55623

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

MOBİL HABERLEŞME SİSTEMLERİNDE

KONUŞMA KODLAMA

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Müh. Türker BİRSEN

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : **23 Mayis 1996**

Tezin Savunulduğu Tarih : **14 Haziran 1996**

Tez Danışmanı : **Prof. Dr. Günsel DURUSOY**

Diğer Jüri Üyeleri : **Prof. Dr. Erdal PANAYIRCI**

: **Doç. Dr. Melih PAZARCI**

HAZİRAN 1996

ÖNSÖZ

Tez çalışmamda bana yol gösteren, bilgi birikimini ve desteğini üzerimden eksik etmeyen değerli hocam Sayın Prof. Dr. Günsel DURUSOY'a teşekkürü bir borç bilirim.

Çalışmalarım sırasında bana yardımcı olan , tezimin hazırlanmasında büyük emeği geçen mesai arkadaşlarıma , Didem IŞIN'a , beni bugünlere getiren fedakar anne ve babama bütün içtenliğimle teşekkür ederim.

HAZİRAN, 1996

Türker BİRSEN

İÇİNDEKİLER

SAYFA

ÖZET v

SUMMARY vi

BÖLÜM 1 GİRİŞ 1

BÖLÜM 2 KONUŞMA KODLAYICILARIN GELİŞİMİ VE SINIFLANDIRILMASI 6

2.1. Sayısal Konuşma Kodlayıcıların Sınıflandırılması 6

2.2. Konuşma Kodlayıcıların Gelişimi 8

2.2.1. Günümüzün Konuşma Kodlayıcıları 11

BÖLÜM 3 DALGA ŞEKLİ KODLAYICILAR 13

3.1. Adaptif Öngörüsel Kodlayıcı 13

3.1.1. Formant Öngörücü Adaptasyonu 17

3.1.2. Perde Öngörücü Adaptasyonu 19

3.1.3. Adaptif Öngörüsel Kodlayıcının Performans Sonuçları 20

3.2. Altband Kodlayıcı 22

3.2.1. Altband Dinamik Bit Tahsisi 24

3.2.1.1. Etkin Enerji Kodlaması 27

3.2.1.2. Altband Yan Bilginin Duyarlığı 28

3.3. Adaptif Öngörüsel Altband kodlayıcı 32

3.3.1. Altband APC Kodlama Algoritması 32

3.3.2. Altband APC Sisteminde Zaman ve Frekans Domeni Bit Tahsisi 36

3.4. Altband Kodlayıcı Sistemlerinin Gerçeklenmesi 40

3.5. Altband Kodlayıcıların Performans Sonuçları 45

BÖLÜM 4 UYARMALI KODLAYICILAR 47

4.1. Giriş 47

4.2. Düzenli Darbe Uyarmalı (RPE) Kodlayıcılar 49

4.2.1. RPE Kodlama Algoritması 50

4.2.2. RPE Kodlayıcısının Karmaşıklığının Azaltılması 53

4.2.2.1. $H_k H_k^t$ Çarpımının Toeplitz Matrise Dönüştürülmesi 53

4.2.2.2.Ters Matris Alma İşleminden Kurtulma 54
4.2.3. RPE Parametrelerinin Değerlendirilmesi 55
4.2.4. Perde Öngörücüsü Yardımıyla Uyarma İşareti Üretme 58
4.2.5. RPE Parametrelerinin Kuantalanması 60
4.3. Kod Uyarmalı Doğrusal Öngörü (CELP) Kodlayıcıları 61
4.3.1. CELP Kodlama Algoritması 61
4.3.2. Adaptif CELP Tekniği İle Karmaşıklığın Azaltılması 67
4.3.3. Kodlama Gecikmesinin Azaltılması 71

