılımlı rastlantı değişkenleri üretilmektedir. Aşağıda yapılan işlemler doğrultusunda, Gauss dağılımlı değişkenlerin $\exp(.)$ değerleri alınarak RZ log-normal dağılımlı değişkenler elde edilmektedir. Modelde RZ'e karşılık olarak, (4.5) ifadesinde verilen u_i gelmektedir.

$$RN = \ln RZ$$

$$e^{RN} = e^{\ln RZ}$$

$$e^{RN} = RZ$$

$$RZ = \exp(RN)$$

Log-normal dağılımlı değişkenler dizisi elde edildikten sonra, bunlardan istatistiksel bağımsız olarak $[-\pi, \pi]$ aralığında düzgün dağılmış TETA2 bağımsız benzer dağılımlı rastgele değişkenler dizisi üretilir. Bunun için de, bilgisayarda $[a, b]$ aralığında düzgün dağılmış rastgele sayıların üretimi için kullanılan

$$TETA2 = a + (b-a) RND$$

ilişkisinden yararlanılmaktadır. Modelde TETA2, $\emptyset_i$ olarak gösterilmektedir. Sırada ZRZR, ZRZI darbe katsayılarının dik bileşenlerinin elde edilmesi vardır. Bunun için de, (4.4) ifadesinden yararlanılır. ZRZR ve ZRZI; TTSA aralığındaki (benzetim çalışmasının yapıldığı aralık) her işaretleşme anı için hesaplanmaktadır. Modelde; darbe katsayısı olarak $\tilde{u}_i$, darbe katsayısının dik bileşenleri olarak da, sırasıyla, u_{ci} ve u_{si} yer almaktadır.

Diğer bir aşama, impulsif gürültünün gelişleri arasındaki süreyi belirten T değerini bulmaktır. Bunun için (4.3) başlığı altında verilen dönüşüm yönteminden yararlanılır. Bunun için de modelde verilen (4.9) üstel ifadesinden yola çıkılır. Benzetimin bu aşamasındaki LAMDA terimi, modelde λ olarak karşımıza çıkar. Birim zamandaki ortalama darbe sayısını veren LAMDA değeri; ülkelere, iklimlere, impulsif gürültünün tipine göre değişebilmektedir. Benzetim çalışmalarında LAMDA değeri isteğe bağlı olarak alınabilmesine rağmen, ortalama olarak 11 alınmıştır [4]. İmpulsif gürültünün gelişleri arasındaki T zamanı bulunduğundan sonra, kullanılan programlama diline ait programlama bilgileri kullanılarak, NT sayma süreci, TSON son darbenin geliş anı ve TI darbelerin geliş anları bulunabilmektedir. Modelde T, NT ve TI sırasıyla; X , $N(t)$ ve t_i olarak karşımıza çıkar. Daha sonra TI darbe geliş anlarının; N değişkenine atanarak, işaretleşme anlarına karşı düşmesi sağlanmaktadır. Bunun sonucunda, her bir işaretleşme anı için hesaplanan ZRZR ve ZRZI darbe katsayısı dik bileşenlerinden, impulsif darbelerin geldiği işaretleşme anlarındaki değerleri alınarak, ZR ve ZI bileşenlerine atanır. Böylece, impulsif darbelerin ortaya çıktığı rastgele anlardaki darbe katsayısının dik bileşenlerini ZR ve ZI olarak elde ederiz.

Buraya kadar, impulsif gürültü darbelerinin ortaya çıkış anları ve bu anlardaki impulsif katsayıların dik bileşenlerinin bulunması açıklanmıştır. Bundan sonra ise; impulsif gürültünün darbe sayısı, darbe süresi, darbenin biçimlendirilmesi ile ilgili bilgiler verilerek, impulsif gürültünün bilgisayarda üretilmesi konusu tamamlanacaktır. Fakat daha önce aşağıdaki açıklayıcı bilgileri vermekte yarar vardır.

TTSA benzetim çalışması aralık değeri 1 olarak alınmaktadır. Bu değer, zaman biriminde 1 sn olarak varsayılmaktadır. Benzetim çalışması V.32 Modem üzerinde yapılacaktır. Burada saniye’de 2400 simge gönderilebildiği bilinmektedir. Buna göre, $TTSA=1$ olduğu benzetim çalışması aralığında; 2400 simge gönderilebildiği ve simge süresinin de $T_s = 1/2400$ sn olduğu görülmektedir.

İmpulsif gürültünün darbe süresi, bu bilgiler ışığında daha kolay anlaşılmaktadır. İmpulsif gürültü darbe süresi; literatürde çok değişik değerler almasına rağmen, buradaki benzetim çalışmasında, impulsif gürültü darbesinde var olan sivri uç sayısının artırılıp, azaltılmasıyla doğrudan ayarlanabilmektedir. Genel olarak, DSL (sayısal abone hatları)’de 50 μ sn’lik süreye yayılan impulsif gürültünün 10 simgeyi kapsadığı, bu sürenin daha da uzayabileceği ifade edilmektedir [35]. Buna göre şunu belirtebiliriz ki, impulsif gürültü darbe süresi, T_s simge süresiyle orantılı değerler şeklinde değişmektedir.

Şimdi bu bilgiler doğrultusunda, impulsif gürültünün bilgisayarda üretimini incelemeye devam edebiliriz. IGSAY; bir benzetim çalışması aralığında (TTSA), ortaya çıkan darbe sayısını vermektedir. Burada, ortaya çıkan darbelerin sonuncusu, süre olarak (TTSA)’yı aşarsa, benzetim çalışmasına etkisi dikkate alınmamaktadır. Aynı anda iki impulsif gürültü darbesinin varolması durumunda ise, her ikisinin de etkisi dikkate alınır. IGADET, bir impulsif gürültü darbesinde ortaya çıkan sivri uç sayısını verir. Bu da impulsif gürültü darbe süresinin doğrudan bulunmasını sağlar. Daha sonra impulsif gürültü darbelerinin çıkış anlarından başlamak üzere, kaç sivri ucu kapsıyorsa, o kadar simge üzerine etkimeleri sağlanır.

Elde edilen impulsif gürültü darbelerinin biçimlerinin kontrol edilmesiyle, impulsif gürültünün bilgisayarda üretim işlemi sona ermektedir. Bu son aşama için;

Tablo 4.1’de impulsif gürültü modeli için verilen darbe biçimlerinden, (4.1) ifadesi yardımıyla yararlanılmaktadır. Şimdi bu ifadeyi, tablodan aldığımız $\tilde{h}(t) = A \cdot e^{-at}$ darbe biçimi örneği için açarak, bilgisayarda impulsif gürültünün üretim aşamasında kullanılacak şekline getirebiliriz. Burada $\tilde{h}(t)$ ’nin, $\tilde{h}(t) = h_c(t) - j h_s(t)$ şeklinde olduğu da unutulmamalıdır. Buna göre;

$$\begin{aligned}
 \tilde{y}(t) &= \tilde{u}(t) * \tilde{h}(t) \\
 &= \sum_{i=0}^{N(t)} \tilde{u}_i \delta(t - t_i) * \tilde{h}(t) \\
 &= \sum_{i=0}^{N(t)} \tilde{u}_i \tilde{h}(t - t_i) \\
 &= \sum_{i=0}^{N(t)} (u_{ci} - j u_{si}) \cdot (h_c(t - t_i) - j h_s(t - t_i)) \\
 &= \sum_{i=0}^{N(t)} \left\{ u_{ci} \cdot h_c(t - t_i) - j u_{ci} \cdot h_s(t - t_i) - j u_{si} \cdot h_c(t - t_i) - u_{si} \cdot h_s(t - t_i) \right\} \\
 &= \sum_{i=0}^{N(t)} \left\{ u_{ci} \cdot h_c(t - t_i) - u_{si} \cdot h_s(t - t_i) \right\} \\
 &\quad - j \sum_{i=0}^{N(t)} \left\{ u_{ci} \cdot h_s(t - t_i) + u_{si} \cdot h_c(t - t_i) \right\}
 \end{aligned}$$

açılımı elde edilmektedir. Burada (4.1) başlığı altında verilen bilgilere göre $h_0(t - t_i) = h_c(t - t_i) = h_s(t - t_i) = A \cdot e^{-a(t - t_i)}$ alınır, sonuç açılım aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\begin{aligned}
 \tilde{y}(t) &= \sum_{i=0}^{N(t)} \left\{ [u_{ci} - u_{si}] \cdot h_0(t - t_i) \right\} - j \sum_{i=0}^{N(t)} \left\{ [u_{ci} + u_{si}] \cdot h_0(t - t_i) \right\} \\
 &= \sum_{i=0}^{N(t)} \left\{ [u_{ci} - u_{si}] \cdot A \cdot e^{-a(t - t_i)} \right\} - j \sum_{i=0}^{N(t)} \left\{ [u_{ci} + u_{si}] \cdot A \cdot e^{-a(t - t_i)} \right\} \\
 &= A \cdot \sum_{i=0}^{N(t)} \left\{ [u_{ci} - u_{si}] \cdot e^{-a(t - t_i)} \right\} - j A \cdot \sum_{i=0}^{N(t)} \left\{ [u_{ci} + u_{si}] \cdot e^{-a(t - t_i)} \right\}
 \end{aligned}$$

Şimdi ise modeldeki gösterilimlere uygun olarak yazılan yukarıdaki ifadeyi, bilgisayardaki programlama dilinde kullanılan karşılıkları ile yazabiliriz. Bunun için yukarıdaki ifade dik bileşenlerine ayrılmış gibi varsayılarak, toplamdaki bir terim için aşağıdaki eşitliklerle verilmektedir. Üstel ifadenin içinin 2400'e bölünmesiyle de, normalizasyon işlemi yerine getirilmektedir. Buna göre;

$$ZRX = Aaa . [ZR - ZI] . EXP [- (aa/2400) . (NX - N)]$$

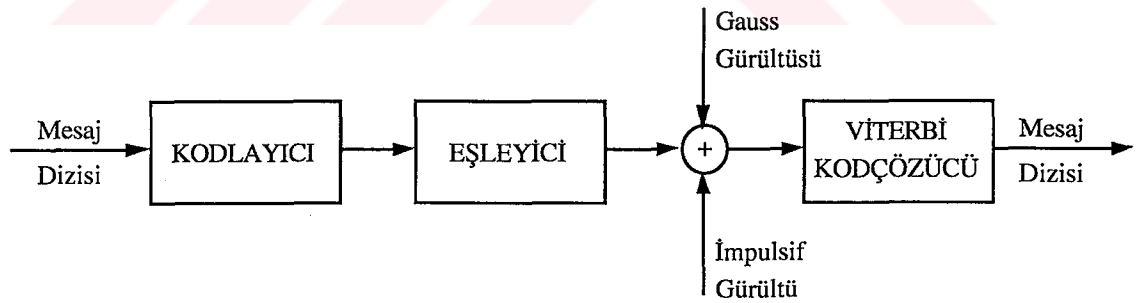
$$ZIX = Aaa . [ZR + ZI] . EXP [- (aa/2400) . (NX - N)]$$

olarak gösterilebilir. ZRX ve ZIX ifadeleri, impulsif gürültünün dik bileşenleridir.

Son olarak da, bilgisayar programında oluşturulan bir kontrol mekanizması ile, her bir işaretleşme anında impulsif gürültünün etkisinin olup olmadığı kontrol edilerek, impulsif gürültünün ortaya çıkış anlarında; IZRT ve IZIT olarak iletilen işarete eklenirler.

BÖLÜM 5. GAUSS VE İMPULSİF GÜRÜLTÜLÜ ORTAMDA V.32 MODEM BAŞARIMININ BİLGİSAYAR BENZETİMİ İLE İNCELENMESİ

Gauss ve impulsif gürültülü kanal için benzetim modelinin blok diyagramı Şekil 5.1’de verilmektedir. Bu benzetim modeli için gerekli V.32 Modem tasarımı ve impulsif gürültünün modellenerek bilgisayarda üretilmesi ile ilgili bilgiler daha önce verilmiştir. Bu bilgilerin biraraya getirilerek, benzetim çalışmasında kullanılışı ise, aşağıda incelenecektir.



Şekil 5.1: Gauss ve İmpulsif gürültülü kanal benzetim modeli

5.1. Benzetim Modelinin Tanıtılması

Burada, şimdiye kadar verilen konuların biraraya getirilmesi sonucu ortaya çıkan benzetim modelinin kuruluşu, bilgisayarda yazılan programdan da yararlanılarak adım adım anlatılacaktır. Programlar arasındaki farklılıklar ise, ayrı bir başlık altında belirtilecektir.

Benzetim modelinin kuruluşundan önce, kısaca programın işleyişinden bahsedelim: Programa, değişken parametre değerleri INPUT olarak girilmiştir. Eşleyici, paralel durum geçişleri, geçişlere karşı düşen kanal işaretleri gibi V.32 modemin tasarımında gerekli tüm bilgiler ise DATA olarak girilmiştir. Daha sonra ise programın genel işleyişi başlamaktadır. Burada her benzetim çalışması aralığı için, bu aralık boyunca impulsif gürültü dik bileşenleri üretilerek, çıktığı anlarla birlikte saklanmıştır. Ardından 10 adımlık kod derinliği için dörder bitlik gruplar halinde toplam BS=40 bitlik rastlantısal mesajlar üretilerek, kanala gönderilmekte, kanalda Gauss gürültüsü ve impulsif gürültü eklenerek, bu 40 bitlik, 10 adet simgeye denk gelen dizi alıcıya gönderilir. Burada bu 10 adet simgeye kod çözme işlemi uygulanarak, gönderilen mesaj dizisi elde edilmeye çalışılır. Gönderilen mesaj dizisi ile kod çözümü sonucu elde edilen mesaj dizisi arasındaki farklara göre de yapılan hatalar belirlenerek, hata olasılıkları hesaplanır. Burada 40 bitlik mesaj dizisi yani 10 adet işaret için gerçekleşen işleyiş bir İŞLEM olarak adlandırılmaktadır. Bir benzetim çalışması aralığı (TTSA) boyunca 240 tane İŞLEM yapılmaktadır. Bu da bir TURSAY olarak adlandırılmaktadır. Bir TURSAY sonunda hesaplanan hata olasılığı, sistemin hata başarımının incelenmesinde kullanılmaktadır.

Şimdi, benzetim modelinin kuruluşunu, programdan da yararlanarak adım adım inceleyelim:

Bu benzetim modelinde; mesajlar, rastlantısal üretilmiş bitlerin dörder dörder gruplanmış şekliyle kodlayıcıya gelmektedir. Mesajdaki her bit ayrı ayrı üretilmiştir. Daha sonra bu bitlerden düşük anlamlı iki tanesi $Q(N,1)$ ve $Q(N,2)$ farksal kodlayıcıya girerek, aşağıda verilen eşitliklerle çıkış bitleri elde edilmektedir. Bu değerler Tablo 5.1'den kontrol edilebilir.

$$Y1(N) = Q(N, 1) + Y1(N-1)$$

$$Y2(N) = Q(N, 2) + Y2(N-1) + (Q(N, 1) \cdot Y1(N-1)) \quad (5.1)$$

Bu eşitliklerde (+) işlemi; mod 2'ye göre yapılan toplama işlemini göstermektedir.

Tablo 5.1: V.32 Modemde kullanılan farksal kodlama

GİRİŞLER		ÖNCEKİ ÇIKIŞLAR		ÇIKIŞLAR	
Q1 _n	Q2 _n	Y1 _{n-1}	Y2 _{n-1}	Y1 _n	Y2 _n
0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	0	1
0	0	1	0	1	0
0	0	1	1	1	1
0	1	0	0	0	1
0	1	0	1	0	0
0	1	1	0	1	1
0	1	1	1	1	0
1	0	0	0	1	0
1	0	0	1	1	1
1	0	1	0	0	1
1	0	1	1	0	0
1	1	0	0	1	1
1	1	0	1	1	0
1	1	1	0	0	0
1	1	1	1	0	1

Farksal kodlayıcıda oluşturulan Y2(N) ve Y1(N) çıkışları, katlamalı kodlayıcıya girer. Aşağıda katlamalı kodlayıcıda bulunan saklayıcılara ait durum geçiş denklemleri aşağıda verilmektedir.

$$W1(N+1) = W2(N)$$

$$W2(N+1) = W3(N) + Y2(N) + (W2(N) \cdot Y1(N))$$

$$W3(N+1) = W1(N) + Y1(N) + Y2(N) + (W2(N) \cdot (W3(N) + Y2(N))) \quad (5.2)$$

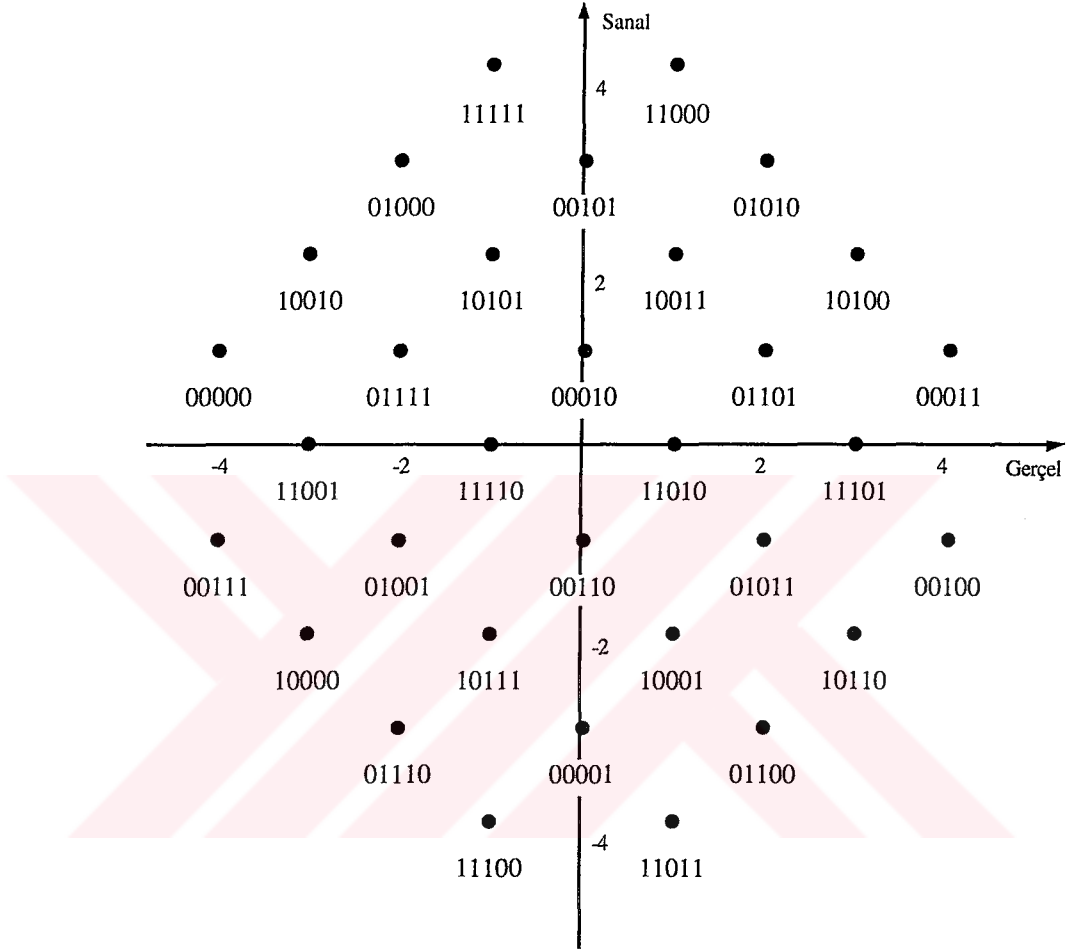
Bu durum geçiş denklemlerinden, katlamalı kodlayıcının çıkışı olarak, Y0(N) = W2(N) fazlalık biti ve Y1(N), Y2(N) elde edilmektedir. Katlamalı kodlayıcıdan gelen bu üç bitin yanısıra, Y3(N) ve Y4(N) olarak iki bit de doğrudan elde edilmektedir. Bu 5 bitlik çıkış, $2^5 = 32$ farklı biçimde oluşmaktadır. Burada eşleyici; bu 32 adet 5 bitlik dizileri, iki boyutlu vektörlerden oluşan 32-CR işaret kümesine birebir eşlemektedir. Buraya kadar yapılan tüm işlemlerde Şekil 3.7’de verilen V.32 Modem kafes kodlu modülâtör yapısı kullanılmaktadır. Burada eşleme işlemi; iki boyutlu vektör kümesinin bir dizi olarak tanımlanmasıyla yapılabilir. İki boyutlu işaret kümesi de, gerçel ve sanal

bileşenler olmak üzere ikiye ayrılabilir. Tablo 5.2’de verilen V.32 Modem işaret durum eşleme diyagramındaki, bit dizilerine karşı düşen iki boyutlu işaret kümesinin gerçel ve sanal bileşenleri, programa veri olarak girilmektedir. Eşleme işlemi ise; alınan bit dizisine karşı düşen bileşenlerin buradan okunmasıyla gerçekleştirilmektedir. Aşağıda Şekil 5.2’de, kullanılan 32 noktalı işaret uzayı da gösterilmektedir.

Tablo 5.2: V.32 Modem için işaret durum eşleme diyagramı

KODLANMIŞ GİRİŞLER					KAFES KODLAMA	
Y0	Y1	Y2	Q3	Q4	Gerçel	Sanal
0	0	0	0	0	-4	1
0	0	0	0	1	0	-3
0	0	0	1	0	0	1
0	0	0	1	1	4	1
0	0	1	0	0	4	-1
0	0	1	0	1	0	3
0	0	1	1	0	0	-1
0	0	1	1	1	-4	-1
0	1	0	0	0	-2	3
0	1	0	0	1	-2	-1
0	1	0	1	0	2	3
0	1	0	1	1	2	-1
0	1	1	0	0	2	-3
0	1	1	0	1	2	1
0	1	1	1	0	-2	-3
0	1	1	1	1	-2	1
1	0	0	0	0	-3	-2
1	0	0	0	1	1	-2
1	0	0	1	0	-3	2
1	0	0	1	1	1	2
1	0	1	0	0	3	2
1	0	1	0	1	-1	2
1	0	1	1	0	3	-2
1	0	1	1	1	-1	-2
1	1	0	0	0	1	4
1	1	0	0	1	-3	0
1	1	0	1	0	1	0
1	1	0	1	1	1	-4
1	1	1	0	0	-1	-4
1	1	1	0	1	3	0
1	1	1	1	0	-1	0
1	1	1	1	1	-1	4

Böylece bu 5 bitin karşılığı olan işaretin gerçel ve sanal bileşenleri SR ve SI, programa veri olarak girilen Tablo 5.2'deki değerlerden okunarak elde edilmektedir.



Şekil 5.2: 32 Noktalı işaret yapısı Y0Y1Y2Y3Y4

Bu işaretlere daha sonra impulsif gürültü ve Gauss gürültüsü eklenmektedir. İmpulsif gürültünün bilgisayarda üretimi (4.4) başlığı altında verilmektedir. İmpulsif gürültünün etkisi, iletilen her işaret için bir kontrol mekanizmasıyla kontrol edilmekte ve impulsif gürültünün ortaya çıkış anlarındaki işaret bileşenlerine, IZRT ve IZIT impulsif gürültü bileşenleri olarak eklenmektedir. Gauss gürültüsü ise, özel bir rastlantı süreci olup, iletişim sistemlerinde görülen gürültüler genellikle bu türdendir. Bilgisayarda rastgele üretilen işaretlerin genlikleri düzgün olarak dağılmaktadır. Bunun Gauss dağılımına dönüştürülmesi ise aşağıdaki eşitliklerle sağlanabilmektedir. Burada D1 ve D2 normal dağılmış rastlantı değişkenleri olmak üzere;

$$\begin{aligned} NR &= S\dot{I}GMA \cdot SQR (- 2 \cdot LOG(D1)) \cdot COS (2 \cdot \pi \cdot D2) \\ NI &= S\dot{I}GMA \cdot SQR (- 2 \cdot LOG(D1)) \cdot SIN (2 \cdot \pi \cdot D2) \end{aligned} \quad (5.3)$$

olarak bulunur. $S\dot{I}GMA$; standart sapmayı göstermektedir. NR, NI Gauss gürültü bileşenleri de impulsif gürültüyle birlikte iletilen işarete eklenmektedir. İmpulsif gürültü ve Gauss gürültüsü birbirinden istatistiksel bağımsız olarak üretilmektedirler.

İki boyutlu uzayda gönderilen 32-CR işaretlerin ortalama gücü E_s ;

$$E_s = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} (SR_i^2 + SI_i^2) \quad (5.4)$$

ifadesi ile verilmektedir. Burada $M=32$ işaretli bu kodlama için E_s değeri 10 joule/simge olarak bulunmaktadır. k enformasyon biti sayısı olmak üzere, bit başına düşen güç E_b ise;

$$E_b = \frac{E_s}{k} \quad (5.5)$$

ifadesinden 2.5 joule/bit olarak bulunmaktadır. Gauss gürültüsünün ortalama gücü;

$$\sigma_0^2 = \frac{N_0}{2} \quad (5.6)$$

ile hesaplanır. Buradan işaret-Gauss gürültü oranı,

$$\left[\frac{E_b}{N_0} \right]_{dB} = 10 \log_{10} \frac{E_b}{N_0} = 10 \log_{10} \frac{2.5}{2 \sigma_0^2} \quad (5.7)$$

olarak tanımlanır.

Benzer şekilde, işaret-impulsif gürültü oranı;

$$10 \log_{10} \frac{E_b}{2 \sigma_u^2} = 10 \log_{10} \frac{2.5}{2 \sigma_u^2} \quad (5.8)$$

olarak tanımlanır. Bunların yanısıra;

$$10 \log_{10} \frac{E_b}{2(\sigma_u^2 + \sigma_0^2)} = 10 \log_{10} \frac{2.5}{2(\sigma_u^2 + \sigma_0^2)} \quad (5.9)$$

olarak toplam gürültüye göre de işaret-gürültü oranı tanımlanabilmektedir. Kullanılan işaret-gürültü oranı ifadesi, yeri geldiğinde açıkça belirtilmektedir.

Kod çözme işlemi ise, Viterbi algoritmasına göre yapılmaktadır. Bu yöntemde, alıcıda v adet işaret alındıktan sonra kod çözme işlemine başlanmaktadır. v sayısı, kod çözme derinliği olarak adlandırılır.

Her işaretleşme aralığında, aşağıda belirtilen işlemler yapılmakta ve gelen işaret sayısı v=10 olduğunda metriklerin karşılaştırılması işlemine geçilmektedir.

Programda bir özellik olarak da, kafesin ilk adımında 000 durumundan başlayıp, son adımında da 000 durumunda bitmesini sağlamak üzere zorlamalar yapılmaktadır.

Bu kodlama yapısında bir durumdan, diğerine geçerken, paralel geçişler olduğundan, kod çözme işlemi iki aşamada yapılmaktadır. Öncelikle, bütün paralel geçiş alt kümelerindeki elemanlar ile gönderilen işaret arasındaki Öklid uzaklıkları bulunarak, her paralel geçiş alt kümesi için bu uzaklığı en küçük yapan elemanlar seçilir. Tablo 5.3’de paralel geçiş kümeleri ve eşlendikleri bit dizileri gösterilmektedir.

Burada, bir kafes aralığında, paralel geçiş kümelerindeki geçişlerin de tek tek düşünülmesiyle toplam 128 adet geçiş bulunmaktadır. Her geçişe atanan işaret ise, Tablo 5.3’de “Eleman” ismi ile gösterilmektedir. Şekil 3.6’daki durum geçiş diyagramı ve Tablo 5.3’deki paralel geçiş alt küme elemanları birarada düzenlenerek, hangi geçişin hangi elemanla yapılacağı, programa veri olarak girilmektedir. Böylece, bir durumdan diğer bir duruma geçişin hangi paralel geçiş kümesinin, hangi elemanlarıyla yapılabileceği kolayca bulunabilmektedir.

Tablo 5.3: Paralel geçiş alt kümelerinin elemanları

Küme	Elemanı	Y0	Y1	Y2	Y3	Y4	Küme	Elemanı	Y0	Y1	Y2	Y3	Y4
A	0	0	1	0	0	0	H	16	1	0	0	0	0
	1	0	1	0	0	1		17	1	0	0	0	1
	2	0	1	0	1	0		18	1	0	0	1	0
	3	0	1	0	1	1		19	1	0	0	1	1
B	4	0	0	0	0	0	G	20	1	1	1	0	0
	5	0	0	0	0	1		21	1	1	1	0	1
	6	0	0	0	1	0		22	1	1	1	1	0
	7	0	0	0	1	1		23	1	1	1	1	1
D	8	0	1	1	0	0	F	24	1	0	1	0	0
	9	0	1	1	0	1		25	1	0	1	0	1
	10	0	1	1	1	0		26	1	0	1	1	0
	11	0	1	1	1	1		27	1	0	1	1	1
C	12	0	0	1	0	0	E	28	1	1	0	0	0
	13	0	0	1	0	1		29	1	1	0	0	1
	14	0	0	1	1	0		30	1	1	0	1	0
	15	0	0	1	1	1		31	1	1	0	1	1

Paralel alt kümelerin özölmesi işlemleri tamamlandığında, her işaretleme aralığında, her durum için Viterbi algoritması uygulanır. Alınan işaret sayısı $v=10$ 'a ulaştığında, tüm durumlara ait metrikler karşılaştırılarak, en küçük metrik değeri bulunur. Bu metriğe ait durumdan birer birer geriye giderek geçiş elemanları belirlenir. Bu elemanların oluşturduğu dizi, bu algoritmaya göre karar verilen en uygun gönderilen işaret dizisidir.

Bu programda, hatalı çözülen simge sayısına göre PESHO, hatalı çözülen bit sayısına göre de PEBHO hata olasılıkları hesaplanmaktadır.

$$PESHO = \frac{\left\{ \frac{v=10 \text{ adımdaki hatalı simge sayısı}}{10} + \dots + \frac{v=10 \text{ adımdaki hatalı simge sayısı}}{10} \right\} / \text{İŞLEM}}{TURSAY} \quad (5.10, a)$$

$$PEBHO = \frac{\left\{ \frac{v=10 \text{ adımdaki hatalı bit sayısı}}{40} + \dots + \frac{v=10 \text{ adımdaki hatalı bit sayısı}}{40} \right\} / \text{İŞLEM}}{TURSAY} \quad (5.10, b)$$

Burada benzetim çalışmalarında hata başarım eğrilerinin elde edilmesinde sadece PEBHO kullanılmaktadır. Buradaki $v=10$ adımdaki hatalı simge sayısı ve bit sayısı kavramları şöyle açıklanabilmektedir: $v=10$ adım sonunda eşleyici çıkışında elde edilen işaretler ile, kod çözme sonucu elde edilen işaretlerin karşılaştırılması sonucu elde edilen farklı işaret sayısı, $v=10$ adımdaki hatalı simge sayısını vermektedir. Bunların bit olarak karşılaştırılması sonucu elde edilen farklı bit sayısı ise, $v=10$ adımdaki hatalı bit sayısını göstermektedir. Bu durum İŞLEM sayısınınca sürer. İstenen işlem sayısına ulaşıldıktan sonra da bir TURSAY tamamlanmış olur. Bunun da elde edilen hata olasılığına bağlı olarak yineleme sayısı arttırılabilir.

Burada, standart (AWGN kanal) alıcı yapısını kullanan, Gauss ve impulsif gürültünün etkilediği V.32 modemin, ideal karakteristikli kanal için benzetim çalışması yapılmaktadır. Gauss için optimum olan alıcı yapılarının kullanıldığı bu tür sistemlere optimuma yakın sistemler de denilmektedir.

Daha önceden belirtildiği gibi, eşleyiciden elde edilen modülasyon giriş işaretlerine, dik genlik modülasyonu uygulanarak, kanal giriş işaretleri elde edilmektedir. Daha sonra bu bileşenlere Gauss ve impulsif gürültü eklenmektedir. Burada, incelememizi kolaylaştırmak üzere bazı ihmaller yaparak, bu analog süreci bir ayrık süreç haline getirebiliriz. Burada Şekil 5.1'de gösterilen ayrık model kullanılmaktadır. Buna göre; alçak geçiren süzgeçler, modülasyon-demodülasyon işlemi, kanalın bozucu etkisi ve gecikme gözönüne alınmamaktadır. Burada a ; eşleyici çıkış işareti vektörünü, w ; Gauss gürültü vektörünü, y ; impulsif gürültü vektörünü, n ; toplam gürültü vektörünü, r ise; alıcıya ulaşan işareti göstermektedir. Bu durum;

$$r = a + w + y \quad (5.11)$$

$$\begin{aligned} (r_x, r_y) &= (a_x, a_y) + (w_x, w_y) + (y_x, y_y) \\ &= (a_x, a_y) + (n_x, n_y) \end{aligned} \quad (5.12)$$

eşitlikleri ile verilmektedir.

5.2. Benzetim Programı ve Akış Diyagramı

Benzetim çalışmasında kullanılan genel programa (Program-A) ait akış diyagramı Şekil 5.3'de gösterilmektedir. Bu şekilde kesik çizgi içine alınan blokların açılımları,

Şekil 5.4, a,b,c,d'de gösterilmektedir. Bu akış diyagramına ait Program-A'nın tam listesi ise Ek-A'da yer almaktadır.

Benzetim çalışmasında kullanılan genel programda (Program-A); impulsif gürültü darbe biçiminin değiştirilebilmesi veya hata başarımlarında işaret-gürültü oranının değişik olarak ifade edilebilmesi durumlarında bazı küçük değişiklikler yapılmaktadır. Program üzerinde, bu değişiklikler, bazı giriş parametre değerlerinin ve buna bağlı olarak da bazı bağıntıların yeniden düzenlenmesini gerektirir. Akış diyagramları üzerinde ise, yalnız bazı giriş parametre değerlerinin düzenlenmesi yeterlidir.

Benzetim çalışmasında kullanılan bu programlar aşağıda, genel programa (Program-A) bağlı olarak tanıtılmaktadır. Tüm programlar sekiz farklı işaret-gürültü oranı değeri için çalıştırılarak, hata başarımların eğrileri çıkarılmaktadır.

1. Program-A (Genel Program)

Akış diyagramı da verilen bu genel programda hata başarımların eğrileri; V_d impulsif gürültü eğim parametresinin ve IGADET impulsif gürültü darbesindeki sivri uç sayısının (dolayısıyla bu impulsif gürültü darbesinin süresiyle de ilgilidir) değişik değerleri için çıkarılmaktadır. P_b bit hata olasılığına karşılık olarak işaret-gürültü oranı, yalnız Gauss gürültüsüne göre belirlenmektedir. Tablo 4.1'den impulsif gürültü darbe biçimi;

$$h(t) = A \cdot e^{-at}$$

olarak seçilmekte ve birim tepe yüksekliği için A katsayısı değeri 1 olarak alınmaktadır. Bu programa ait hata başarımların eğrileri Şekil 5.5, a,b,c'de verilmektedir.

2. Program-B

Genel programla aynı yapıdadır. Tek fark, impulsif gürültü darbe biçiminin Tablo 4.1'den;

$$h(t) = A \cdot \frac{e^{-at}}{w} \cdot \sin wt$$

olarak seçilmesidir. Buna bağlı olarak da birim tepe yüksekliği için A katsayısı değeri Tablo 4.1'deki

$$A = w \cdot e^{\pi a/2w}$$

ifadesiyle bulunmaktadır. Bu programa göre çıkartılan hata başarımlar eğrileri ise Şekil 5.6, a,b,c'de gösterilmektedir.

3. Program-C

Bu programda genel programla aynı yapıda olup, yine sadece impulsif gürültü darbe biçimi değişmektedir. Burada ise, impulsif gürültü darbe biçimi Tablo 4.1'den

$$h(t) = A \cdot e^{-at} \cos wt$$

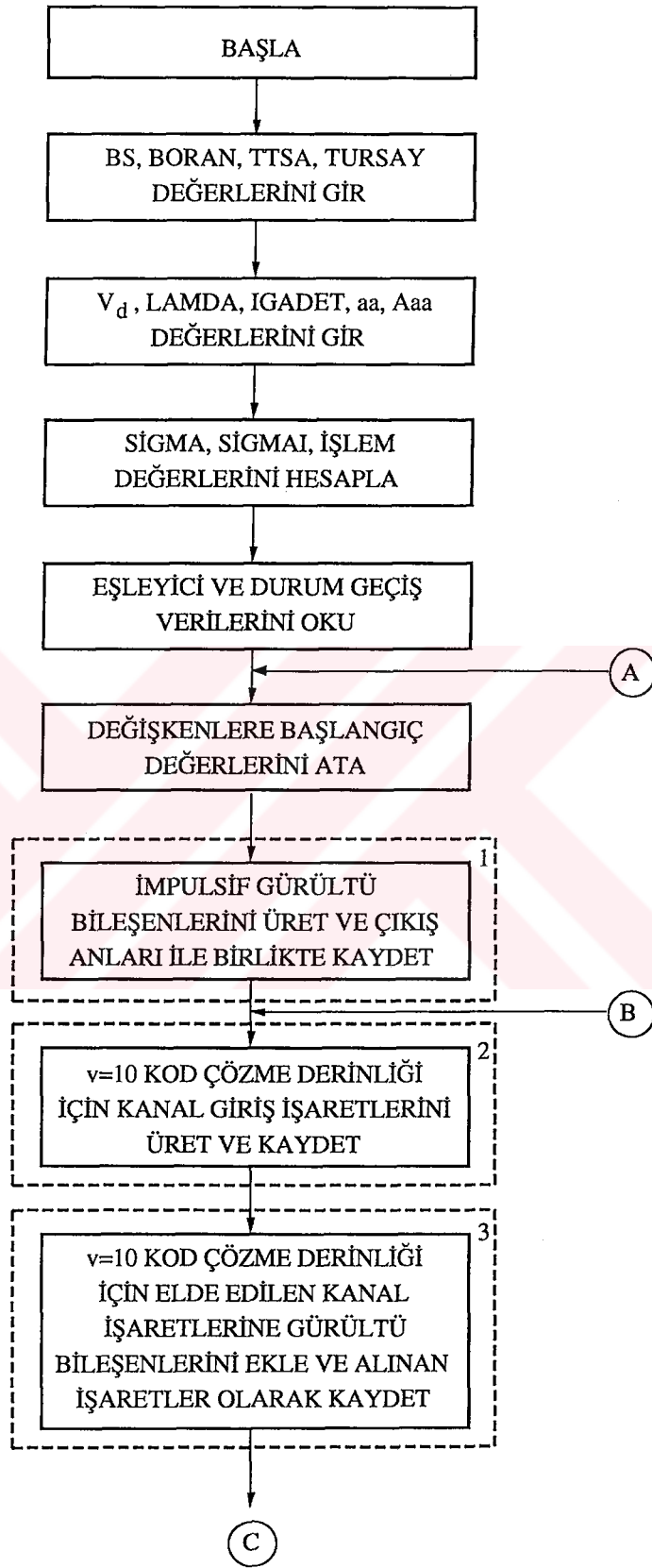
olarak seçilmekte ve buna bağlı olarak da birim tepe yüksekliği için A katsayısı değeri 1 olarak alınmaktadır. Bu programa ait hata başarımlar eğrileri ise Şekil 5.7, a,b,c'de gösterilmektedir.

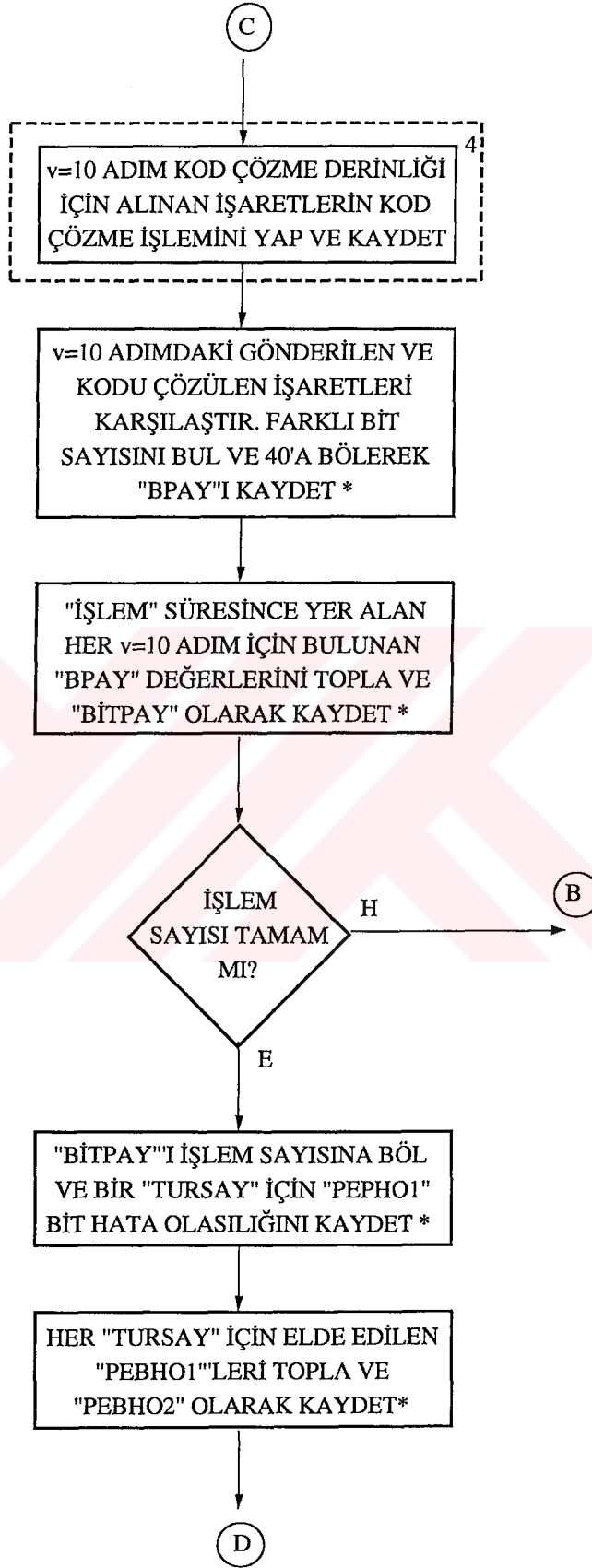
4. Program-D

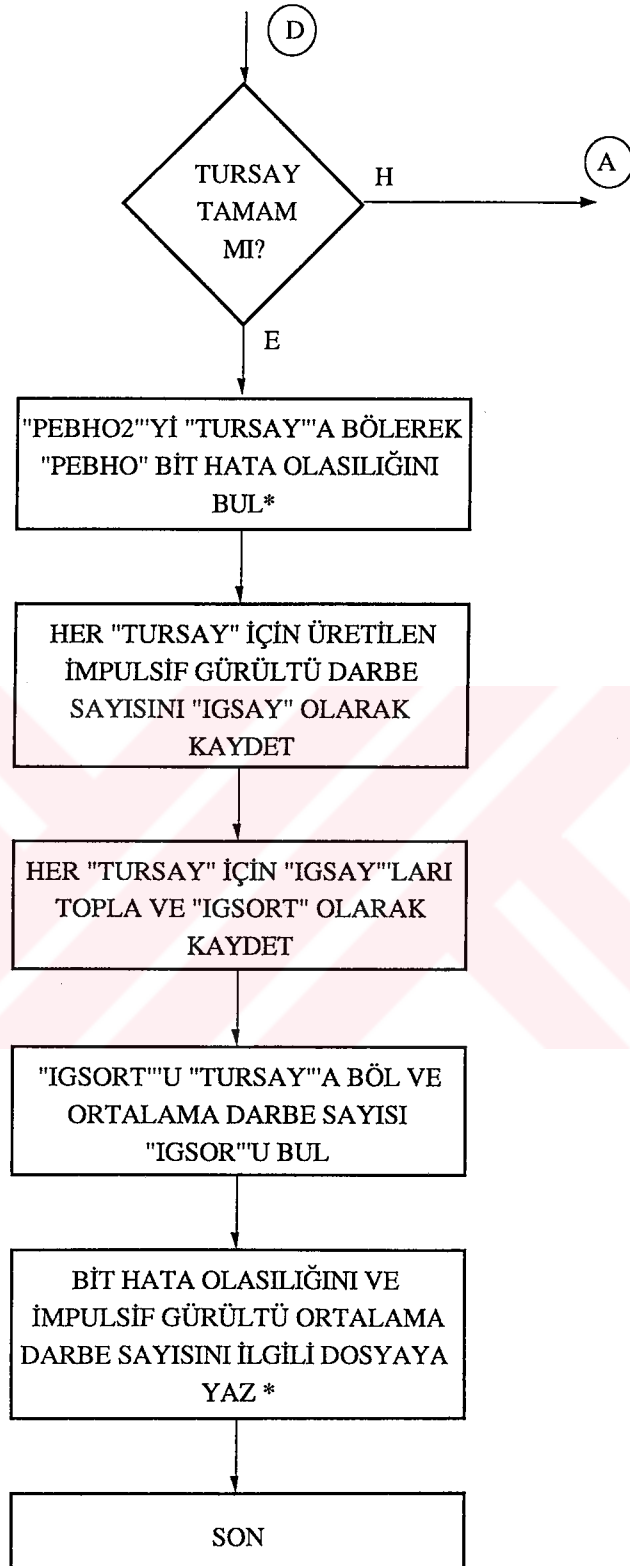
Bu program, Program-B ile aynı yapıdadır. Program-B'den tek farkı; hata başarımlar eğrilerinin IGADET impulsif gürültü darbesindeki sivri uç sayısının ve w gürültü titreşim frekansının değişik değerleri için çıkarılmasıdır. Bu hata başarımlar eğrileri Şekil 5.8, a,b'de gösterilmektedir.