BÖLÜM 5 KONUŞMA KODLAYICILARIN PERFORMANSININ ARTTIRILMASI 75
5.1. Çıkış Filtresi 75
5.1.1. Çıkış Filtresinin Transfer Fonksyonunun Belirlenmesi 76
5.2. Hata Kontrol Kodlaması 80
5.2.1. Fazlalık ve Zaman Farkı Kavramı 81
5.2.2. Altband Kodlayıcı İçin Hata Kontrol Kodlaması 81
5.2.3. Deneysel Sistem Performansı 85

SONUÇ VE ÖNERİLER 88
KAYNAKLAR 90
ÖZGEÇMİŞ 93

ÖZET

Konuşma kodlamada temel amaç , mümkün olan en az kanal kapasitesinde (minimum band genişliği), yüksek kalitede ve ucuz olarak konuşma iletimini sağlamaktır. Bu , mobil haberleşme sistemlerinde kullanılan konuşma kodlayıcılar için de geçerlidir. Ancak mobil sistemlerde kanal kapasitesi daha önemli olduğundan kodlayıcının daha da düşük bit hızlarında kodlama yapması istenir. Ayrıca kodlama karmaşıklığı da önemli bir sistem parametresidir.

Bu çalışmada mobil haberleşme sistemlerinde kullanılan konuşma kodlama teknikleri anlatılmıştır. Bu kodlayıcılar mobil sistemlerde kullanılacağından gerekli şartları sağlamalıdır. Bu şartlar düşük bit hızı ve düşük karmaşıklık gereksinimidir. Bunun için geliştirilen tekniklerin temelinde öngörüsel kodlama yatar. Parametre kodlama tekniği de yeni ve mobil sistemlere oldukça uygun bir tekniktir. Bu teknikler ile ilgili ayrıntılı bilgi , çalışmanın ilgili bölümlerinde verilmiştir.

Bu çalışmanın Giriş" bölümünde , mobil sistemler hakkında çok kısa bir bilgi verilmiştir. Daha sonra ikinci bölümde, kodlayıcıların sınıflandırılması yapılmıştır. Üçüncü bölümde, dalga şekli kodlayıcılar anlatılmıştır. Adaptif öngörü kodlayıcısı (APC) ve altband kodlayıcısı (SBC) dalga şekli kodlayıcılardır. Dördüncü bölümde, uyarmalı kodlayıcılar anlatılmaktadır Uyarmalı kodlayıcılara örnek "Düzenli darbe uyarmalı kodlayıcı (RPE)" ve "Kod uyarmalı doğrusal öngörü kodlayıcısı (CELP)" dir. Bu kodlayıcıların bit hızları oldukça düşüktür. Beşinci bölümde ise konuşma kodlayıcılarının performansını arttıran çıkış filtresi (postfilter) ve hata kontrol kodlaması anlatılmıştır.

SUMMARY

SPEECH CODING FOR MOBILE TELECOMMUNICATION SYSTEMS

Mobile telecommunication is one of the favorite subject of the last decade. Many researches are being made and will be made in the future. Speech coding for mobile telecommunication systems is an important subject for research that is developing parallelly to mobile telecommunication. In this study different speech coding techniques for mobile telecommunication systems are mentioned.

The basic aim in speech coding is to design the coder which performs at minimum channel capacity, maximum quality, and minimum cost. The cost of encoding depends on the complexity of coder, and complexity depends on the channel efficiency. Thus, we must design optimum coder according to application area. These requirements are also in common for speech coders in mobile telecommunication systems. Additionally, mobile telecommunication faces several problems that have not been addressed in other telecommunication systems. The speech coder which is used in this application area must satisfy a variety of extra requirements. The most prominent of this is low bit-rate. Another important parameter is encoding delay.

We can classify the speech coders into two fundamental groups. The first is, waveform coders, and the second is excitation coders. Waveform coders can be also classified into two subgroup as time domain coders and frequency domain coders. PCM , ADPCM , APC (Adaptive Predictive Coder) , and SBC (Subband Coder) are included to waveform coders. Excitation coders ,which are reffered as analysis-synthesis or parameter coders, are RPE (Regular Pulse Excitation), MPE(Multipuls Excitation), and CELP(Code Excited Linear Predictive) coders. APC , SBC , RPE and CELP coders are mentioned in this study.

Traditionally, toll quality coders have been waveform coders. Among waveform coders are the log-PCM coders, and the more complex ADPCM coding techniques. ADPCM schemes employ an adaptive predictor and an adaptive quantizer matched to the short-term modes of stationarity of the input speech. These strategies therefore exhibit improved performance over PCM schemes at the expense of greater complexity. The ITU-T has formally approved an ADPCM coding algorithm that provides toll quality speech at 32 kbit/s. This encoding algorithm utilizes backward adaptation schemes or the predictor and quantizer, i.e., the adaptations are based on an analysis of the past quantized data. This data is also available at the decoder, and therefore the receiver does not require side information.

The use of backward adaptation allows for very low encoding delay. In contrast, coders utilizing forward adaptation, the predictor and quantizer parameters are determined from an analysis coder input data. Since the analysis usually uses a 16-20 ms block of speech data, the input data has to be buffered. This buffering results in a large encoding delay

The block diagram of a generalized predictive coder with a short-term or formant predictor and a long-term or pitch predictor is shown in Fig.1. This configuration allows for adaptive adjustment of the noise spectrum in relation to the speech spectrum. The shape of the noise spectrum in relation to the speech spectrum is important from the point of view of perceived distortion in the output speech. Noise in the formant regions is partially or totally masked by the speech signal, since the speech power is high in the formant regions. The perceived noise in the output speech therefore comes from noise in those frequency ranges where the signal level is low. In Fig.1 F(z) and N(z) are given by

$$F(z) = \sum_{i=1}^{p} a_i z^{-i} \quad , \quad N(z) = \sum_{i=1}^{p} b_i z^{-i} \tag{1}$$

For the configuration shown in the Fig.1 the spectrum of the reconstruction error is given by

$$S(z) - \hat{S}(z) = Q(z) \cdot \frac{1 - N(z)}{1 - F(z)} \tag{2}$$

where the quantization error spectrum is given by Q(z). With the usual assumptions of uncorrelated quantization noise, the quantization error has a flat spectrum can be controlled by choosing N(z) appropriately. It is usually to choose N(z) as bandwidth expanded version of F(z). i.e., $N(z)=F(z/\mu)$, where $0 \le \mu \le 1$. A value of $\mu=1$ gives a white reconstruction error spectrum, while $\mu=0$ gives an error spectrum which has the same shape as the signal spectrum. The value of μ is usually chosen to be between 0.75 and 0.9. Such a value of μ has the effect of decreasing the noise power in the valleys of the speech spectral envelop, and increasing the noise power in the formant regions.

The use of pitch prediction is motivated by the fact that voice speech segments exhibit considerable similarity between adjacent pitch periods. Transfer function of a 3-tap pitch predictor is given by

$$P(z) = \beta_1 z^{-M_p+1} + \beta_2 z^{-M_p} + \beta_3 z^{-M_p-1} \tag{3}$$

where M_p is the estimated pitch period in samples. Adaptation of pitch predictors is necessary, since both the pitch lag and the predictor coefficients have to be fine tuned to analysis segment.

Since the signal spectrum is time varying, the coefficients of the filter F(z) must be time varying also to obtain a small prediction error variance. The update algorithm used for the formant predictor can be an adaptive lattice algorithm.