5. Program-E

Bu programda, genel programa göre bazı farklılıklar vardır. Hata başarımlar eğrileri, işaret-Gauss gürültü oranının değişik değerleri için çıkarılmaktadır. Bununla birlikte, P_b bit hata olasılığına karşılık olarak alınan işaret-gürültü oranı yalnız impulsif gürültüye göre belirlenmektedir. İmpulsif gürültünün darbe biçiminin seçimi ise, Program-A'ya göre yapılmaktadır. Bu program için çıkarılan hata başarımlar eğrileri Şekil 5.9, a'da gösterilmektedir.

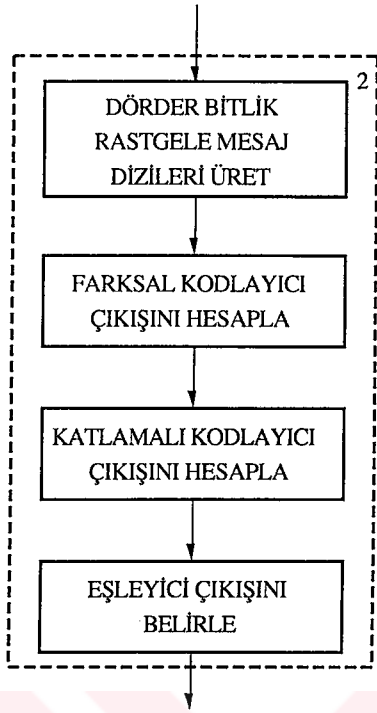






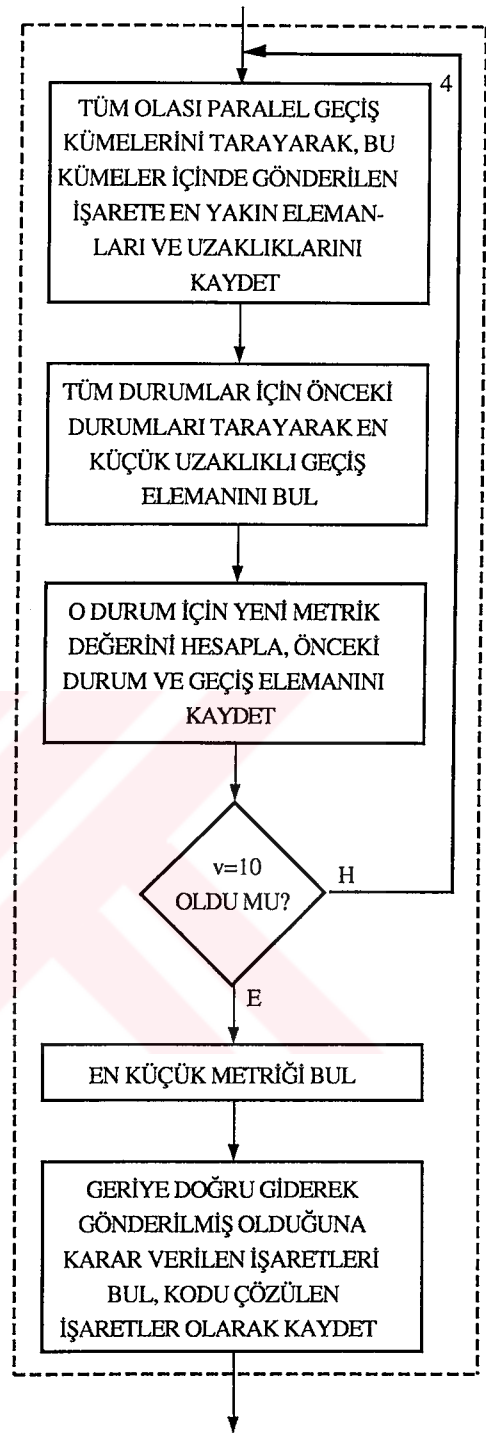
Şekil 5.3: Genel program (Program-A) için akış diyagramı

("*" ile gösterilen kutularda simge hata olasılığı için de işlemler yapılmaktadır.)



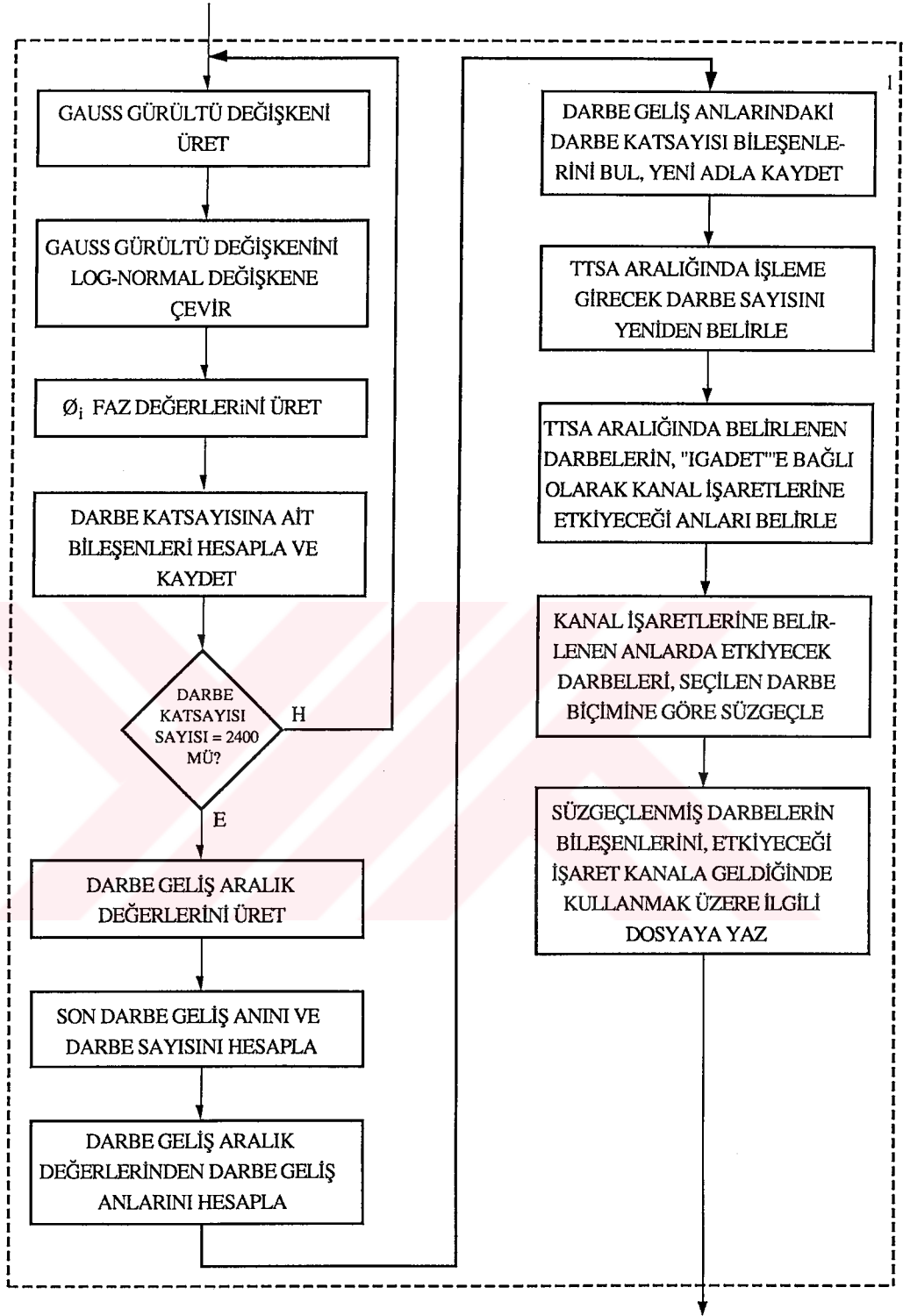
Şekil 5.4, a: $v=10$ için işaret üretimi

(Şekil 5.3'deki 2 no'lu kesik çizgi içindeki bloğun açık gösterilimi)



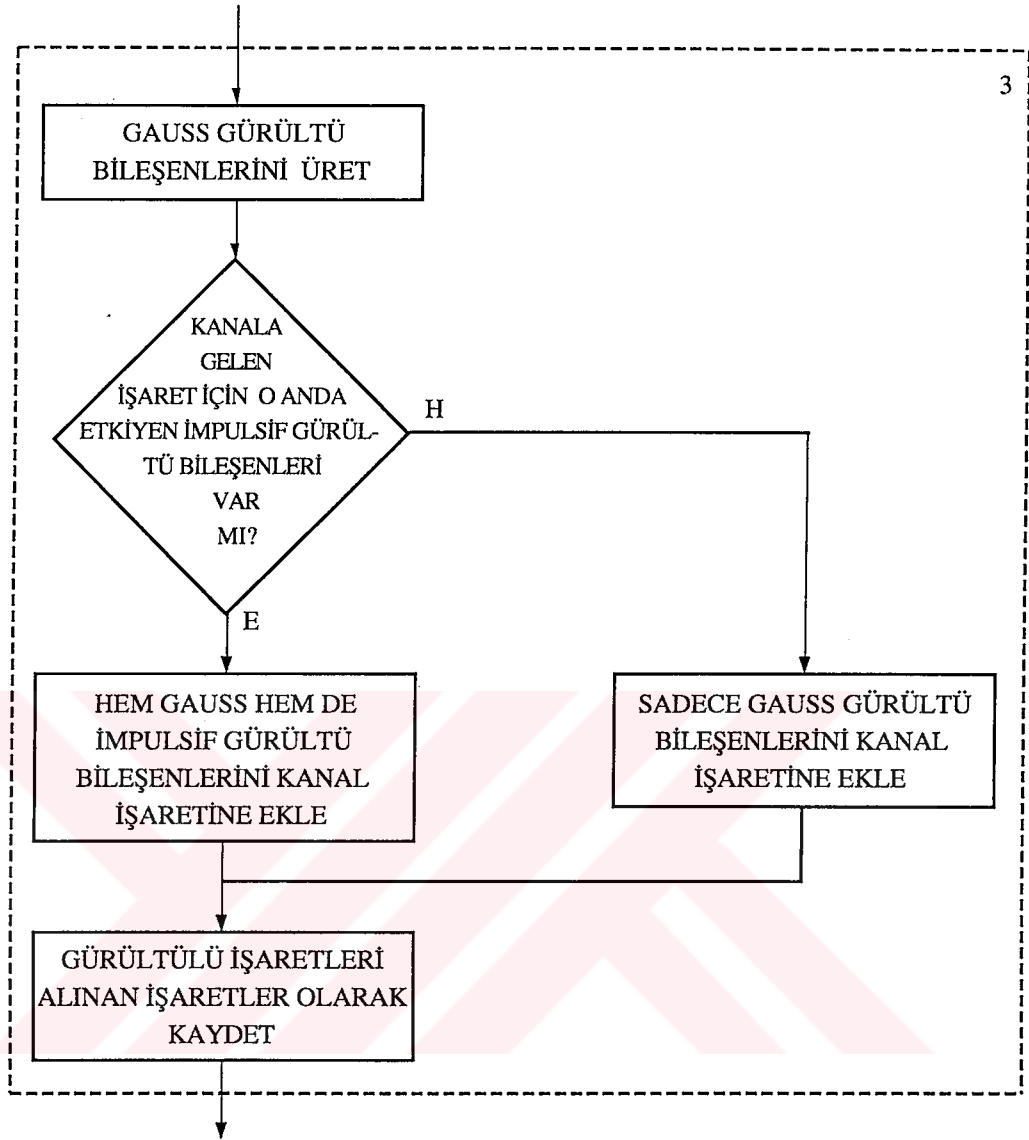
Şekil 5.4, b: $v=10$ için alınan işaretlerin kod çözümü

(Şekil 5.3'deki 4 no'lu kesik çizgi içindeki bloğun açık gösterilimi)



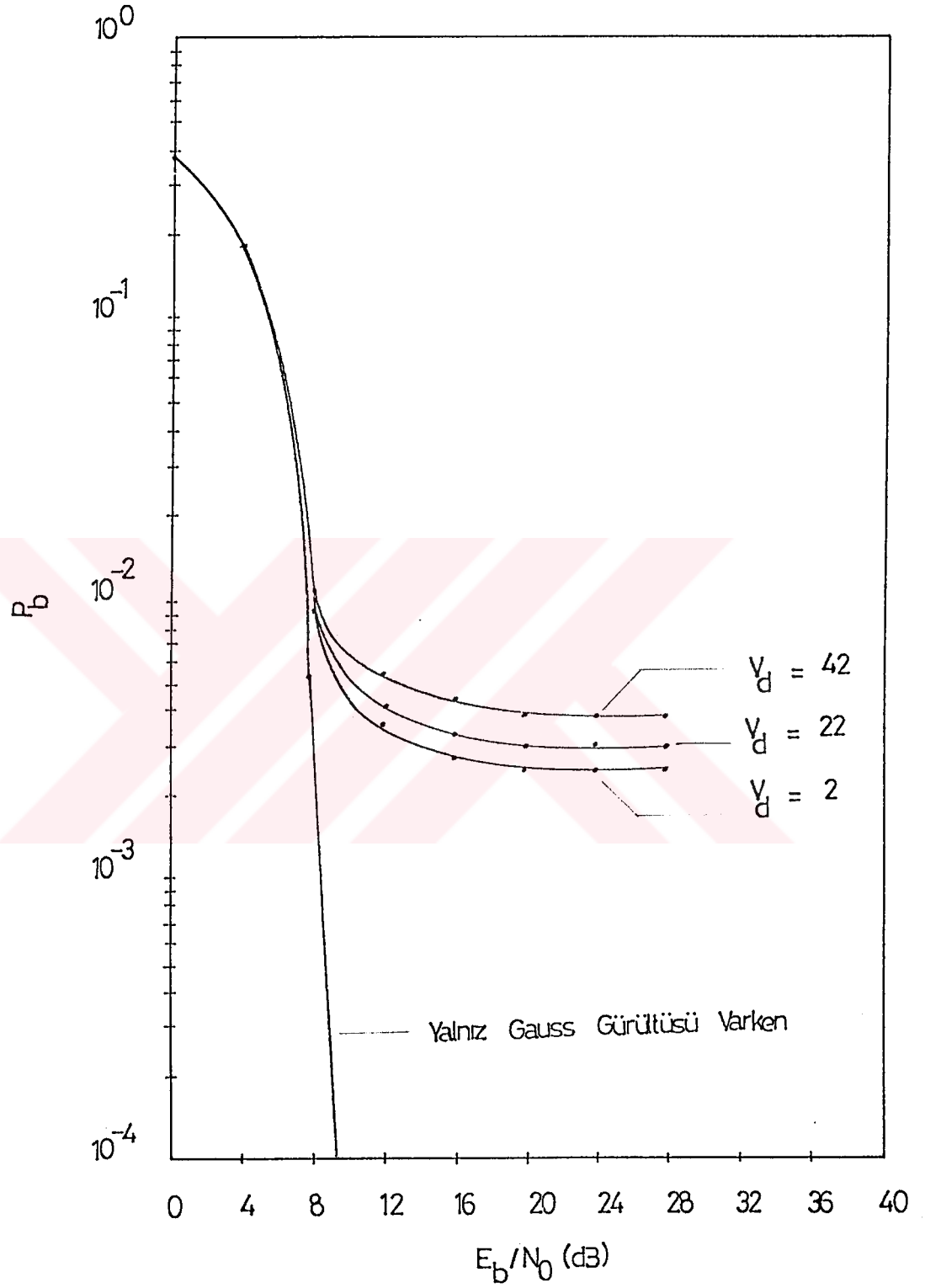
Şekil 5.4, c: Bir TTSA aralığı için impulsif gürültünün üretimi

(Şekil 5.3'deki 1 no'lu kesik çizgi içindeki bloğun açık gösterilimi)

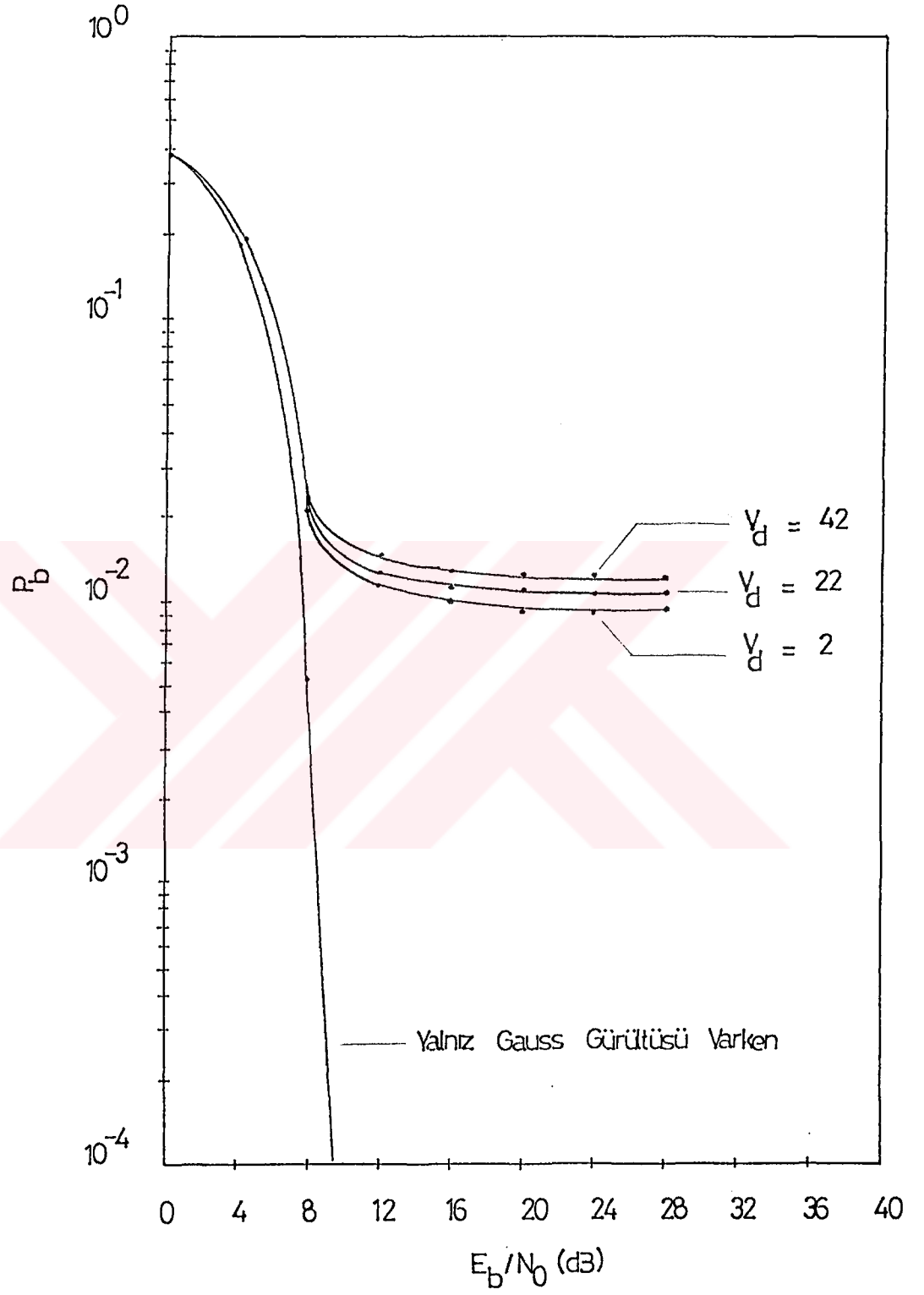


Şekil 5.4, d: $v=10$ için impulsif gürültü kontrolü ve kanal işaretlerine gürültünün eklenmesi

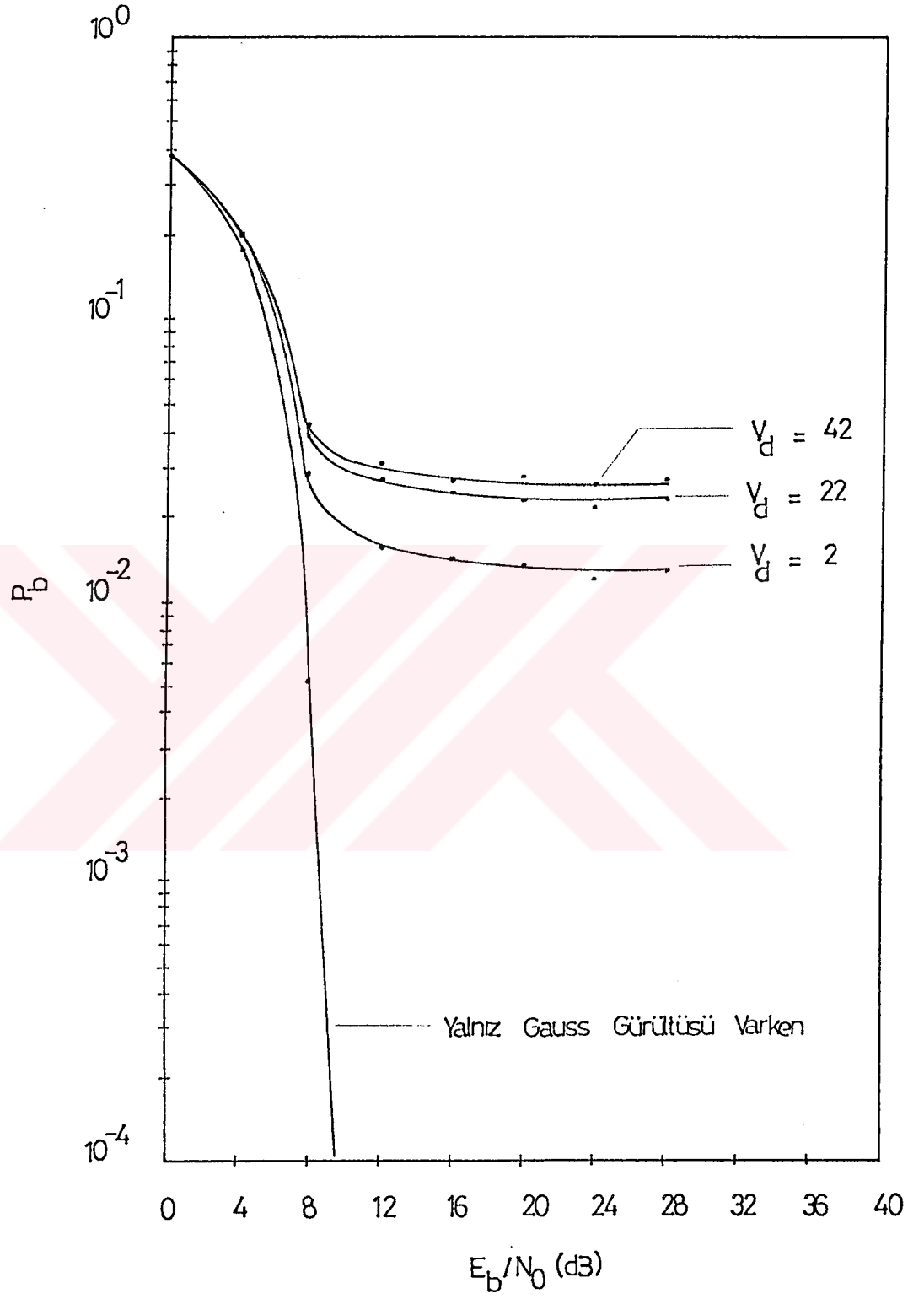
(Şekil 5.3'deki 3 no'lu kesik çizgi içindeki bloğun açık gösterilimi)