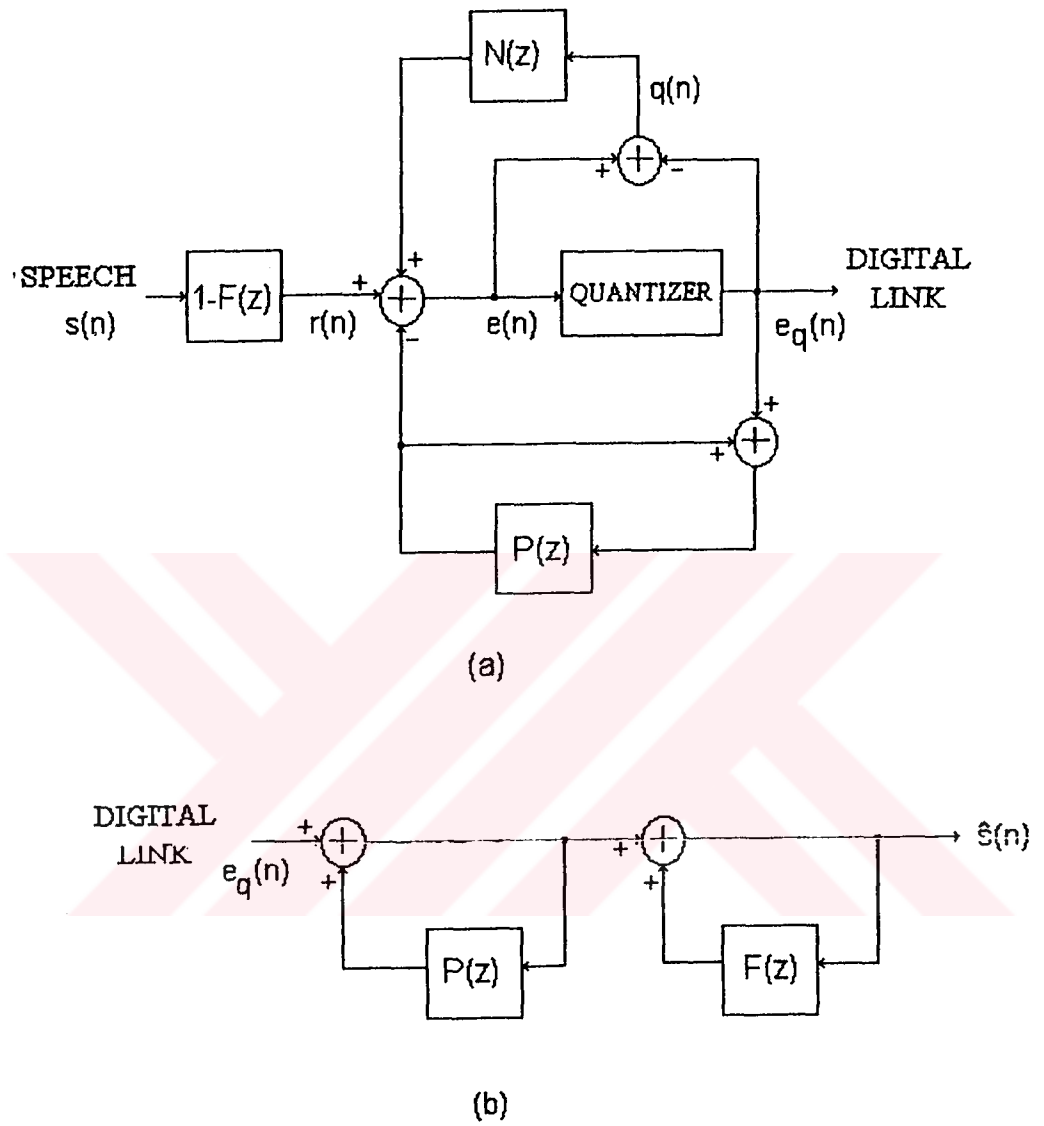


Fig. 1 Generalized predictive coder with pitch and formant prediction
(a) Encoder (b) Decoder

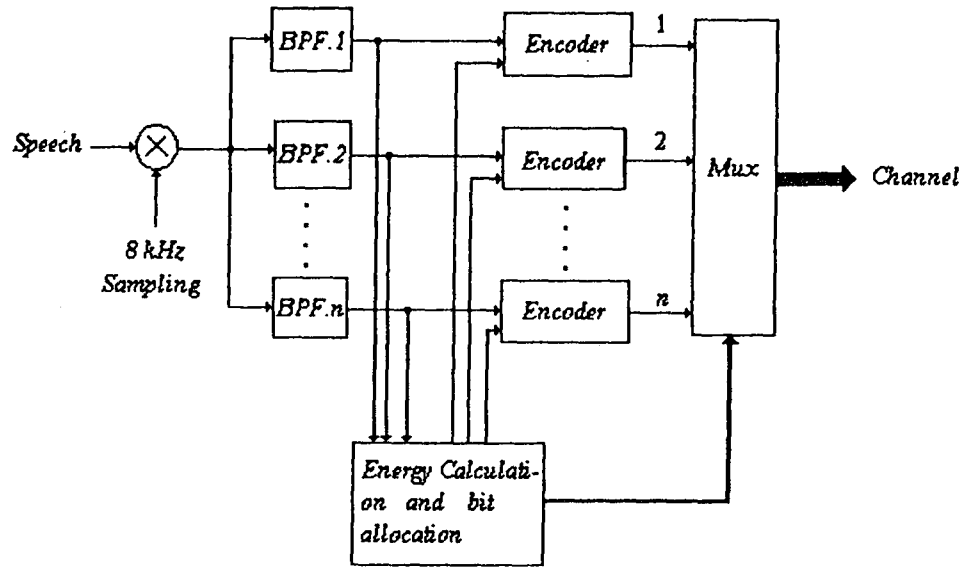
The pitch predictor adaptation scheme is a nonrecursive procedure operating on the past quantized formant residual samples. Adaptation of the pitch predictor requires both the pitch lag and the pitch coefficients to be updated. Conventionally, pitch prediction uses forward adaptation but , backward adaptation can be used to decrease encoding delay.

Another robust technique in coding the speech for mobile telecommunication is subband coding (SBC). Subband coders can yield very good speech quality while offering a significant complexity advantage at low bit rate (e.g. 12 kbit/s).

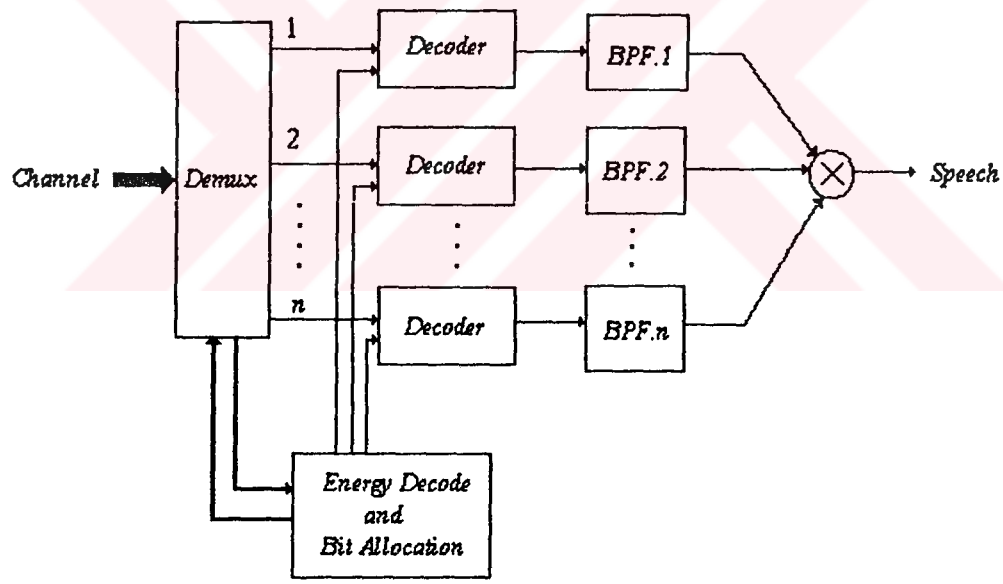
The block diagram of an SBC system is shown in Fig.2. The incoming speech signal, sampled at an 8 kHz sampling rate, is divided into 16 separate frequency bands by passing the speech signal through a bank of parallel filters. The purpose of separating the speech signal into bands is to allocate the bits used for coding the speech signal among the bands to effect the best speech quality. This partitioning of the bits among the bands is done dynamically to fallow the changing characteristics of the speech waveform. The bit allocations are done based on the relative distribution of signal energies among the bands; bands with more energy are allocated more bits to accommodate the greater dynamic range for those signals.