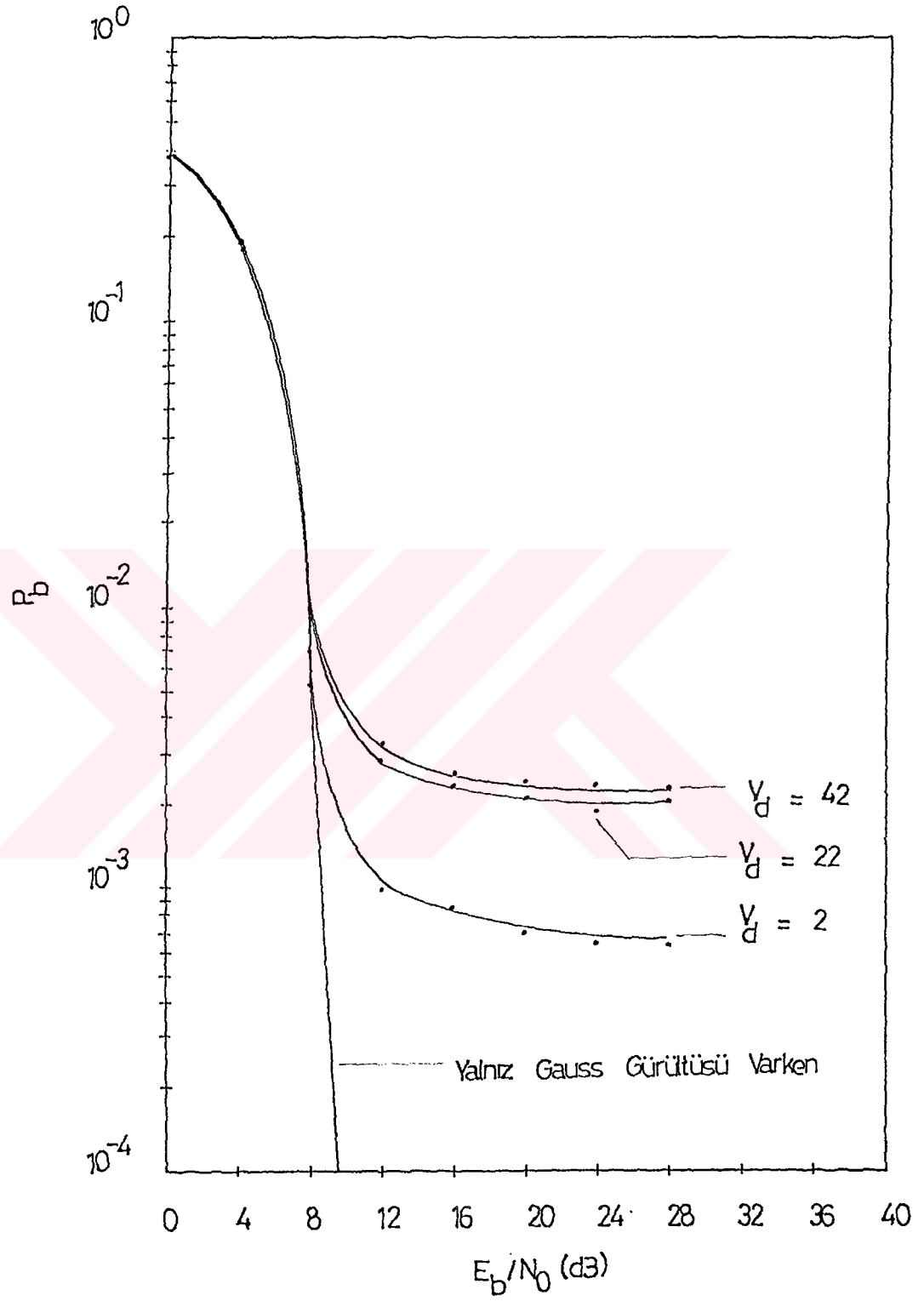
Şekil 5.5, a: IGADET = 2 için hata başarımları eğrileri ($\lambda = 11$ darbe/s, $a = 200 \text{ s}^{-1}$, $h(t) = A \cdot e^{-at}$)



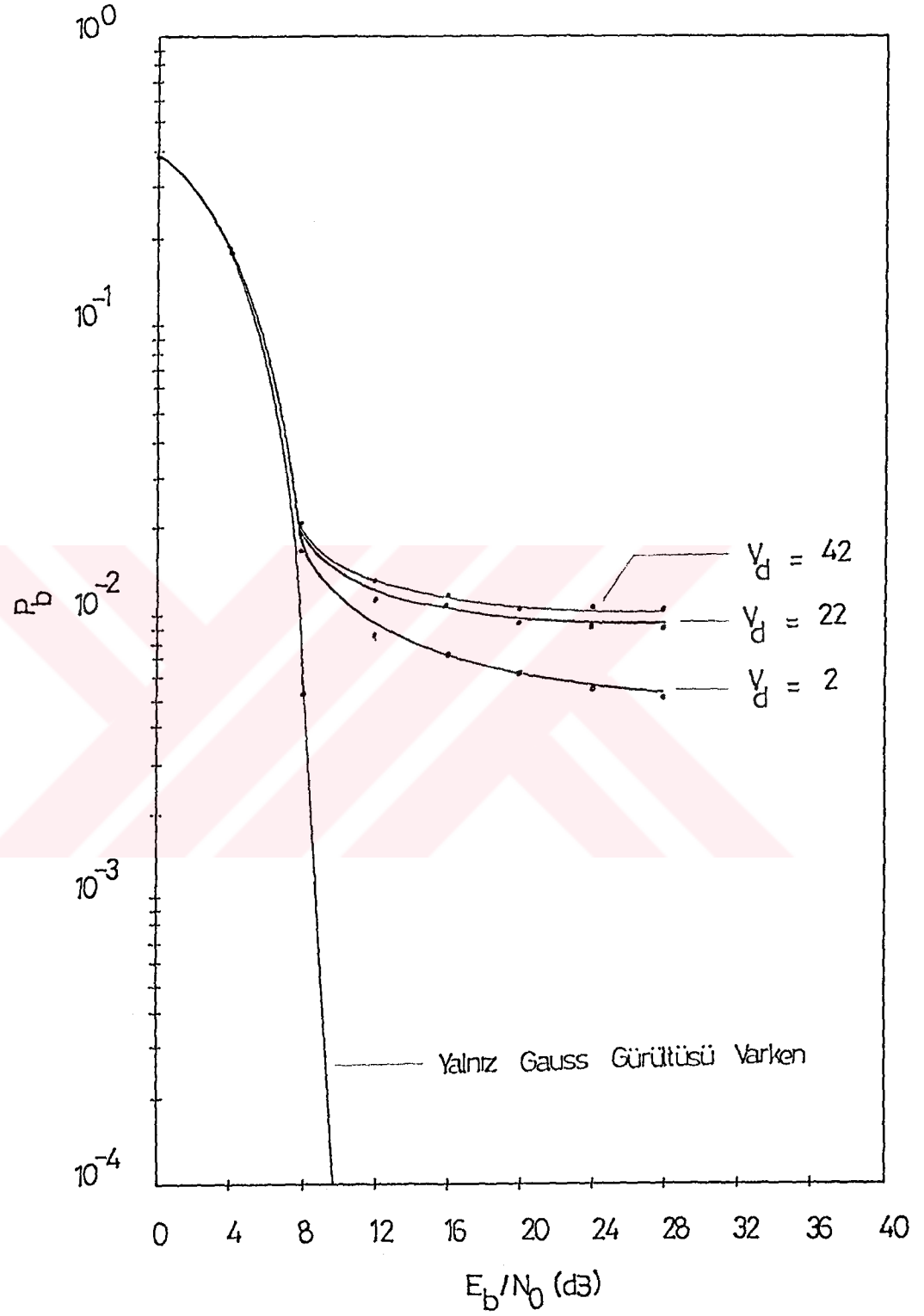
Şekil 5.5, b: IGADET = 10 için hata başarımlar eğrileri ($\lambda = 11$ darbe/s, $a = 200 \text{ s}^{-1}$, $h(t) = A \cdot e^{-at}$)



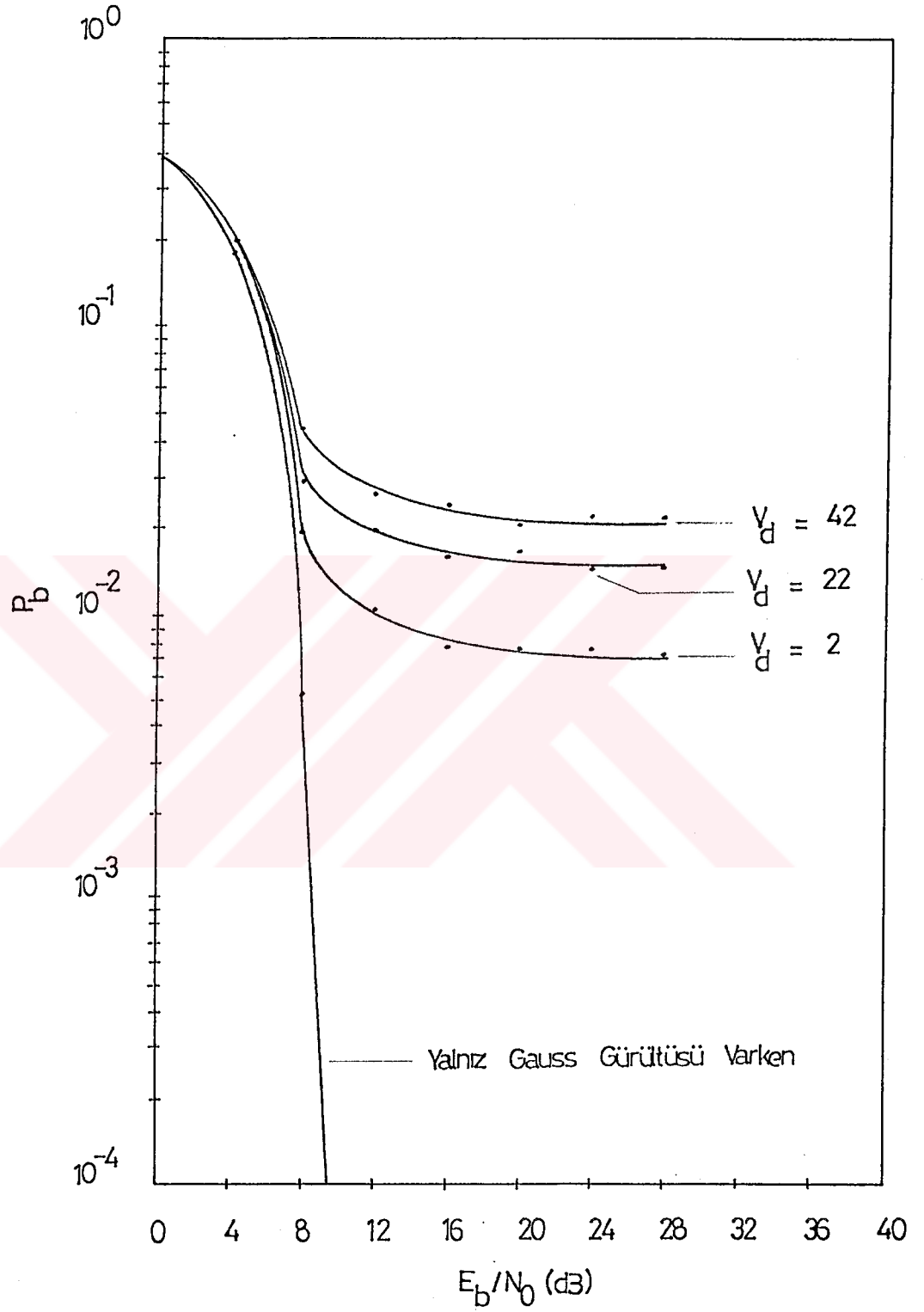
Şekil 5.5, c: IGADET = 30 için hata başarımları eğrileri ($\lambda = 11$ darbe/s, $a = 200 \text{ s}^{-1}$, $h(t) = A \cdot e^{-at}$)



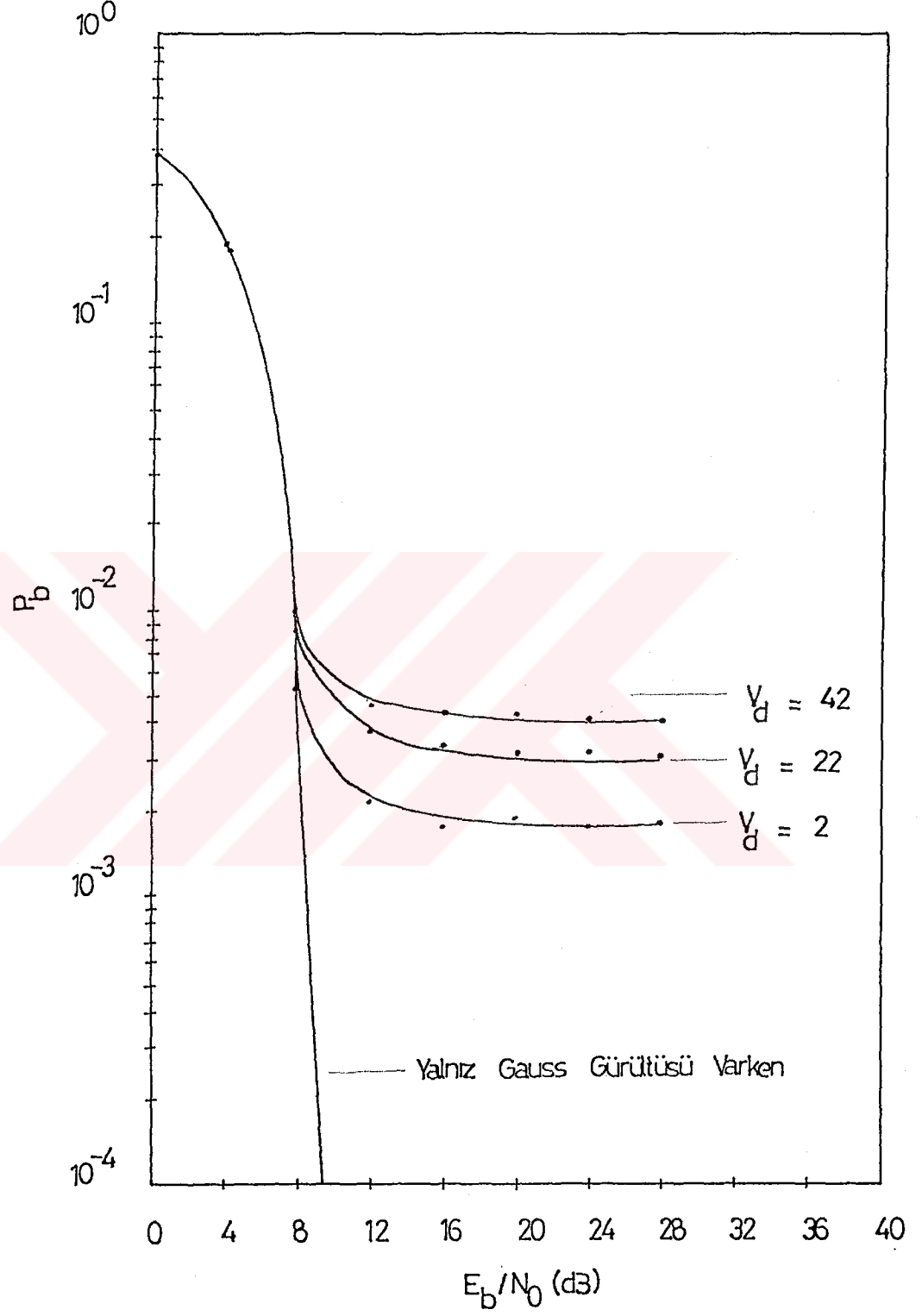
Şekil 5.6, a: IGADET = 2 için hata başarımlar eğrileri ($\lambda = 11$ darbe/s, $a = 200$ s $^{-1}$,
 $w = 2000$ rad/s, $h(t) = A \cdot (e^{-at/w}) \cdot \sin wt$)



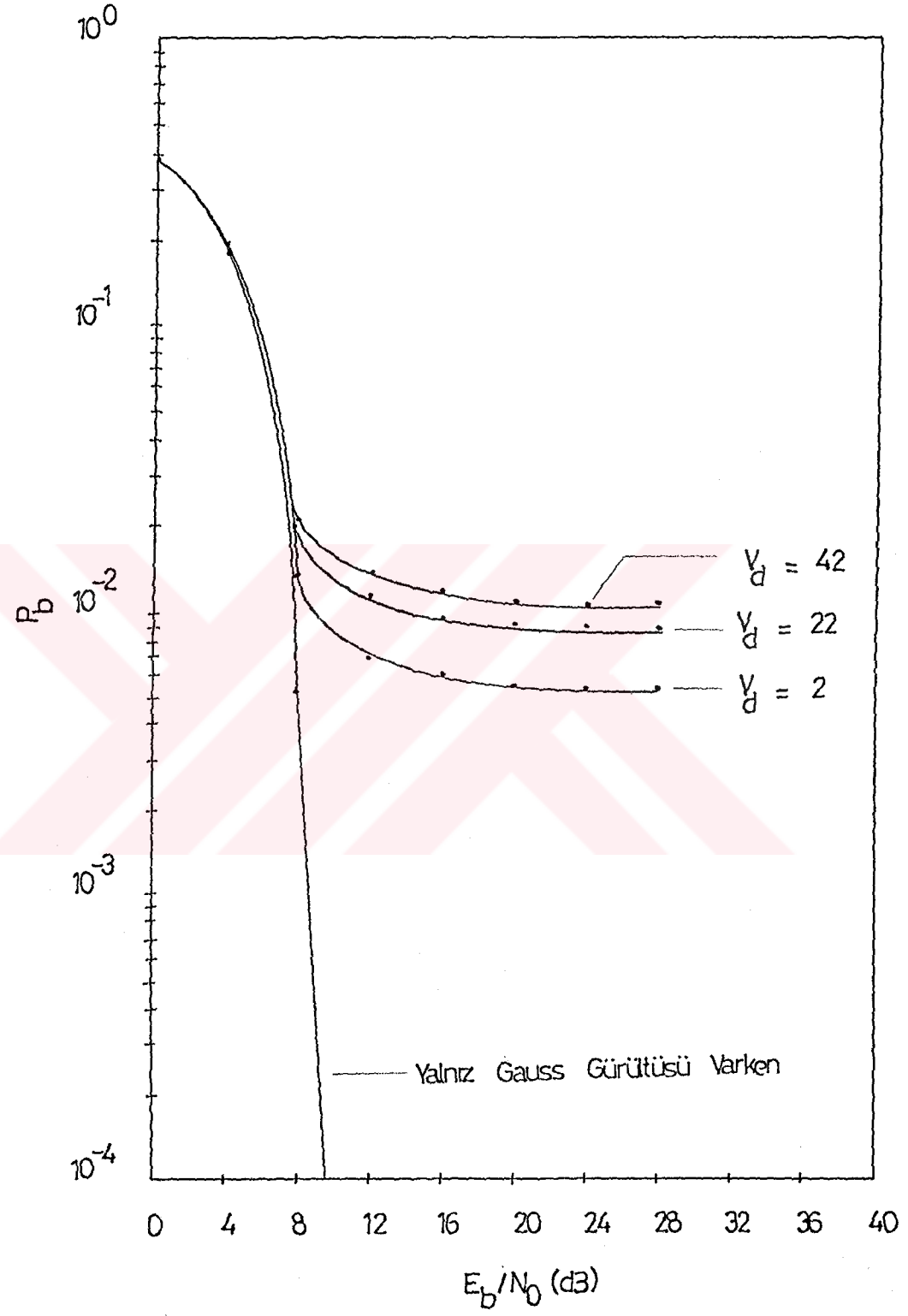
Şekil 5.6, b: IGADET = 10 için hata başarımları eğrileri ($\lambda = 11$ darbe/s, $a = 200 \text{ s}^{-1}$, $w = 2000 \text{ rad/s}$, $h(t) = A \cdot (e^{-at/w}) \cdot \sin wt$)