The outputs of the filters are band-limited to approximately 1/16 th. of the full signal bandwidth. And the sampling rate for this signals is reduced by a factor of 16. These decimated signals are then passed to the coder for that band. The number of levels in the quantizer is determined by the number of bits allocated to coding of the samples for that band. The quantizer step sizes are adjusted by the band energy values to match the range of sample values. The energy values are coded and transmitted with the codes for the sample values for each band. The receiver decodes the energy values and based on these band energies determines the bit allocation for the sample codes among the bands. The data stream corresponding to sample values can then be demultiplexed and sent to the appropriate band decoder. Each band decoder output is adjusted by the corresponding band energy value. The band samples are returned to the original sampling rate by an interpolation process that insert 15 zero valued samples between each of the decoder sample output values and passes them through the corresponding bandpass filter. The zero inserting causes the spectrum of the band-limited signal to be replicated across the full 4 kHz bandwidth and the filter removes all but the one replication that occurs at the correct frequency. The outputs of the 16 filters are finally summed to produce the reconstructed speech signal at the original 8 kHz sampling rate . Subband coding is able to achieve high speech quality because it adjusts the coding of signal on a band-by-band basis rather than designing one coder to accommodate the signal in all bands.

The coding of the energies plays an important role in the speech coder because the spectral shape is principally responsible for the intelligibility of the speech signal Realistically, it is undesirable to use any more than 3000 bit/s to code the subband side information in a medium rate speech coding implementation (9.6-16 kbit/s) to allow for adequate bit resources to code the subband samples. In order to design a digital speech system that is robust to channel impairments, it is necessary to thoroughly investigate the effect of channel errors on the subband side information.



(a)



(b)

Fig. 2 Subband coding of speech

The excitation coders which encode the parameters of the speech signals differ from the waveform coders. The RPE and CELP coders which are included to excitation coders are mentioned in this work. The basic coder structure of the RPE can be viewed as a residual modeling process, as shown in Fig.3. In this figure, the residual r(n) is obtained by filtering the speech signal s(n) through a pth-order time varying filter A(z),

$$A(z) = 1 + \sum_{k=1}^{p} a_k z^{-k}, \tag{4}$$

which can be determined with the use of linear prediction (LP) techniques. The difference between the LP-residual r(n) and a certain model residual v(n) is fed through the shaping filter 1/A(z/γ),

$$\frac{1}{A(z/\gamma)} = \frac{1}{1 + \sum_{k=1}^{p} a_k \gamma^k z^{-k}}, \qquad 0 \le \gamma \le 1 \tag{5}$$

This filter, which serves as an error weighting function, plays the same role as the feedback filter in adaptive predictive coding with noise shaping and the weighting filter in multipulse excitation (MPE) coders. The resulting weighted difference e(n) is squared and accumulated, and is used as a measure for determining the effectiveness of the presumed model v(n) of the residual r(n). The same excitation sequence v(n) is generated at the receiver and, the output speech is produced by filtering this sequence. The filter coefficients are encoded and transmitted through the channel. This speech coding technique ,which is used in GSM, decrease the coding rate significantly.

The other excitation coder is Code Excited Linear Predictive (CELP) coder. This is a powerful technique for the realization of high quality speech coders operating at bit rates in the range from 4 to 16 kbit/s. Much research has been done on reducing the complexity of this technique without comprising speech quality.

A block diagram of the CELP coder structure is shown in Fig. 4. The CELP coder is one of the analysis - synthesis coders. The reconstructed speech is synthesized by filtering the excitation signal through a synthesis filter based on short-term prediction coefficients. The parameters of this filter are determined from the input speech signal, and are updated at regular intervals. The excitation signal is formed by the weighted sum of contributions from codebook. The codebook indexes and the weighted coefficients are determined by means of an analysis-synthesis procedure. For all possible combinations, the corresponding output signal is computed and compared to the input signal. The optimal set of codebook parameters is defined to be the set that minimizes the mean squared error of this difference signal.