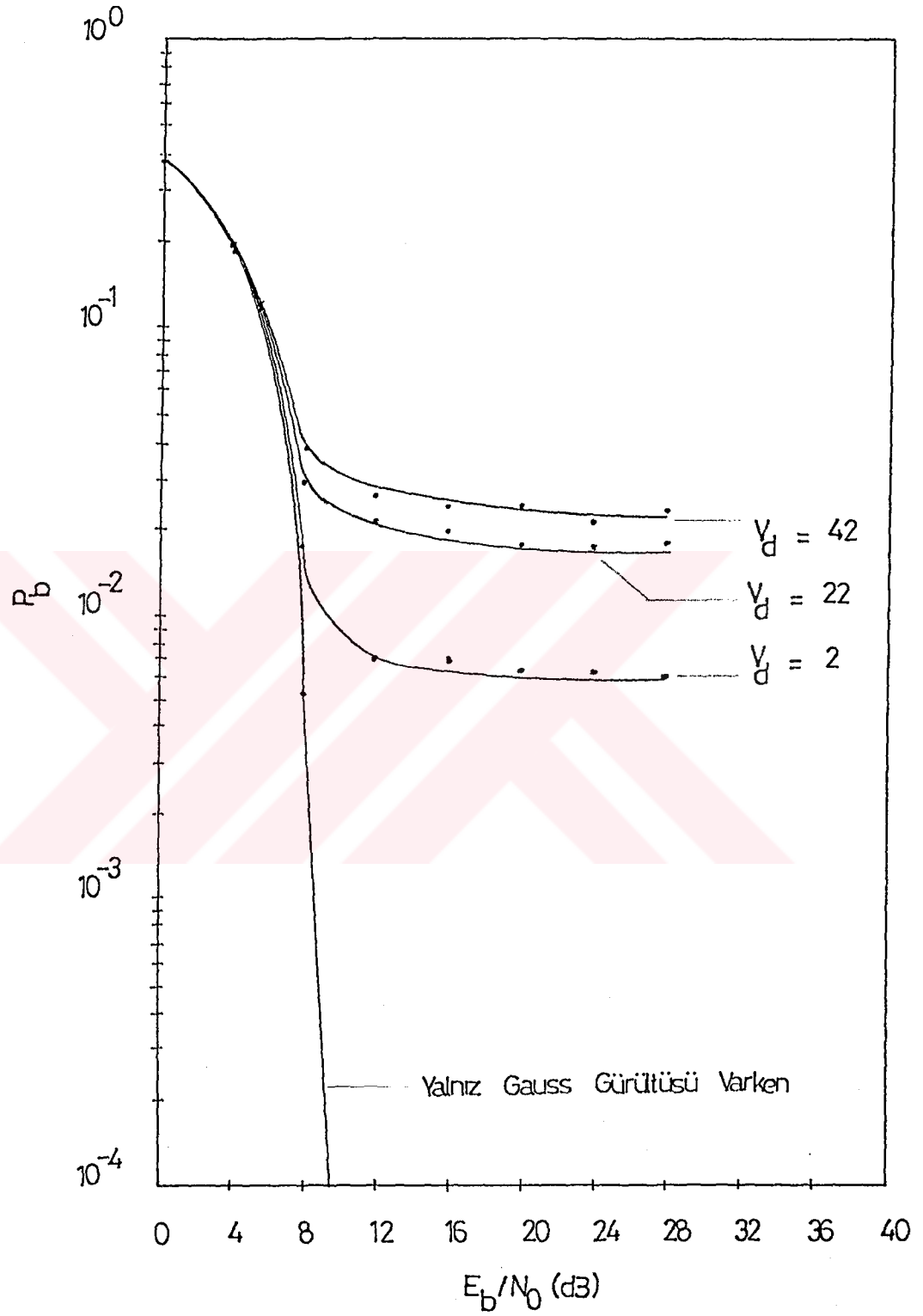
Şekil 5.6, c: IGADET = 30 için hata başarımlar eğrileri ($\lambda = 11$ darbe/s, $a = 200 \text{ s}^{-1}$, $w = 2000 \text{ rad/s}$, $h(t) = A \cdot (e^{-at/w}) \cdot \sin wt$)



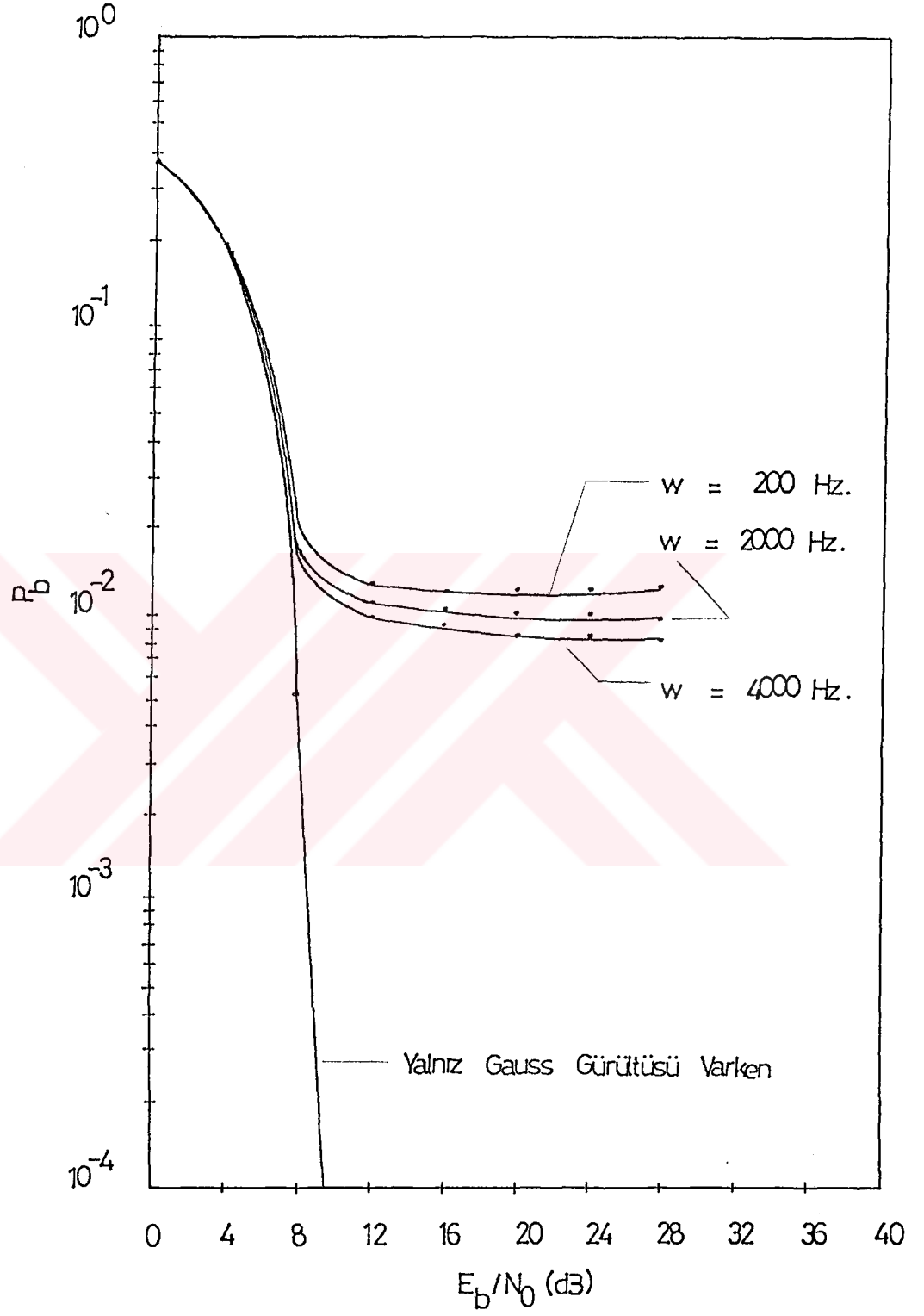
Şekil 5.7, a: IGADET = 2 için hata başarımları eğrileri ($\lambda = 11$ darbe/s, $a = 200$ s $^{-1}$, $w = 2000$ rad/s, $h(t) = A \cdot e^{-at} \cdot \cos wt$)



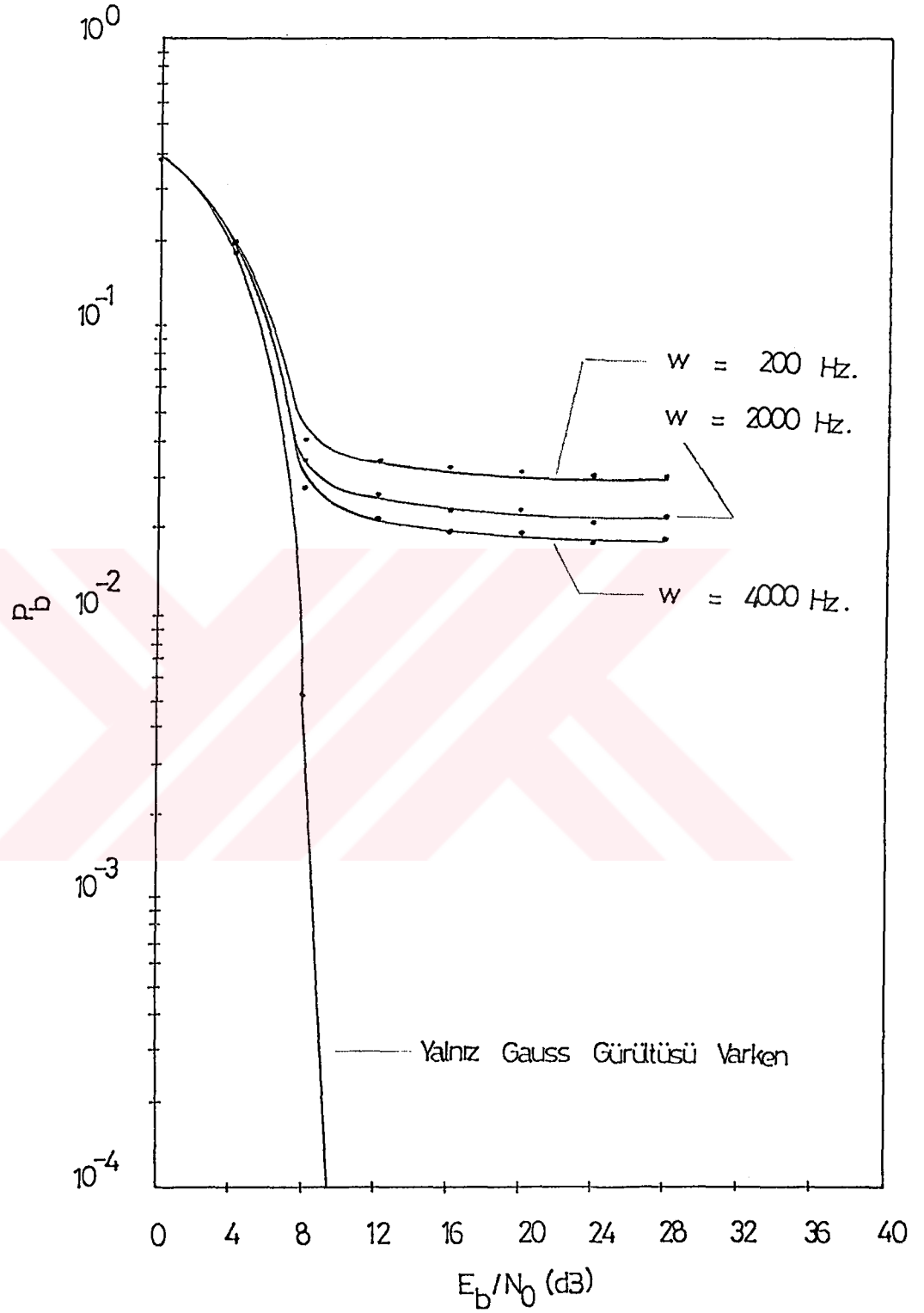
Şekil 5.7, b: IGADET = 10 için hata başarımları eğrileri ($\lambda = 11$ darbe/s, $a = 200 \text{ s}^{-1}$, $w = 2000 \text{ rad/s}$, $h(t) = A \cdot e^{-at} \cdot \cos wt$)



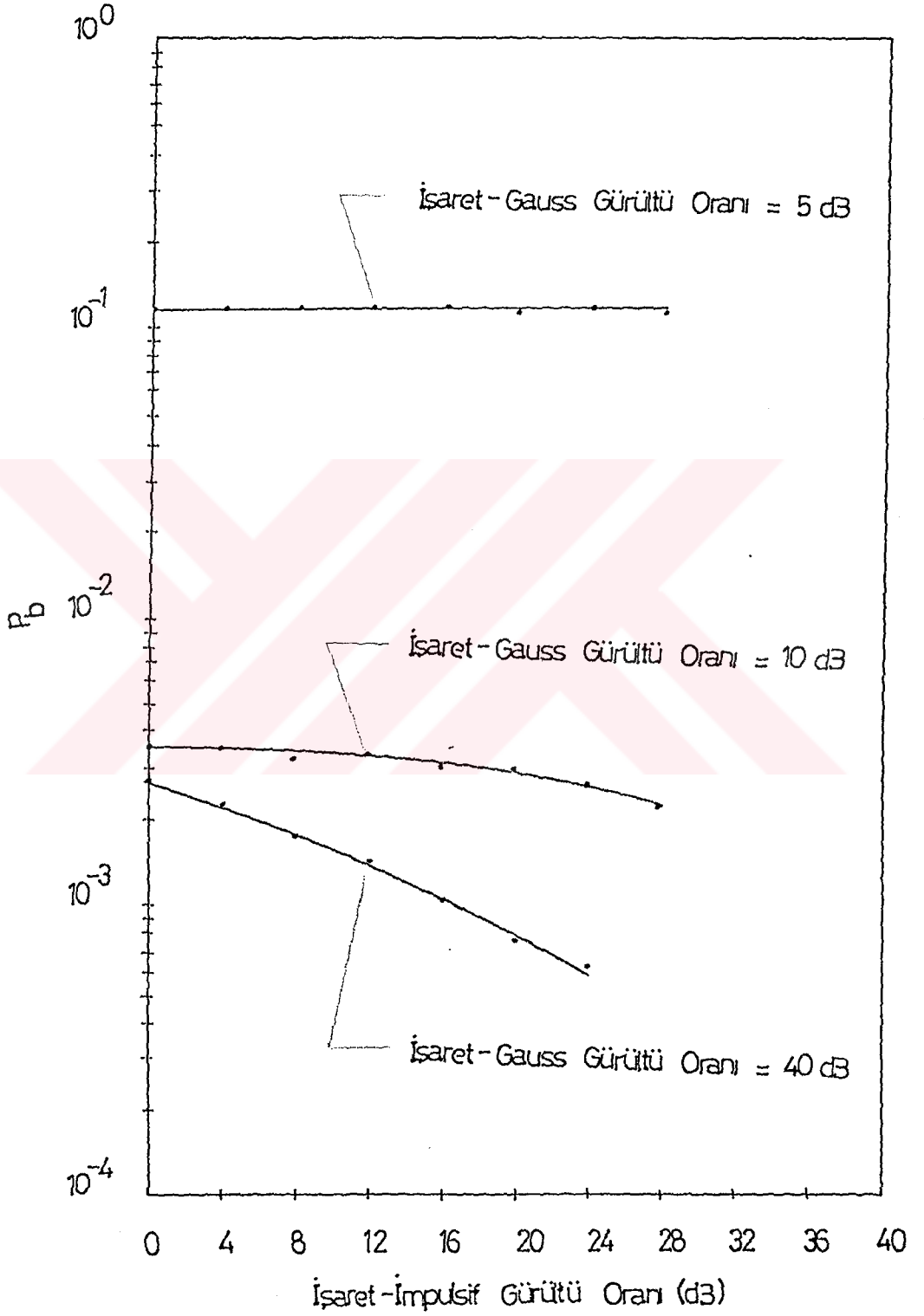
Şekil 5.7, c: IGADET = 30 için hata başarımları eğrileri ($\lambda = 11$ darbe/s, $a = 200 \text{ s}^{-1}$, $w = 2000 \text{ rad/s}$, $h(t) = A \cdot e^{-at} \cdot \cos wt$)



Şekil 5.8, a: IGADET = 10 için hata başarımları eğrileri ($\lambda = 11$ darbe/s, $a = 200 \text{ s}^{-1}$, $V_d = 22$, $h(t) = A \cdot (e^{-at/w}) \cdot \sin wt$)



Şekil 5.8, b: IGADET = 30 için hata başarımları eğrileri ($\lambda = 11$ darbe/s, $a = 200 \text{ s}^{-1}$, $V_d = 22$, $h(t) = A \cdot (e^{-at/w}) \cdot \sin wt$)



Şekil 5.9, a: IGADET = 2 için hata başarımları eğrileri ($\lambda = 11$ darbe/s, $a = 200 \text{ s}^{-1}$,
 $h(t) = A \cdot e^{-at}$)

5.3. Benzetim Modeli Sonuçlarının Değerlendirilmesi

(5.2) Bölümünde tanıtılan programların koşturulmasıyla elde edilen bit hata olasılığı eğrilerini, impulsif gürültünün hata başarımı üzerindeki bozucu etkileri açısından, aşağıdaki gibi yorumlayabiliriz.

Şekil 5.5, a,b,c'de Program-A'ya göre elde edilen bit hata olasılığı eğrileri, V_d eğim parametresi ve impulsif gürültünün darbe süreci ile ilgili olan IGADET parametresinin üç ayrı değeri için elde edilmiştir. Burada V_d eğim parametresinin küçük değerlerinde, hata olasılığında bir düşme olduğu gözlenmektedir. IGADET = 2 için; $E_b/N_0 = 12$ dB değerinde; $V_d = 42$ iken hata olasılığı yaklaşık 5.4×10^{-3} civarında iken, $V_d = 22$ iken 4.4×10^{-3} , $V_d = 2$ iken ise 2.5×10^{-3} civarında kalır. Bu sonuç IGADET'in diğer değerlerinde de görülmektedir. Her üç şekli, IGADET'e göre yorumlarsak, IGADET'in büyük değerlerinde hata olasılığının arttığı görülmektedir. $V_d = 2$ için, $E_b/N_0 = 12$ dB değerinde, IGADET = 2 iken hata olasılığı 3.5×10^{-3} civarında, IGADET = 10 iken 1.02×10^{-2} civarında, IGADET = 30 iken ise 1.6×10^{-2} civarındadır. Bu sonuç, V_d 'nin 2 dışındaki değişik değerleri için de görülebilmektedir. Bu verilere göre; impulsif gürültünün bozucu etkisinin, V_d eğim parametresinin artmasıyla, arttığı açıkça görülmektedir. Ayrıca, IGADET parametre değerinin artmasıyla da hata başarımının kötüye gittiği görülmektedir. V_d 'nin impulsif gürültünün darbe genlikleri, IGADET'in de impulsif gürültünün darbe süreleri ile olan ilişkisi düşünülürse, bu sonuçlar zaten beklenmektedir.

Şekil 5.5, a,b,c'deki hata eğrilerinin diğer önemli bir özelliği de tümünün $h(t) = A \cdot e^{-at}$ impulsif gürültü darbe biçimi için belirlenmiş olmalarıdır. İmpulsif gürültü darbe biçiminin $h(t) = A \cdot (e^{-at}/w) \cdot \sin wt$ ifadesine göre belirlendiği Şekil 5.6, a,b,c ve $h(t) = A \cdot e^{-at} \cdot \cos wt$ ifadesine göre belirlendiği Şekil 5.7, a,b,c için de Şekil 5.5, a,b,c için yaptığımız yorumlar aynen geçerlidir.

Şimdi, impulsif gürültünün özel darbe biçiminin iletişimi nasıl etkilediğini inceleyelim. IGADET = 2, $V_d = 2$ için, $E_b/N_0 = 12$ dB değerinde hata olasılığı; Şekil 5.5, a'da; 3.5×10^{-3} , Şekil 5.6, a'da 1.05×10^{-3} Şekil 5.7, a'da, 2.25×10^{-3} civarındadır. Diğer IGADET ve V_d parametreleri için de buna benzer sonuçlar hata

başarım eğrilerinden görülmektedir. Buna göre; $h(t) = A \cdot e^{-at}$ darbe biçimli impulsif gürültünün iletişim sistemi üzerindeki bozucu etkisinin diğer iki darbe biçimine göre daha fazla olduğu gözlemlenmektedir.

Şekil 5.8, a,b’de ise; impuls zarflarının osilasyon frekansı w ’nın artmasıyla hata olasılığında önemli iyileşmeler görülmektedir. $V_d = 22$ ve $IGADET = 30$ durumunda, $h(t) = A \cdot (e^{-at}/w) \cdot \sin wt$ darbe biçimli impulsif gürültünün var olduğu durumda $E_b/N_0=12$ dB için, $w = 200$ Hz iken 3.4×10^{-2} olan hata olasılığı değeri, $w = 2000$ Hz iken 2.6×10^{-2} , $w = 4000$ Hz iken 2.1×10^{-2} değerini almaktadır. Benzer sonuçların, $IGADET$ ’in diğer değeri için de elde edilebildiği, hata başarım eğrilerinden görülmektedir.

Şekil 5.9, a’da işaret-impulsif gürültü oranına bağlı olarak elde edilen hata olasılık eğrileri görülmektedir. Burada 5 dB’lik işaret-Gauss gürültü oranı sisteme uygulandığında, hata olasılığının işaret-impulsif gürültü oranına zayıf bir şekilde bağlı olduğu ve sistemde oluşan hataların çoğuna Gauss gürültüsünün neden olduğu gözükür. İşaret-Gauss gürültü oranının 10 dB alınması durumunda da Gauss gürültüsünün etkili olduğu görülmektedir. İşaret-Gauss gürültü oranının 40 dB alınmasıyla, hata olasılığının işaret-impulsif gürültü oranı ile değişebildiği gözlenmektedir. Bu durumda ise, impulsif gürültü sistem üzerinde etkilidir. Buradan da görüldüğü üzere, işaret-Gauss gürültü oranının büyük değerleri için, bit hata olasılığı P_b azalmaktadır.

Şekil 5.5, Şekil 5.6 ve Şekil 5.7’den görüldüğü üzere ise; $E_b/N_0 \cong 8$ dB değerini alana kadar sistem üzerinde baskın olan gürültünün Gauss gürültüsü olduğu, $E_b/N_0 \cong 8$ dB’den büyük değerlerinde ise baskın olan gürültünün impulsif gürültü olduğu, şekillere bakıldığında eğrilerdeki değişimlerden de görülmektedir.

Burada impulsif gürültünün özellikle $E_b/N_0 \cong 8$ dB’den büyük değerlerde neden olduğu bozucu etki incelenmiştir. Bu bozucu etkiyi ortadan kaldırmak veya en azından minimum düzeye indirmek için kullanılabilecek yöntemler Bölüm 2’de verilmiştir.

BÖLÜM 6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Sayısal iletişim sistemlerinin başarımını etkileyen en önemli etkenlerden biri, gürültüdür. Gürültü sayısal sistemin başarımında oldukça önemli düşmelere neden olabilir. Düşmenin oranını belirlemede ise, gürültünün türü oldukça önemlidir. Birçok sayısal iletişim sisteminde karşımıza çıkan impulsif gürültü, bu sistemlerde sürekli gürültüye göre daha ciddi problemlere yol açmaktadır. Bu nedenle, impulsif gürültünün etkilerini araştırmak da önemli olmaktadır.

Bu tez çalışmasında, ilk olarak impulsif gürültü ile ilgili ayrıntılı literatür araştırması yapılmıştır. İmpulsif gürültü davranışı; doğal olarak varolmakta ve insan yapımı olayların çeşitliliği ile ortaya çıkmaktadır. İmpulsif gürültüye neden olan olaylara; kablolu iletişimde gök gürültüsü ve anahtarlamanın oluşturduğu etki, ELF (Aşırı alçak frekans) - VLF (Çok alçak frekans) bantlarında çalışan kanalların atmosferik boşalmaya uğramaları, HF, VHF ve UHF'yi içine alan radyo frekans bantlarında galaktik ve güneşsel gürültü gibi çeşitli doğal olaylardan veya anakent bölgelerinde insan yapımı kaynaklardan ortaya çıkan etki, genişbant elektronik gözetim ve keşif sistemlerinde parazite karşı olan eğilim gibi birçok olay örnek verilebilir. Standart veya tek bir tanımı bulunmadığından “impulsif” sözcüğü genel bir sözcük olarak kullanılmaktadır. Buna rağmen, diğer gürültü türlerinden ayırdedebilmek için, impulsif gürültü; süresiz, yüksek genlikli düzensiz darbeler şeklinde ortaya çıkan bir gürültü türüdür, diyebiliriz.

Sürekli veya impulsif gürültünün baskın olabilmesi; frekansa, bant genişliğine, coğrafi bölgeye günün ve mevsimin durumuna bağlıdır. Örneğin; tropik bölgelerde, gök gürültülü fırtınaların çok yoğun olması nedeniyle, gürültü genelde impulsiftir.

İmpulsif gürültü ile ilgili gelişen çalışmalar, bu gürültü türünün genlik ve zaman özellikleri üzerinde yoğunlaşmaktadır. Bu gürültü ile ilgili diğer önemli bir sonuç ise; genlik olasılık dağılımının Gauss olmamasıdır.

Bu tez çalışmasında, impulsif gürültü ile ilgili olarak yapılan araştırmalar sırasında, bazı araştırmacılar tarafından önerilen, impulsif gürültünün etkisini yok etmek üzere, varolan alıcıya genlik ve zaman tabanlı değişiklik etkisi yapan yöntemler de kısaca incelenmiştir.

Yapılan araştırmalar sırasında; impulsif gürültü kaynakları modellenirken, parametrelerdeki küçük sayısal değişimler ile, çeşitli gürültü kaynaklarının davranışlarını gösterebilen basit tek bir modele sahip olma isteği gözlenmiş ve bu çalışmada böyle bir model ele alınmıştır. Ayrıca, bazı araştırmacılar tarafından önerilen impulsif gürültü modelleri de incelenerek, gerekli değerlendirmeler yapılmıştır.

Daha sonra kafes kodlamalı modülasyon tekniğini kullanan V.32 modem yapısı araştırılarak, bu modemi ve Gauss için optimum olan standart alıcı yapısını içeren bir iletişim sisteminin, Gauss ve impulsif gürültülü ideal karakteristikli kanallar için hata başarımları bilgisayar benzetimi yolu ile incelenmiş ve hata olasılık eğrileri seçilen impulsif gürültü modelinde, değişik darbe biçimleri ve darbe süreleri için elde edilmiştir.

Bit hata olasılığı P_b 'nin işaret-Gauss gürültü oranına bağlı olarak elde edilen hata olasılık eğrilerinden görüldüğü üzere; her üç impulsif gürültü darbe biçimi için de; bir impulsif gürültü darbesinde bulunan sivri uç sayısı IGADET'in azalmasıyla (Bu impulsif gürültü darbe süresinin de azalması anlamındadır.) veya eğim parametresi V_d 'nin azalmasıyla bit hata olasılığı P_b 'de azalmaktadır. IGADET veya V_d 'nin artmasıyla ise P_b de artmaktadır. Darbe biçimlerine göre karşılaştırdığımızda ise; $h(t) = A \cdot e^{-at}$ darbe biçimli impulsif gürültünün, iletişim sistemi üzerindeki bozucu etkisinin, diğer iki darbe biçimine göre daha fazla olduğu gözlenmektedir. Bu durum, IGADET ve V_d 'nin her değeri için geçerlidir. Hata başarımlar eğrilerinden, impulsif gürültünün bozucu etkisinin belli bir işaret-gürültü oranının üzerinde, Gauss gürültüsüne göre daha fazla olduğu açıkça görülmektedir. Diğer bir deyişle; $E_b/N_0 \cong 8$ dB değerini alana

kadar sistem üzerinde baskın olan gürültünün Gauss gürültüsü, $E_b/N_0 \cong 8$ dB'den büyük değerlerinde ise baskın olan gürültünün impulsif gürültü olduğu sonucuna ulaşılmaktadır.

Hata olasılık eğrileri, impuls zarflarının osilasyon frekansı w 'ye göre incelendiğinde ise, w 'nin artmasıyla bit hata olasılığında önemli iyileşmeler görülmektedir.

Bit hata olasılığı P_b 'nin işaret-impulsif gürültü oranına bağlı olarak elde edilen hata olasılık eğrileri incelendiğinde ise; sisteme uygulanan işaret-Gauss gürültü oranının küçük değerlerinde, hata olasılığının işaret-impulsif gürültü oranına zayıf bir şekilde bağlı olduğu ve sistemde oluşan hataların çoğuna Gauss gürültüsünün neden olduğu gözükür. İşaret-Gauss gürültü oranının büyük değerlerinde, hata olasılığının işaret-impulsif gürültü oranı ile değişebildiği gözlenmektedir. Bu durumda ise, impulsif gürültü sistem üzerinde etkilidir.

Bu çalışmada, impulsif impulsif gürültünün özellikle $E_b/N_0 \cong 8$ dB'den büyük değerlerde neden olduğu bozucu etki incelenmiştir. İmpulsif gürültü ile ilgili olarak yapılan araştırmalar sonucunda elde edilen bilgilere bağlı olarak, bu bozucu etkiyi ortadan kaldırmak veya en azından minimum düzeye indirmek için kullanılabilecek yöntemler Bölüm 2'de verilmiştir.

KAYNAKLAR

- [1] JERUCHIM, M.C., BALABAN, P., SHANMUGAN, K.S., Simulation of Communication Systems, Plenum Press, 1992.
- [2] JAIN, V.K., GUPTA, S.N., Optimum Receiver for Impulsive Atmospheric Radio Noise, Proc. IEE, Vol. 128, Pt. F, No. 4, pp. 189-192, 1981.
- [3] STOCK, B.W., KLEINER, B., A Statistical Analysis of Telephone Noise, Bell. Syst. Tech. J., Vol. 53, No. 7, pp. 1263-1320, 1974.
- [4] MODESTINO, J.V., SANKUR, B., Analysis and Modeling of Impulsive Noise, AEÜ, Bant 35, pp. 481-488, 1981.
- [5] HUYNH, H., LECOURS, M., Impulsive Noise in Noncoherent M-ary Digital Systems, IEEE Trans., Vol. COM-23, pp. 246-252, 1975.
- [6] ZIEMER, R.E., Character Error Probabilities for M-ary Signalling in Impulsive Noise Environments, IEEE Trans., Vol. COM-15, pp. 32-44, 1967.
- [7] JAIN, V.K., GUPTA, S.N., Binary Baseband Polar Signals in Combination with Continuous and Impulsive Noise with ISI, Electron. Lett., Vol. 14, No. 4, pp. 82-83, 1978.

- [8] OMURA, J.K., SHAFT, P.D., Modem Performance in VLF Atmospheric Noise, IEEE Trans., Vol. COM-19, pp. 659-668, 1971.
- [9] UNGERBOECK, G., Channel Coding with Multilevel/Phase Signals, IEEE Trans., Vol. IT-28, pp. 55-67, 1982.
- [10] UNGERBOECK, G., Trellis-Coded Modulation with Redundant Signal Sets-Part I: Introduction, IEEE Communications Magazine, Vol. 25, No. 2, pp. 5-11, 1987.
- [11] UNGERBOECK, G., Trellis-Coded Modulation with Redundant Signal Sets-Part II: State of the Art, IEEE Communications Magazine, Vol. 25, No. 2, pp. 12-21, 1987.
- [12] WEI, Lee-Fang., Rotationally Invariant Convolutional Channel Coding with Expanded Signal Space-Part I: 180°, IEEE Jour., Vol. SAC-2, No. 5, pp. 659-671, 1984.
- [13] WEI, Lee-Fang., Rotationally Invariant Convolutional Channel Coding with Expanded Signal Space-Part II: Nonlinear Codes, IEEE Jour., Vol. SAC-2, No. 5, pp. 672-685, 1984.
- [14] FREEMAN, R.L., Telecommunication Transmission Hand Book, Wiley, 1975.
- [15] IBUKIN, O., Structural Aspects of Atmospheric Radio Noise in the Tropics, Proc. IEEE, Vol. 54, pp. 361-367, 1966.
- [16] MIDDLETON, D., Man-made Noise in Urban Environments and Transportation Systems: Models and Measurements, IEEE Trans., Vol. VT-22, pp. 148-156, 1973.

- [17] SYNDER, D.L., Optimal Binary Detection of Known Signals in a Non-Gaussian Noise Resembling VLF Atmospheric Noise, WESCON Convention Record, Pt-4, p. 1, 1968.
- [18] BECKMAN, B., Amplitude Probability Distribution of Atmospheric Radio Noise, Radio Sci., Vol. 48D, pp. 723-736, 1964.
- [19] INTERNATIONAL RADIO CONSULTATIVE COMMITTEE, World Distribution and Characteristics of Atmospheric Radio Noise, Int. Telecommun. Union. Geneva, Switzerland, Rep. 322, 1964.
- [20] LINFIELD, R.F., PLUSH, R.W., High Performance Reliable VLF Component of the Naval Advanced Communications System: Measurement of VLF System Performance in Atmospheric Noise, DECO Electron, Inc., Boulder. Colo., Contract NObsr-85360. Interim Rep. 34-R-3., 1963.
- [21] MONTGOMERY, G.F., A Comparison of Amplitude and Angle Modulation for Narrow-band Communication of Binary-Coded Messages in Fluctuation Noise, Proc. IRE, Vol. 42, pp. 447-454, 1954.
- [22] SPAULDING, A.D., Determination of Error Rates for Narrow-band Communication of Binary-Coded Messages in Atmospheric Noise, Proc. IEEE, Vol. 52, pp. 220-221, 1964.
- [23] WATT, A.D., COON, R.M., MAXWELL, E.L., PLUSH, R.W., Performance of Some Radio Systems in the Presence of Thermal and Atmospheric Noise, Proc. IRE., Vol. 16, pp. 1914-1923, 1958.
- [24] SHAFT, P.D., VLF Modm Performance in Atmospheric Noise, Stanford Res. Inst., Menlo Park. Calif., Contract E122-141-69(N), SRI Project 8078, Special Tech. Rep. 1, 1970.

- [25] JAIN, V.K., GUPTA, S.N., Impulsive Noise in Digital Communication, AEÜ, Vol. 47, No. 4, pp. 255-259, 1993.
- [26] RAPPAPORT, S.S., KURTZ, L., An Optimal Nonlinear Detector for Digital Data Transmission Through Nongaussian Channels, IEEE Trans., Vol. COM-14, pp. 266-274, 1966.
- [27] MALLINCRODT, C.O., Peak Limitter and Hole-puncher Noise Suppression, TRW/STL Report 6121-7719, RU-000, TRW, E1 Seguando, California, USA.
- [28] SHINDE, M.P., GUPTA, S.N., Performance of FSK Systems in Atmospheric Radio Noise, Proceedings of the IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, San Fransisco USA, pp. 153-161, 1974.
- [29] SHINDE, M.P., GUPTA, S.N., Signal Detection in the Presence at Atmospheric Noise in Tropics, IEEE Trans., Vol. COM-22, pp. 1055-1063, 1974.
- [30] HARTLEY, H.F., Wideband Technique for Improving FSK Reception in Atmospheric Noise, Proc. Nat. Electronics Conf., Vol. 24, pp. 528-532, 1968.
- [31] VITERBI, A.J., Error Bounds for Convolutional Codes and an Asymptotically Optimum Decoding Algoritm, IEEE Trans., Vol. IT-13, pp. 260-269, 1967.
- [32] MODESTINO, J.W., MATIS, K.R., Interactive Simulation of Digital Communication Systems, IEEE Jour., vol. SAC-2, No. 1, pp. 51-76, 1984.

- [33] BURINGTON, R.S., MAY, D.C., Handbook of Probability and Statistics with Tables, Mc Graw Hill, 1970.
- [34] GREEN, A.E., BOURNE, A.J., Reliability Technology, John Wiley&Sons, 1972.
- [35] CHUNG, H.Y., Performance of Interleaved Trellis Codes in the Presence of Impulsive Noise, Proc. of International Conf. on Telecommunications, Geneva, Switzerland, 1993.



EK-A

GENEL PROGRAMIN (PROGRAM-A) TAM LİSTESİ

CLS

REM "***** GENEL PROGRAM (PROGRAM - A) *****"

INPUT "BİT SAYISI DEĞERİNİ GİRİNİZ=", BS

INPUT "*** Eb/No ** DEĞERİNİ GİRİNİZ =", BORAN

INPUT "TTSA BENZETİM ARALIĞI DEĞERİNİ GİRİNİZ =", TTSA

INPUT "TUR SAYISI DEĞERİNİ GİRİNİZ =", TURSAY

PRINT "*****İMPULSİF GÜRÜLTÜ İÇİN VERİLER*****"

INPUT "*** Vd ** EĞİM PARAMETRESİ DEĞERİNİ GİRİNİZ=", Vd

INPUT "LAMDA DEĞERİNİ GİRİNİZ=", LAMDA

INPUT "BİR DARBE SÜRESİNCE ORTAYA ÇIKAN SİVRİ UÇ SAYISI DEĞERİNİ GİRİNİZ =",

IGADET

INPUT "h(t)'NİN ** a ** ZAMAN SABİTİ DEĞERİNİ GİRİNİZ =", aa

INPUT "h(t)'NİN ** A ** KATSAYISI DEĞERİNİ GİRİNİZ=", Aaa

SIGMA = SQR(2.5 / (2 * (10 ^ (BORAN / 10))))

SIGMAI = SQR(Vd / 4.343)

ISLEM = (((TTSA * 2400) / 10) - 1)

DIM Q(BS / 4, 4)

DIM Y1(BS / 4), Y2(BS / 4)

DIM W1((BS / 4) + 1), W2((BS / 4) + 1), W3((BS / 4) + 1), W4((BS / 4) + 1), Y0((BS / 4) + 1)

DIM SR(BS / 4), SI(BS / 4), RR(BS / 4), RI(BS / 4)

DIM M(64), SRD(32), SID(32), X(128), I(BS / 4), GP(BS / 4)

DIM F(128, BS / 4), PL(BS / 4, BS / 4)

DIM P(16), PP(32), PR(16), PJ(4)

DIM K(150), TT(150)

DIM Y3(BS / 4), Y4(BS / 4)

DIM H(32), YDB0(32), YDB1(32), YDB2(32), YDB3(32), YDB4(32)

DIM YD0(BS / 4), YD1(BS / 4), YD2(BS / 3), YD3(BS / 4), YD4(BS / 4)

DIM PEBHO(BORAN), PEBHO1(BORAN), PEBHO2(BORAN)

REM " İMPULSİF GÜRÜLTÜ İLE İLGİLİ BOYUTLAR"

DIM ZRZR((ISLEM + 1) * 10), ZRZI((ISLEM + 1) * 10)

DIM T(TTSA * LAMDA * 4), FT(TTSA * LAMDA * 4), TI(TTSA * LAMDA * 4), N(TTSA * LAMDA * 4)

DIM ZR(TTSA * LAMDA * 4), ZI(TTSA * LAMDA * 4)

DIM NX((TTSA * LAMDA * 4), IGADET), ZRX((TTSA * LAMDA * 4), IGADET), ZIX((TTSA * LAMDA * 4), IGADET)

DOG = 0: YAN = 0

PESHO2(SIGMA) = 0: PEBHO2(BORAN) = 0

IGSORT = 0

REM "SİMGELERE KARŞI DÜŞEN KANAL İŞARETLERİ"

FOR I = 0 TO 31

READ M(I)

```
SRD(I) = M(I)
READ M(I)
SID(I) = M(I)
NEXT I
DATA -2,3,-2,-1,2,3,2,-1,-4,1,0,-3,0,1,4,1,2,-3,2,1,-2,-3,-2,1,4,-1,0,3,0,-1,-4,-1,-3,-2,1,-2,-3,2,1,2,-
1,-4,3,0,-1,0,-1,4,3,2,-1,2,3,-2,-1,-2,1,4,-3,0,1,0,1,-4
REM "GEÇİŞLERE KARŞI DÜŞEN SİMGELER"
FOR M = 0 TO 127
READ X(M)
NEXT M
DATA 4,8,0,12,5,9,1,13,6,10,2,14,7,11,3,15
DATA 0,12,4,8,1,13,5,9,2,14,6,10,3,15,7,11
DATA 8,4,12,0,9,5,13,1,10,6,14,2,11,7,15,3
DATA 12,0,8,4,13,1,9,5,14,2,10,6,15,3,11,7
DATA 16,28,20,24,17,29,21,25,18,30,22,26,19,31,23,27
DATA 20,24,16,28,21,25,17,29,22,26,18,30,23,27,19,31
DATA 24,20,28,16,25,21,29,17,26,22,30,18,27,23,31,19
DATA 28,16,24,20,29,17,25,21,30,18,26,22,31,19,27,23
REM "KOD ÇÖZME İŞLEMİ TAMAMLANDIKTAN SONRA ELDE EDİLEN İŞARETLERİN BİT
OLARAK İFADELERİ"
FOR L = 0 TO 31
READ H(L): YDB0(L) = H(L)
READ H(L): YDB1(L) = H(L)
READ H(L): YDB2(L) = H(L)
READ H(L): YDB3(L) = H(L)
READ H(L): YDB4(L) = H(L)
NEXT L
DATA 0,1,0,0,0,0,1,0,0,1,0,1,0,1,0,0,1,0,1,1,0,0,0,0,0,0,0,0,0,1,0,0,0,1,0,0,0,0,1,1
DATA 0,1,1,0,0,0,1,1,0,1,0,1,1,1,0,0,1,1,1,0,0,1,0,0,0,0,1,0,1,0,0,1,1,0,0,0,1,1,1
DATA 1,0,0,0,0,1,0,0,0,1,1,0,0,1,0,1,0,0,1,1,1,1,0,0,1,1,1,0,1,1,1,1,0,1,1,1,1,1,1
DATA 1,0,1,0,0,1,0,1,0,1,1,0,1,1,0,1,0,1,1,1,1,0,0,0,1,1,0,0,1,1,1,0,1,0,1,1,0,1,1
FOR CC = 1 TO TURSAY
GOSUB IMGURUL
DP = 0: YP = 0
SEMPAY = 0: BITPAY = 0
FOR C = 0 TO ISLEM
TEKRAR:
FOR N = 1 TO (BS / 4)
RANDOMIZE TIMER
Q(N, 1) = INT(RND + .5)
RANDOMIZE TIMER
```

```
Q(N, 2) = INT(RND + .5)
RANDOMIZE TIMER
Q(N, 3) = INT(RND + .5)
RANDOMIZE TIMER
Q(N, 4) = INT(RND + .5)
NEXT N
REM " FARK KODLAYICISININ ÇALIŞMASI"
Y1(0) = 0
Y2(0) = 0
FOR N = 1 TO (BS / 4) - 1
Y1(N) = Q(N, 1) + Y1(N - 1)
Y2(N) = Q(N, 2) + Y2(N - 1) + (Q(N, 1) * Y1(N - 1))
IF Y1(N) = 0 THEN Y1(N) = 0
IF Y1(N) = 1 THEN Y1(N) = 1
IF Y1(N) = 2 THEN Y1(N) = 0
IF Y2(N) = 0 THEN Y2(N) = 0
IF Y2(N) = 1 THEN Y2(N) = 1
IF Y2(N) = 2 THEN Y2(N) = 0
IF Y2(N) = 3 THEN Y2(N) = 1
NEXT N
REM " KATLAMALI KODLAYICININ DURUMLARI VE ÇIKIŞLARI"
W1(1) = 0: W2(1) = 0: W3(1) = 0
Y0(1) = W2(1)
FOR N = 1 TO (BS / 4) - 1
W1(N + 1) = W2(N)
W2(N + 1) = W3(N) + Y2(N) + (W2(N) * Y1(N))
W3(N + 1) = W1(N) + Y1(N) + Y2(N) + (W2(N) * (W3(N) + Y2(N)))
IF W2(N + 1) = 2 THEN W2(N + 1) = 0
IF W2(N + 1) = 3 THEN W2(N + 1) = 1
IF W3(N + 1) = 2 THEN W3(N + 1) = 0
IF W3(N + 1) = 3 THEN W3(N + 1) = 1
IF W3(N + 1) = 4 THEN W3(N + 1) = 0
IF W3(N + 1) = 5 THEN W3(N + 1) = 1
Y0(N + 1) = W2(N + 1)
NEXT N
IF W1(BS / 4) = 0 AND W2(BS / 4) = 0 AND W3(BS / 4) = 0 THEN Y1(BS / 4) = 0: Y2(BS / 4) =
0: GOTO EN1 ELSE GOTO EN2
EN2:
IF W1(BS / 4) = 0 AND W2(BS / 4) = 0 AND W3(BS / 4) = 1 THEN Y1(BS / 4) = 1: Y2(BS / 4) =
1: GOTO EN1 ELSE GOTO EN3
EN3:
```

IF W1(BS / 4) = 1 AND W2(BS / 4) = 0 AND W3(BS / 4) = 0 THEN Y1(BS / 4) = 1: Y2(BS / 4) = 0: GOTO EN1 ELSE GOTO EN4

EN4:

IF W1(BS / 4) = 1 AND W2(BS / 4) = 0 AND W3(BS / 4) = 1 THEN Y1(BS / 4) = 0: Y2(BS / 4) = 1: GOTO EN1 ELSE GOTO TEKRAR

EN1:

W1(BS / 4 + 1) = 0: W2(BS / 4 + 1) = 0: W3(BS / 4 + 1) = 0: Y0(BS / 4 + 1) = 0

REM "KATLAMALI KODLAYICININ ÇIKIŞ BİTLERİNİN İŞARETLERE ATANMASI"

FOR N = 1 TO BS / 4

Y3(N) = Q(N, 3): Y4(N) = Q(N, 4)

IF Y0(N) = 0 AND Y1(N) = 0 AND Y2(N) = 0 THEN GOTO NO1

IF Y0(N) = 0 AND Y1(N) = 0 AND Y2(N) = 1 THEN GOTO NO3

IF Y0(N) = 0 AND Y1(N) = 1 AND Y2(N) = 0 THEN GOTO NO0

IF Y0(N) = 0 AND Y1(N) = 1 AND Y2(N) = 1 THEN GOTO NO2

IF Y0(N) = 1 AND Y1(N) = 0 AND Y2(N) = 0 THEN GOTO NO4

IF Y0(N) = 1 AND Y1(N) = 0 AND Y2(N) = 1 THEN GOTO NO6

IF Y0(N) = 1 AND Y1(N) = 1 AND Y2(N) = 0 THEN GOTO NO7

IF Y0(N) = 1 AND Y1(N) = 1 AND Y2(N) = 1 THEN GOTO NO5

DEVAM:

GOSUB GURULTU

RR(N) = SR(N) + NR + IZRT

RI(N) = SI(N) + NI + IZIT

NEXT N

REM "*****ALICI BÖLÜMÜ İLE İLGİLİ İŞLEMLER*****"

REM "KODLANMIŞ KANAL İŞARETLERİNE SİMGE DEĞERLERİNİN ATANMASI"

FOR V = 0 TO (BS / 4) - 1

FOR Z = 0 TO 31

IF SRD(Z) = SR(V + 1) AND SID(Z) = SI(V + 1) THEN I(V) = Z

NEXT Z

NEXT V

REM "***VİTERBİ KOD ÇÖZÜCÜ***"

FOR N = 0 TO (BS / 4) - 1

IF N = 0 THEN GOTO ISLEM0

IF N = 1 THEN GOTO ISLEM1

IF N = (BS / 4) - 2 THEN GOTO ISLEM6

IF N = (BS / 4) - 1 THEN GOTO ISLEM7

FOR X = 0 TO 3

FOR D = 0 TO 3

L = X + D * 4

F(L, N) = (RR(N + 1) - SRD(X(L))) ^ 2 + (RI(N + 1) - SID(X(L))) ^ 2

NEXT D

K(X) = F(X, N)

```
TT(X) = X
FOR D = 1 TO 3
  L = X + D * 4
  IF F(L, N) < K(X) THEN K(X) = F(L, N) ELSE GOTO D1
  TT(X) = L
D1:
NEXT D
NEXT X
PP(0) = K(0) + PL(N - 1, 0)
PP(1) = K(1) + PL(N - 1, 1)
PP(2) = K(2) + PL(N - 1, 4)
PP(3) = K(3) + PL(N - 1, 5)
PL(N, 0) = PP(0)
FOR D = 1 TO 3
  IF PP(D) < PL(N, 0) THEN PL(N, 0) = PP(D) ELSE GOTO DD1
DD1:
NEXT D
IF PL(N, 0) = PP(0) THEN G(N, 0) = TT(0): D(N, 0) = 0
IF PL(N, 0) = PP(1) THEN G(N, 0) = TT(1): D(N, 0) = 1
IF PL(N, 0) = PP(2) THEN G(N, 0) = TT(2): D(N, 0) = 4
IF PL(N, 0) = PP(3) THEN G(N, 0) = TT(3): D(N, 0) = 5
FOR X = 16 TO 19
  FOR D = 0 TO 3
    L = X + D * 4
    F(L, N) = (RR(N + 1) - SRD(X(L))) ^ 2 + (RI(N + 1) - SID(X(L))) ^ 2
  NEXT D
  K(X) = F(X, N)
  TT(X) = X
  FOR D = 1 TO 3
    L = X + D * 4
    IF F(L, N) < K(X) THEN K(X) = F(L, N) ELSE GOTO D2
    TT(X) = L
  D2:
  NEXT D
NEXT X
PP(4) = K(16) + PL(N - 1, 0)
PP(5) = K(17) + PL(N - 1, 1)
PP(6) = K(18) + PL(N - 1, 4)
PP(7) = K(19) + PL(N - 1, 5)
PL(N, 1) = PP(4)
FOR D = 5 TO 7
```

```
IF PP(D) < PL(N, 1) THEN PL(N, 1) = PP(D) ELSE GOTO DD2
DD2:
NEXT D
IF PL(N, 1) = PP(4) THEN G(N, 1) = TT(16): D(N, 1) = 0
IF PL(N, 1) = PP(5) THEN G(N, 1) = TT(17): D(N, 1) = 1
IF PL(N, 1) = PP(6) THEN G(N, 1) = TT(18): D(N, 1) = 4
IF PL(N, 1) = PP(7) THEN G(N, 1) = TT(19): D(N, 1) = 5
FOR X = 32 TO 35
FOR D = 0 TO 3
L = X + D * 4
F(L, N) = (RR(N + 1) - SRD(X(L))) ^ 2 + (RI(N + 1) - SID(X(L))) ^ 2
NEXT D
K(X) = F(X, N)
TT(X) = X
FOR D = 1 TO 3
L = X + D * 4
IF F(L, N) < K(X) THEN K(X) = F(L, N) ELSE GOTO D3
TT(X) = L
D3:
NEXT D
NEXT X
PP(8) = K(32) + PL(N - 1, 0)
PP(9) = K(33) + PL(N - 1, 1)
PP(10) = K(34) + PL(N - 1, 4)
PP(11) = K(35) + PL(N - 1, 5)
PL(N, 2) = PP(8)
FOR D = 9 TO 11
IF PP(D) < PL(N, 2) THEN PL(N, 2) = PP(D) ELSE GOTO DD3
DD3:
NEXT D
IF PL(N, 2) = PP(8) THEN G(N, 2) = TT(32): D(N, 2) = 0
IF PL(N, 2) = PP(9) THEN G(N, 2) = TT(33): D(N, 2) = 1
IF PL(N, 2) = PP(10) THEN G(N, 2) = TT(34): D(N, 2) = 4
IF PL(N, 2) = PP(11) THEN G(N, 2) = TT(35): D(N, 2) = 5
FOR X = 48 TO 51
FOR D = 0 TO 3
L = X + D * 4
F(L, N) = (RR(N + 1) - SRD(X(L))) ^ 2 + (RI(N + 1) - SID(X(L))) ^ 2
NEXT D
K(X) = F(X, N)
TT(X) = X
```

```
FOR D = 1 TO 3
  L = X + D * 4
  IF F(L, N) < K(X) THEN K(X) = F(L, N) ELSE GOTO D4
  TT(X) = L
D4:
NEXT D
NEXT X
PP(12) = K(48) + PL(N - 1, 0)
PP(13) = K(49) + PL(N - 1, 1)
PP(14) = K(50) + PL(N - 1, 4)
PP(15) = K(51) + PL(N - 1, 5)
PL(N, 3) = PP(12)
FOR D = 13 TO 15
  IF PP(D) < PL(N, 3) THEN PL(N, 3) = PP(D) ELSE GOTO DD4
DD4:
NEXT D
IF PL(N, 3) = PP(12) THEN G(N, 3) = TT(48): D(N, 3) = 0
IF PL(N, 3) = PP(13) THEN G(N, 3) = TT(49): D(N, 3) = 1
IF PL(N, 3) = PP(14) THEN G(N, 3) = TT(50): D(N, 3) = 4
IF PL(N, 3) = PP(15) THEN G(N, 3) = TT(51): D(N, 3) = 5
FOR X = 64 TO 67
  FOR D = 0 TO 3
    L = X + D * 4
    F(L, N) = (RR(N + 1) - SRD(X(L))) ^ 2 + (RI(N + 1) - SID(X(L))) ^ 2
  NEXT D
  K(X) = F(X, N)
  TT(X) = X
  FOR D = 1 TO 3
    L = X + D * 4
    IF F(L, N) < K(X) THEN K(X) = F(L, N) ELSE GOTO D5
    TT(X) = L
  D5:
  NEXT D
NEXT X
PP(16) = K(64) + PL(N - 1, 2)
PP(17) = K(65) + PL(N - 1, 3)
PP(18) = K(66) + PL(N - 1, 6)
PP(19) = K(67) + PL(N - 1, 7)
PL(N, 4) = PP(16)
FOR D = 17 TO 19
  IF PP(D) < PL(N, 4) THEN PL(N, 4) = PP(D) ELSE GOTO DD5
```

```
DD5:
NEXT D
IF PL(N, 4) = PP(16) THEN G(N, 4) = TT(64): D(N, 4) = 2
IF PL(N, 4) = PP(17) THEN G(N, 4) = TT(65): D(N, 4) = 3
IF PL(N, 4) = PP(18) THEN G(N, 4) = TT(66): D(N, 4) = 6
IF PL(N, 4) = PP(19) THEN G(N, 4) = TT(67): D(N, 4) = 7
FOR X = 80 TO 83
FOR D = 0 TO 3
L = X + D * 4
F(L, N) = (RR(N + 1) - SRD(X(L))) ^ 2 + (RI(N + 1) - SID(X(L))) ^ 2
NEXT D
K(X) = F(X, N)
TT(X) = X
FOR D = 1 TO 3
L = X + D * 4
IF F(L, N) < K(X) THEN K(X) = F(L, N) ELSE GOTO D6
TT(X) = L
D6:
NEXT D
NEXT X
PP(20) = K(80) + PL(N - 1, 2)
PP(21) = K(81) + PL(N - 1, 3)
PP(22) = K(82) + PL(N - 1, 6)
PP(23) = K(83) + PL(N - 1, 7)
PL(N, 5) = PP(20)
FOR D = 21 TO 23
IF PP(D) < PL(N, 5) THEN PL(N, 5) = PP(D) ELSE GOTO DD6
DD6:
NEXT D
IF PL(N, 5) = PP(20) THEN G(N, 5) = TT(80): D(N, 5) = 2
IF PL(N, 5) = PP(21) THEN G(N, 5) = TT(81): D(N, 5) = 3
IF PL(N, 5) = PP(22) THEN G(N, 5) = TT(82): D(N, 5) = 6
IF PL(N, 5) = PP(23) THEN G(N, 5) = TT(83): D(N, 5) = 7
FOR X = 96 TO 99
FOR D = 0 TO 3
L = X + D * 4
F(L, N) = (RR(N + 1) - SRD(X(L))) ^ 2 + (RI(N + 1) - SID(X(L))) ^ 2
NEXT D
K(X) = F(X, N)
TT(X) = X
FOR D = 1 TO 3
L = X + D * 4
```

```
IF F(L, N) < K(X) THEN K(X) = F(L, N) ELSE GOTO D7
TT(X) = L
D7:
NEXT D
NEXT X
PP(24) = K(96) + PL(N - 1, 2)
PP(25) = K(97) + PL(N - 1, 3)
PP(26) = K(98) + PL(N - 1, 6)
PP(27) = K(99) + PL(N - 1, 7)
PL(N, 6) = PP(24)
FOR D = 25 TO 27
IF PP(D) < PL(N, 6) THEN PL(N, 6) = PP(D) ELSE GOTO DD7
DD7:
NEXT D
IF PL(N, 6) = PP(24) THEN G(N, 6) = TT(96): D(N, 6) = 2
IF PL(N, 6) = PP(25) THEN G(N, 6) = TT(97): D(N, 6) = 3
IF PL(N, 6) = PP(26) THEN G(N, 6) = TT(98): D(N, 6) = 6
IF PL(N, 6) = PP(27) THEN G(N, 6) = TT(99): D(N, 6) = 7
FOR X = 112 TO 115
FOR D = 0 TO 3
L = X + D * 4
F(L, N) = (RR(N + 1) - SRD(X(L))) ^ 2 + (RI(N + 1) - SID(X(L))) ^ 2
NEXT D
K(X) = F(X, N)
TT(X) = X
FOR D = 1 TO 3
L = X + D * 4
IF F(L, N) < K(X) THEN K(X) = F(L, N) ELSE GOTO D8
TT(X) = L
D8:
NEXT D
NEXT X
PP(28) = K(112) + PL(N - 1, 2)
PP(29) = K(113) + PL(N - 1, 3)
PP(30) = K(114) + PL(N - 1, 6)
PP(31) = K(115) + PL(N - 1, 7)
PL(N, 7) = PP(28)
FOR D = 29 TO 31
IF PP(D) < PL(N, 7) THEN PL(N, 7) = PP(D) ELSE GOTO DD8
DD8:
NEXT D
```

```
IF PL(N, 7) = PP(28) THEN G(N, 7) = TT(112): D(N, 7) = 2
IF PL(N, 7) = PP(29) THEN G(N, 7) = TT(113): D(N, 7) = 3
IF PL(N, 7) = PP(30) THEN G(N, 7) = TT(114): D(N, 7) = 6
IF PL(N, 7) = PP(31) THEN G(N, 7) = TT(115): D(N, 7) = 7
D100:
IF N = (BS / 4) - 1 THEN GOTO D9 ELSE GOTO D10
D9:
GP(0) = G(0, D(1, D(2, D(3, D(4, D(5, D(6, D(7, D(8, D(9, 0))))))))))
GP(1) = G(1, D(2, D(3, D(4, D(5, D(6, D(7, D(8, D(9, 0))))))))))
GP(2) = G(2, D(3, D(4, D(5, D(6, D(7, D(8, D(9, 0))))))))))
GP(3) = G(3, D(4, D(5, D(6, D(7, D(8, D(9, 0))))))))))
GP(4) = G(4, D(5, D(6, D(7, D(8, D(9, 0))))))
GP(5) = G(5, D(6, D(7, D(8, D(9, 0))))))
GP(6) = G(6, D(7, D(8, D(9, 0))))
GP(7) = G(7, D(8, D(9, 0)))
GP(8) = G(8, D(9, 0))
GP(9) = G(9, 0)
FOR Q = 0 TO (BS / 4) - 1
IF X(GP(Q)) = I(Q) THEN DOG = DOG + 1 ELSE YAN = YAN + 1
NEXT Q
REM "KARAR VERİLEN İŞARETLERİN BİT OLARAK ATAMALARI"
FOR Z = 0 TO (BS / 4) - 1
YD0(Z + 1) = YDB0(X(GP(Z)))
YD1(Z + 1) = YDB1(X(GP(Z)))
YD2(Z + 1) = YDB2(X(GP(Z)))
YD3(Z + 1) = YDB3(X(GP(Z)))
YD4(Z + 1) = YDB4(X(GP(Z)))
NEXT Z
IF X(GP(0)) = I(0) AND X(GP(1)) = I(1) AND X(GP(2)) = I(2) AND X(GP(3)) = I(3) AND X(GP(4))
= I(4) AND X(GP(5)) = I(5) THEN GOTO D13 ELSE YP = YP + 1: GOTO D14
D13:
IF X(GP(6)) = I(6) AND X(GP(7)) = I(7) AND X(GP(8)) = I(8) AND X(GP(9)) = I(9) THEN GOTO
D15 ELSE YP = YP + 1: GOTO D14
D15:
DP = DP + 1
GOTO D10
D14:
PLAY "C"
D10:
NEXT N
PRINT "DP="; DP, "YP="; YP
```

```
REM "10 ADIMLIK YOLLAR İÇİN SİMGE HATA OLASILIKLARININ HESAPLANMASI"
DSEM = 0: YSEM = 0
PDYOL = 0: PYYOL = 0
FOR N = 0 TO (BS / 4) - 1
IF X(GP(N)) = I(N) THEN DSEM = DSEM + 1 ELSE YSEM = YSEM + 1
NEXT N
PRINT "DSEM="; DSEM, "YSEM="; YSEM
IF DSEM = 10 THEN PDYOL = 1 ELSE PYYOL = 1
PRINT "PDYOL="; PDYOL, "PYYOL="; PYYOL
SPAY = YSEM / (BS / 4)
SEMPAY = SEMPAY + SPAY
PRINT "SPAY="; SPAY, "SEMPAY="; SEMPAY
REM "10 ADIMLIK YOLLAR İÇİN BİT HATA OLASILIKLARININ HESAPLANMASI"
DBIT = 0: YBIT = 0
FOR N = 1 TO (BS / 4)
IF Y1(N) <> YD1(N) THEN YBIT = YBIT + 1 ELSE DBIT = DBIT + 1
IF Y2(N) <> YD2(N) THEN YBIT = YBIT + 1 ELSE DBIT = DBIT + 1
IF Y3(N) <> YD3(N) THEN YBIT = YBIT + 1 ELSE DBIT = DBIT + 1
IF Y4(N) <> YD4(N) THEN YBIT = YBIT + 1 ELSE DBIT = DBIT + 1
NEXT N
PRINT "DBIT="; DBIT, "YBIT="; YBIT
BPAY = YBIT / (BS)
BITPAY = BITPAY + BPAY
PRINT "BPAY="; BPAY, "BITPAY="; BITPAY
PRINT "TUR SAYISI="; CC, "İŞLEM SAYISI="; C
PRINT "*****"
NEXT C
PESHO1(SIGMA) = SEMPAY / (ISLEM + 1)
PESHO2(SIGMA) = PESHO2(SIGMA) + PESHO1(SIGMA)
PEBHO1(BORAN) = BITPAY / (ISLEM + 1)
PEBHO2(BORAN) = PEBHO2(BORAN) + PEBHO1(BORAN)
PRINT "*****"
PRINT "*****"
PRINT "PESHO1("; SIGMA; ")="; PESHO1(SIGMA), "PESHO2("; SIGMA; ")=";
PESHO2(SIGMA)
PRINT "PEBHO1("; BORAN; ")="; PEBHO1(BORAN), "PEBHO2("; BORAN; ")=";
PEBHO2(BORAN)
NEXT CC
IGSOR = IGSORT / TURSAY
PRINT "IGSOR="; IGSOR
PRINT "IGSORT="; IGSORT
```

```
PRINT "DOG="; DOG, "YAN="; YAN
PRINT "!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!"
REM "PESHO: SİMGE HATA OLASILIĞI"
PESHO(SIGMA) = PESHO2(SIGMA) / TURSAY
PRINT "!!!!SİMGE HATA OLASILIĞINI VERİYORUZ!!!!"
PRINT "PESHO("; SIGMA; ", "; SIGMAI; ")="; PESHO(SIGMA)
PRINT "!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!"
REM "PEBHO: BİT HATA OLASILIĞI"
PEBHO(BORAN) = PEBHO2(BORAN) / TURSAY
PRINT "!!!!BİT HATA OLASILIĞINI VERİYORUZ!!!!"
PRINT "PEBHO("; BORAN; ")="; PEBHO(BORAN)
PRINT " PROGRAMIMIZIN ÇALIŞMASI SONA ERMİŞTİR.!!!"
END
ISLEM0:
FOR D = 0 TO 3
  L = 0 + D * 4
  F(L, N) = (RR(N + 1) - SRD(X(L))) ^ 2 + (RI(N + 1) - SID(X(L))) ^ 2
NEXT D
K = F(0, N)
TT = 0
FOR D = 1 TO 3
  L = 0 + D * 4
  IF F(L, N) < K THEN K = F(L, N) ELSE GOTO IS1
  TT = L
IS1:
NEXT D
PL(N, 0) = K
G(N, 0) = TT
D(N, 0) = 0
FOR D = 0 TO 3
  L = 16 + D * 4
  F(L, N) = (RR(N + 1) - SRD(X(L))) ^ 2 + (RI(N + 1) - SID(X(L))) ^ 2
NEXT D
K = F(16, N)
TT = 16
FOR D = 1 TO 3
  L = 16 + D * 4
  IF F(L, N) < K THEN K = F(L, N) ELSE GOTO IS2
  TT = L
IS2:
NEXT D
PL(N, 1) = K
```

```
G(N, 1) = TT
D(N, 1) = 0
FOR D = 0 TO 3
  L = 32 + D * 4
  F(L, N) = (RR(N + 1) - SRD(X(L))) ^ 2 + (RI(N + 1) - SID(X(L))) ^ 2
NEXT D
K = F(32, N)
TT = 32
FOR D = 1 TO 3
  L = 32 + D * 4
  IF F(L, N) < K THEN K = F(L, N) ELSE GOTO IS3
  TT = L
IS3:
NEXT D
PL(N, 2) = K
G(N, 2) = TT
D(N, 2) = 0
FOR D = 0 TO 3
  L = 48 + D * 4
  F(L, N) = (RR(N + 1) - SRD(X(L))) ^ 2 + (RI(N + 1) - SID(X(L))) ^ 2
NEXT D
K = F(48, N)
TT = 48
FOR D = 1 TO 3
  L = 48 + D * 4
  IF F(L, N) < K THEN K = F(L, N) ELSE GOTO IS4
  TT = L
IS4:
NEXT D
PL(N, 3) = K
G(N, 3) = TT
D(N, 3) = 0
GOTO D100
ISLEM1:
FOR X = 0 TO 1
  FOR D = 0 TO 3
    L = X + D * 4
    F(L, N) = (RR(N + 1) - SRD(X(L))) ^ 2 + (RI(N + 1) - SID(X(L))) ^ 2
  NEXT D
  K(X) = F(X, N)
  TT(X) = X
```

```
FOR D = 1 TO 3
  L = X + D * 4
  IF F(L, N) < K(X) THEN K(X) = F(L, N) ELSE GOTO ID1
  TT(X) = L
ID1:
NEXT D
NEXT X
P(0) = K(0) + PL(N - 1, 0)
P(1) = K(1) + PL(N - 1, 1)
IF P(0) < P(1) THEN PL(N, 0) = P(0): G(N, 0) = TT(0): D(N, 0) = 0 ELSE PL(N, 0) = P(1): G(N, 0)
= TT(1): D(N, 0) = 1: GOTO C1
C1:
FOR X = 16 TO 17
  FOR D = 0 TO 3
    L = X + D * 4
    F(L, N) = (RR(N + 1) - SRD(X(L))) ^ 2 + (RI(N + 1) - SID(X(L))) ^ 2
  NEXT D
  K(X) = F(X, N)
  TT(X) = X
  FOR D = 1 TO 3
    L = X + D * 4
    IF F(L, N) < K(X) THEN K(X) = F(L, N) ELSE GOTO ID2
    TT(X) = L
  ID2:
NEXT D
NEXT X
P(2) = K(16) + PL(N - 1, 0)
P(3) = K(17) + PL(N - 1, 1)
IF P(2) < P(3) THEN PL(N, 1) = P(2): G(N, 1) = TT(16): D(N, 1) = 0 ELSE PL(N, 1) = P(3): G(N,
1) = TT(17): D(N, 1) = 1: GOTO C2
C2:
FOR X = 32 TO 33
  FOR D = 0 TO 3
    L = X + D * 4
    F(L, N) = (RR(N + 1) - SRD(X(L))) ^ 2 + (RI(N + 1) - SID(X(L))) ^ 2
  NEXT D
  K(X) = F(X, N)
  TT(X) = X
  FOR D = 1 TO 3
    L = X + D * 4
    IF F(L, N) < K(X) THEN K(X) = F(L, N) ELSE GOTO ID3
```

```
TT(X) = L
ID3:
NEXT D
NEXT X
P(4) = K(32) + PL(N - 1, 0)
P(5) = K(33) + PL(N - 1, 1)
IF P(4) < P(5) THEN PL(N, 2) = P(4): G(N, 2) = TT(32): D(N, 2) = 0 ELSE PL(N, 2) = P(5): G(N,
2) = TT(33): D(N, 2) = 1: GOTO C3
C3:
FOR X = 48 TO 49
FOR D = 0 TO 3
L = X + D * 4
F(L, N) = (RR(N + 1) - SRD(X(L))) ^ 2 + (RI(N + 1) - SID(X(L))) ^ 2
NEXT D
K(X) = F(X, N)
TT(X) = X
FOR D = 1 TO 3
L = X + D * 4
IF F(L, N) < K(X) THEN K(X) = F(L, N) ELSE GOTO ID4
TT(X) = L
ID4:
NEXT D
NEXT X
P(6) = K(48) + PL(N - 1, 0)
P(7) = K(49) + PL(N - 1, 1)
IF P(6) < P(7) THEN PL(N, 3) = P(6): G(N, 3) = TT(48): D(N, 3) = 0 ELSE PL(N, 3) = P(7): G(N,
3) = TT(49): D(N, 3) = 1: GOTO C4
C4:
FOR X = 64 TO 65
FOR D = 0 TO 3
L = X + D * 4
F(L, N) = (RR(N + 1) - SRD(X(L))) ^ 2 + (RI(N + 1) - SID(X(L))) ^ 2
NEXT D
K(X) = F(X, N)
TT(X) = X
FOR D = 1 TO 3
L = X + D * 4
IF F(L, N) < K(X) THEN K(X) = F(L, N) ELSE GOTO ID5
TT(X) = L
ID5:
NEXT D
```

```
NEXT X
P(8) = K(64) + PL(N - 1, 2)
P(9) = K(65) + PL(N - 1, 3)
IF P(8) < P(9) THEN PL(N, 4) = P(8): G(N, 4) = TT(64): D(N, 4) = 2 ELSE PL(N, 4) = P(9): G(N,
4) = TT(65): D(N, 4) = 3: GOTO C5
C5:
FOR X = 80 TO 81
FOR D = 0 TO 3
L = X + D * 4
F(L, N) = (RR(N + 1) - SRD(X(L))) ^ 2 + (RI(N + 1) - SID(X(L))) ^ 2
NEXT D
K(X) = F(X, N)
TT(X) = X
FOR D = 1 TO 3
L = X + D * 4
IF F(L, N) < K(X) THEN K(X) = F(L, N) ELSE GOTO ID6
TT(X) = L
ID6:
NEXT D
NEXT X
P(10) = K(80) + PL(N - 1, 2)
P(11) = K(81) + PL(N - 1, 3)
IF P(10) < P(11) THEN PL(N, 5) = P(10): G(N, 5) = TT(80): D(N, 5) = 2 ELSE PL(N, 5) = P(11):
G(N, 5) = TT(81): D(N, 5) = 3: GOTO C6
C6:
FOR X = 96 TO 97
FOR D = 0 TO 3
L = X + D * 4
F(L, N) = (RR(N + 1) - SRD(X(L))) ^ 2 + (RI(N + 1) - SID(X(L))) ^ 2
NEXT D
K(X) = F(X, N)
TT(X) = X
FOR D = 1 TO 3
L = X + D * 4
IF F(L, N) < K(X) THEN K(X) = F(L, N) ELSE GOTO ID7
TT(X) = L
ID7:
NEXT D
NEXT X
P(12) = K(96) + PL(N - 1, 2)
P(13) = K(97) + PL(N - 1, 3)
IF P(12) < P(13) THEN PL(N, 6) = P(12): G(N, 6) = TT(96): D(N, 6) = 2 ELSE PL(N, 6) = P(13):
```

```
G(N, 6) = TT(97): D(N, 6) = 3: GOTO C7
C7:
FOR X = 112 TO 113
FOR D = 0 TO 3
L = X + D * 4
F(L, N) = (RR(N + 1) - SRD(X(L))) ^ 2 + (RI(N + 1) - SID(X(L))) ^ 2
NEXT D
K(X) = F(X, N)
TT(X) = X
FOR D = 1 TO 3
L = X + D * 4
IF F(L, N) < K(X) THEN K(X) = F(L, N) ELSE GOTO ID8
TT(X) = L
ID8:
NEXT D
NEXT X
P(14) = K(112) + PL(N - 1, 2)
P(15) = K(113) + PL(N - 1, 3)
IF P(14) < P(15) THEN PL(N, 7) = P(14): G(N, 7) = TT(112): D(N, 7) = 2 ELSE PL(N, 7) = P(15):
G(N, 7) = TT(113): D(N, 7) = 3: GOTO C8
C8:
GOTO D100
ISLEM6:
FOR X = 0 TO 3
FOR D = 0 TO 3
L = X + D * 4
F(L, N) = (RR(N + 1) - SRD(X(L))) ^ 2 + (RI(N + 1) - SID(X(L))) ^ 2
NEXT D
K(X) = F(X, N)
TT(X) = X
FOR D = 1 TO 3
L = X + D * 4
IF F(L, N) < K(X) THEN K(X) = F(L, N) ELSE GOTO ISL1
TT(X) = L
ISL1:
NEXT D
NEXT X
PR(0) = K(0) + PL(N - 1, 0)
PR(1) = K(1) + PL(N - 1, 1)
PR(2) = K(2) + PL(N - 1, 4)
PR(3) = K(3) + PL(N - 1, 5)
```

```
PL(N, 0) = PR(0)
FOR D = 1 TO 3
IF PR(D) < PL(N, 0) THEN PL(N, 0) = PR(D) ELSE GOTO ISLL1
ISLL1:
NEXT D
IF PL(N, 0) = PR(0) THEN G(N, 0) = TT(0): D(N, 0) = 0
IF PL(N, 0) = PR(1) THEN G(N, 0) = TT(1): D(N, 0) = 1
IF PL(N, 0) = PR(2) THEN G(N, 0) = TT(2): D(N, 0) = 4
IF PL(N, 0) = PR(3) THEN G(N, 0) = TT(3): D(N, 0) = 5
FOR X = 16 TO 19
FOR D = 0 TO 3
L = X + D * 4
F(L, N) = (RR(N + 1) - SRD(X(L))) ^ 2 + (RI(N + 1) - SID(X(L))) ^ 2
NEXT D
K(X) = F(X, N)
TT(X) = X
FOR D = 1 TO 3
L = X + D * 4
IF F(L, N) < K(X) THEN K(X) = F(L, N) ELSE GOTO ISL2
TT(X) = L
ISL2:
NEXT D
NEXT X
PR(4) = K(16) + PL(N - 1, 0)
PR(5) = K(17) + PL(N - 1, 1)
PR(6) = K(18) + PL(N - 1, 4)
PR(7) = K(19) + PL(N - 1, 5)
PL(N, 1) = PR(4)
FOR D = 5 TO 7
IF PR(D) < PL(N, 1) THEN PL(N, 1) = PR(D) ELSE GOTO ISLL2
ISLL2:
NEXT D
IF PL(N, 1) = PR(4) THEN G(N, 1) = TT(16): D(N, 1) = 0
IF PL(N, 1) = PR(5) THEN G(N, 1) = TT(17): D(N, 1) = 1
IF PL(N, 1) = PR(6) THEN G(N, 1) = TT(18): D(N, 1) = 4
IF PL(N, 1) = PR(7) THEN G(N, 1) = TT(19): D(N, 1) = 5
FOR X = 64 TO 67
FOR D = 0 TO 3
L = X + D * 4
F(L, N) = (RR(N + 1) - SRD(X(L))) ^ 2 + (RI(N + 1) - SID(X(L))) ^ 2
NEXT D
```

```
K(X) = F(X, N)
TT(X) = X
FOR D = 1 TO 3
  L = X + D * 4
  IF F(L, N) < K(X) THEN K(X) = F(L, N) ELSE GOTO ISL3
  TT(X) = L
ISL3:
NEXT D
NEXT X
PR(8) = K(64) + PL(N - 1, 2)
PR(9) = K(65) + PL(N - 1, 3)
PR(10) = K(66) + PL(N - 1, 6)
PR(11) = K(67) + PL(N - 1, 7)
PL(N, 4) = PR(8)
FOR D = 9 TO 11
  IF PR(D) < PL(N, 4) THEN PL(N, 4) = PR(D) ELSE GOTO ISLL3
ISLL3:
NEXT D
IF PL(N, 4) = PR(8) THEN G(N, 4) = TT(64): D(N, 4) = 2
IF PL(N, 4) = PR(9) THEN G(N, 4) = TT(65): D(N, 4) = 3
IF PL(N, 4) = PR(10) THEN G(N, 4) = TT(66): D(N, 4) = 6
IF PL(N, 4) = PR(11) THEN G(N, 4) = TT(67): D(N, 4) = 7
FOR X = 80 TO 83
  FOR D = 0 TO 3
    L = X + D * 4
    F(L, N) = (RR(N + 1) - SRD(X(L))) ^ 2 + (RI(N + 1) - SID(X(L))) ^ 2
  NEXT D
  K(X) = F(X, N)
  TT(X) = X
  FOR D = 1 TO 3
    L = X + D * 4
    IF F(L, N) < K(X) THEN K(X) = F(L, N) ELSE GOTO ISL4
    TT(X) = L
  ISL4:
  NEXT D
NEXT X
PR(12) = K(80) + PL(N - 1, 2)
PR(13) = K(81) + PL(N - 1, 3)
PR(14) = K(82) + PL(N - 1, 6)
PR(15) = K(83) + PL(N - 1, 7)
PL(N, 5) = PR(12)
```

```
FOR D = 13 TO 15
IF PR(D) < PL(N, 5) THEN PL(N, 5) = PR(D) ELSE GOTO ISLL4
ISLL4:
NEXT D
IF PL(N, 5) = PR(12) THEN G(N, 5) = TT(80): D(N, 5) = 2
IF PL(N, 5) = PR(13) THEN G(N, 5) = TT(81): D(N, 5) = 3
IF PL(N, 5) = PR(14) THEN G(N, 5) = TT(82): D(N, 5) = 6
IF PL(N, 5) = PR(15) THEN G(N, 5) = TT(83): D(N, 5) = 7
GOTO D100
ISLEM7:
FOR X = 0 TO 3
FOR D = 0 TO 3
L = X + D * 4
F(L, N) = (RR(N + 1) - SRD(X(L))) ^ 2 + (RI(N + 1) - SID(X(L))) ^ 2
NEXT D
K(X) = F(X, N)
TT(X) = X
FOR D = 1 TO 3
L = X + D * 4
IF F(L, N) < K(X) THEN K(X) = F(L, N) ELSE GOTO ISLE1
TT(X) = L
ISLE1:
NEXT D
NEXT X
PJ(0) = K(0) + PL(N - 1, 0)
PJ(1) = K(1) + PL(N - 1, 1)
PJ(2) = K(2) + PL(N - 1, 4)
PJ(3) = K(3) + PL(N - 1, 5)
PL(N, 0) = PJ(0)
FOR D = 1 TO 3
IF PJ(D) < PL(N, 0) THEN PL(N, 0) = PJ(D) ELSE GOTO ISLEE1
ISLEE1:
NEXT D
IF PL(N, 0) = PJ(0) THEN G(N, 0) = TT(0): D(N, 0) = 0
IF PL(N, 0) = PJ(1) THEN G(N, 0) = TT(1): D(N, 0) = 1
IF PL(N, 0) = PJ(2) THEN G(N, 0) = TT(2): D(N, 0) = 4
IF PL(N, 0) = PJ(3) THEN G(N, 0) = TT(3): D(N, 0) = 5
GOTO D100
REM "*****"
REM "*****"
REM "*****"
REM "*****"
```

NO1:

IF $Y3(N) = 0$ AND $Y4(N) = 0$ THEN $SR(N) = -4$: $SI(N) = 1$: GOTO DEVAM

IF $Y3(N) = 0$ AND $Y4(N) = 1$ THEN $SR(N) = 0$: $SI(N) = -3$: GOTO DEVAM

IF $Y3(N) = 1$ AND $Y4(N) = 0$ THEN $SR(N) = 0$: $SI(N) = 1$: GOTO DEVAM

IF $Y3(N) = 1$ AND $Y4(N) = 1$ THEN $SR(N) = 4$: $SI(N) = 1$: GOTO DEVAM

NO3:

IF $Y3(N) = 0$ AND $Y4(N) = 0$ THEN $SR(N) = 4$: $SI(N) = -1$: GOTO DEVAM

IF $Y3(N) = 0$ AND $Y4(N) = 1$ THEN $SR(N) = 0$: $SI(N) = 3$: GOTO DEVAM

IF $Y3(N) = 1$ AND $Y4(N) = 0$ THEN $SR(N) = 0$: $SI(N) = -1$: GOTO DEVAM

IF $Y3(N) = 1$ AND $Y4(N) = 1$ THEN $SR(N) = -4$: $SI(N) = -1$: GOTO DEVAM

NO0:

IF $Y3(N) = 0$ AND $Y4(N) = 0$ THEN $SR(N) = -2$: $SI(N) = 3$: GOTO DEVAM

IF $Y3(N) = 0$ AND $Y4(N) = 1$ THEN $SR(N) = -2$: $SI(N) = -1$: GOTO DEVAM

IF $Y3(N) = 1$ AND $Y4(N) = 0$ THEN $SR(N) = 2$: $SI(N) = 3$: GOTO DEVAM

IF $Y3(N) = 1$ AND $Y4(N) = 1$ THEN $SR(N) = 2$: $SI(N) = -1$: GOTO DEVAM

NO2:

IF $Y3(N) = 0$ AND $Y4(N) = 0$ THEN $SR(N) = 2$: $SI(N) = -3$: GOTO DEVAM

IF $Y3(N) = 0$ AND $Y4(N) = 1$ THEN $SR(N) = 2$: $SI(N) = 1$: GOTO DEVAM

IF $Y3(N) = 1$ AND $Y4(N) = 0$ THEN $SR(N) = -2$: $SI(N) = -3$: GOTO DEVAM

IF $Y3(N) = 1$ AND $Y4(N) = 1$ THEN $SR(N) = -2$: $SI(N) = 1$: GOTO DEVAM

NO4:

IF $Y3(N) = 0$ AND $Y4(N) = 0$ THEN $SR(N) = -3$: $SI(N) = -2$: GOTO DEVAM

IF $Y3(N) = 0$ AND $Y4(N) = 1$ THEN $SR(N) = 1$: $SI(N) = -2$: GOTO DEVAM

IF $Y3(N) = 1$ AND $Y4(N) = 0$ THEN $SR(N) = -3$: $SI(N) = 2$: GOTO DEVAM

IF $Y3(N) = 1$ AND $Y4(N) = 1$ THEN $SR(N) = 1$: $SI(N) = 2$: GOTO DEVAM

NO6:

IF $Y3(N) = 0$ AND $Y4(N) = 0$ THEN $SR(N) = 3$: $SI(N) = 2$: GOTO DEVAM

IF $Y3(N) = 0$ AND $Y4(N) = 1$ THEN $SR(N) = -1$: $SI(N) = 2$: GOTO DEVAM

IF $Y3(N) = 1$ AND $Y4(N) = 0$ THEN $SR(N) = 3$: $SI(N) = -2$: GOTO DEVAM

IF $Y3(N) = 1$ AND $Y4(N) = 1$ THEN $SR(N) = -1$: $SI(N) = -2$: GOTO DEVAM

NO7:

IF $Y3(N) = 0$ AND $Y4(N) = 0$ THEN $SR(N) = 1$: $SI(N) = 4$: GOTO DEVAM

IF $Y3(N) = 0$ AND $Y4(N) = 1$ THEN $SR(N) = -3$: $SI(N) = 0$: GOTO DEVAM

IF $Y3(N) = 1$ AND $Y4(N) = 0$ THEN $SR(N) = 1$: $SI(N) = 0$: GOTO DEVAM

IF $Y3(N) = 1$ AND $Y4(N) = 1$ THEN $SR(N) = 1$: $SI(N) = -4$: GOTO DEVAM

NO5:

IF $Y3(N) = 0$ AND $Y4(N) = 0$ THEN $SR(N) = -1$: $SI(N) = -4$: GOTO DEVAM

IF $Y3(N) = 0$ AND $Y4(N) = 1$ THEN $SR(N) = 3$: $SI(N) = 0$: GOTO DEVAM

IF $Y3(N) = 1$ AND $Y4(N) = 0$ THEN $SR(N) = -1$: $SI(N) = 0$: GOTO DEVAM

IF $Y3(N) = 1$ AND $Y4(N) = 1$ THEN $SR(N) = -1$: $SI(N) = 4$: GOTO DEVAM

IMGURUL:

```
REM "İMPULSİF GÜRÜLTÜ ÜRETECİ"
GOSUB IMPCO
GOSUB NET
GOSUB SURHES
GOSUB TIHES
GOSUB ZRHES
REM "BENZETİM ARALIĞINDA İŞLEME GİRECEK DARBE SAYISININ BELİRLENMESİ"
IGSAY = NT
FOR R = 1 TO IGSAY
IF N(R) > (((ISLEM + 1) * 10) - (IGADET - 1)) THEN IGSAY = IGSAY - 1
NEXT R
REM "İMPULSİF GÜRÜLTÜNÜN ÇIKIŞ ANLARININ BELİRLENMESİ"
FOR R = 1 TO IGSAY
XXXX = 0
FOR P = 1 TO IGADET
NX(R, P) = N(R) + XXXX
XXXX = XXXX + 1
NEXT P
NEXT R
REM "İMPULSİF GÜRÜLTÜNÜN ÇIKIŞ ANLARINDAKİ BİLEŞENLERİNİN BELİRLENMESİ"
FOR R = 1 TO IGSAY
FOR P = 1 TO IGADET
ZR(X(R, P) = Aaa * (Z(R) - ZI(R)) * EXP(-(aa / 2400) * (NX(R, P) - N(R)))
ZIX(R, P) = Aaa * (Z(R) + ZI(R)) * EXP(-(aa / 2400) * (NX(R, P) - N(R)))
NEXT P
NEXT R
REM "VERİLEN TUR SAYISI İÇİNDEKİ ORTALAMA **IGSAY 'IN** BULUNMASI"
YYYY = IGSAY
IGSORT = IGSORT + YYYY
RETURN
REM "*****İMPULSİF GÜRÜLTÜ ALTPROGRAMI SONU*****"
IMPCO:
REM "İMPULS KATSAYILARININ HESAPLANMASI"
FOR L = 1 TO (ISLEM + 1) * 10
GOSUB TZRHES
ZRZR(L) = RZ * COS(TETA2)
ZRZI(L) = RZ * SIN(TETA2)
NEXT L
RETURN
NET:
REM "T ARALIK DEĞERLERİNİN ÜRETİMİ"
```

```
FOR K = 1 TO (TTSA * LAMDA * 4)
RANDOMIZE TIMER
U = RND
T(K) = -(1 / LAMDA) * LOG(1 - U)
FT(K) = 1 - (EXP(-LAMDA * T(K)))
NEXT K
RETURN
SURHES:
REM "NT SAYMA SÜRECİNİN HESAPLANMASI"
KX = 1
MX = T(KX)
KONTROL:
IF MX < TTSA THEN
KX = KX + 1
MX = MX + T(KX)
GOTO KONTROL
ELSE
NT = KX - 1
TSN = MX - T(KX)
END IF
RETURN
TIHES:
REM "t(i)'LERİN HESAPLANMASI"
TM = 0
FOR W = 1 TO NT
TM = 0
FOR P = 1 TO W
TM = TM + T(P)
NEXT P
TI(P - 1) = TM
N(P - 1) = CINT(TI(P - 1) * 2400)
NEXT W
RETURN
ZRHES:
REM "ZR VE ZI KATSAYILARININ HESAPLANMASI"
FOR P = 1 TO NT
ZR(P) = ZRZR(N(P))
ZI(P) = ZRZI(N(P))
NEXT P
RETURN
TZRHES:
```

REM " GAUSS GÜRÜLTÜ ÜRETECİ"

RANDOMIZE TIMER

DX1 = RND

RANDOMIZE TIMER

DX2 = RND

RN = SIGMAI * SQR(-2 * LOG(DX1)) * COS(2 * 3.14159 * DX2)

RZ = EXP(RN)

REM "TETA'NIN (-3.14159 ; 3.14159) ARASINDA HESAPLANMASI"

RANDOMIZE TIMER

TETA1 = RND

TETA2 = (2 * 3.14159 * TETA1) - 3.14159

RETURN

GURULTU:

REM "GAUSS GÜRÜLTÜ ÜRETECİ"

RANDOMIZE TIMER

D1 = RND

RANDOMIZE TIMER

D2 = RND

NR = SIGMA * SQR(-2 * LOG(D1)) * COS(2 * 3.14159 * D2)

NI = SIGMA * SQR(-2 * LOG(D1)) * SIN(2 * 3.14159 * D2)

REM "İMPULSİF GÜRÜLTÜ KATKISININ KONTROL İŞLEMİ"

DEG = C * 10 + N

IZRT = 0: IZIT = 0

FOR R = 1 TO IGSAY

FOR P = 1 TO IGADET

IF DEG = NX(R, P) THEN IZR = ZRX(R, P): IZI = ZIX(R, P) ELSE IZR = 0: IZI = 0

IZRT = IZRT + IZR

IZIT = IZIT + IZI

NEXT P

NEXT R

RETURN

ÖZGEÇMİŞ

1970 yılında Eskişehir’de doğan Ercan BÜYÜKKARA ilk, orta ve lise öğrenimini bu ilde tamamladı. 1988 yılında Yunus Emre Teknik Lisesi, Elektronik Bölümünde öğrenimini tamamlayarak, Erciyes Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektronik Bölümüne girdi. 1992 yılında Elektronik Bölümü dönem birincisi olarak lisans eğitimini tamamladı. Aynı yıl İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünde, Elektronik ve Haberleşme Ana Bilim Dalında yüksek lisans öğrenimine başladı.