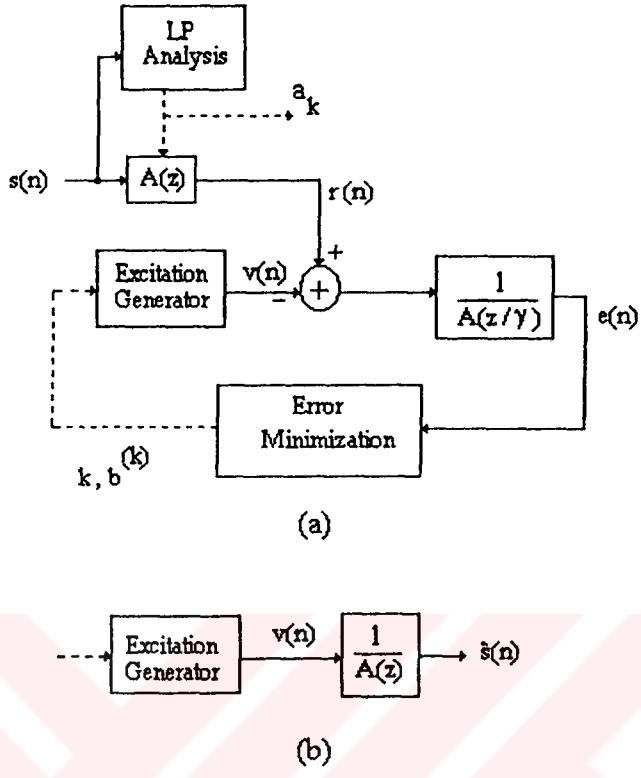
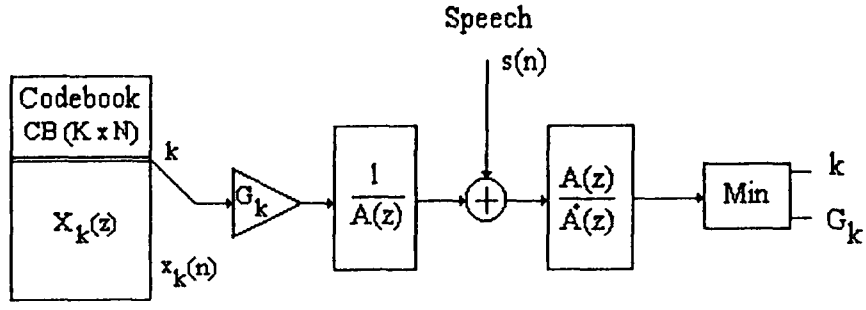


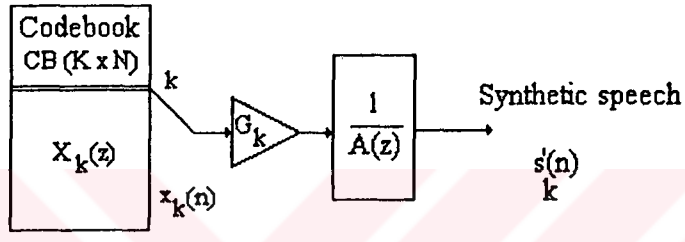
Fig. 3 Block diagram of the regular pulse excitation coder
(a) Encoder (b) Decoder

Some useful techniques can be used for improving the speech quality. Channel coding is a major technique that protects the data from the channel impairments. In the case of high sensitivity to the channel noise ,as in SBC, the channel coding gives high performance. In SBC, side information must be strongly protected from the noise , otherwise, the output speech cannot be reconstructed even if 1-bit error occurred.

Quadrature Mirror Filter (QMF) and Postfilter are powerful techniques that are used in speech coding. These techniques improves the speech quality without comprising the bit rate.



(a)



(b)

Fig. 4 Block diagram of a CELP coder
(a) Encoder (b) Decoder

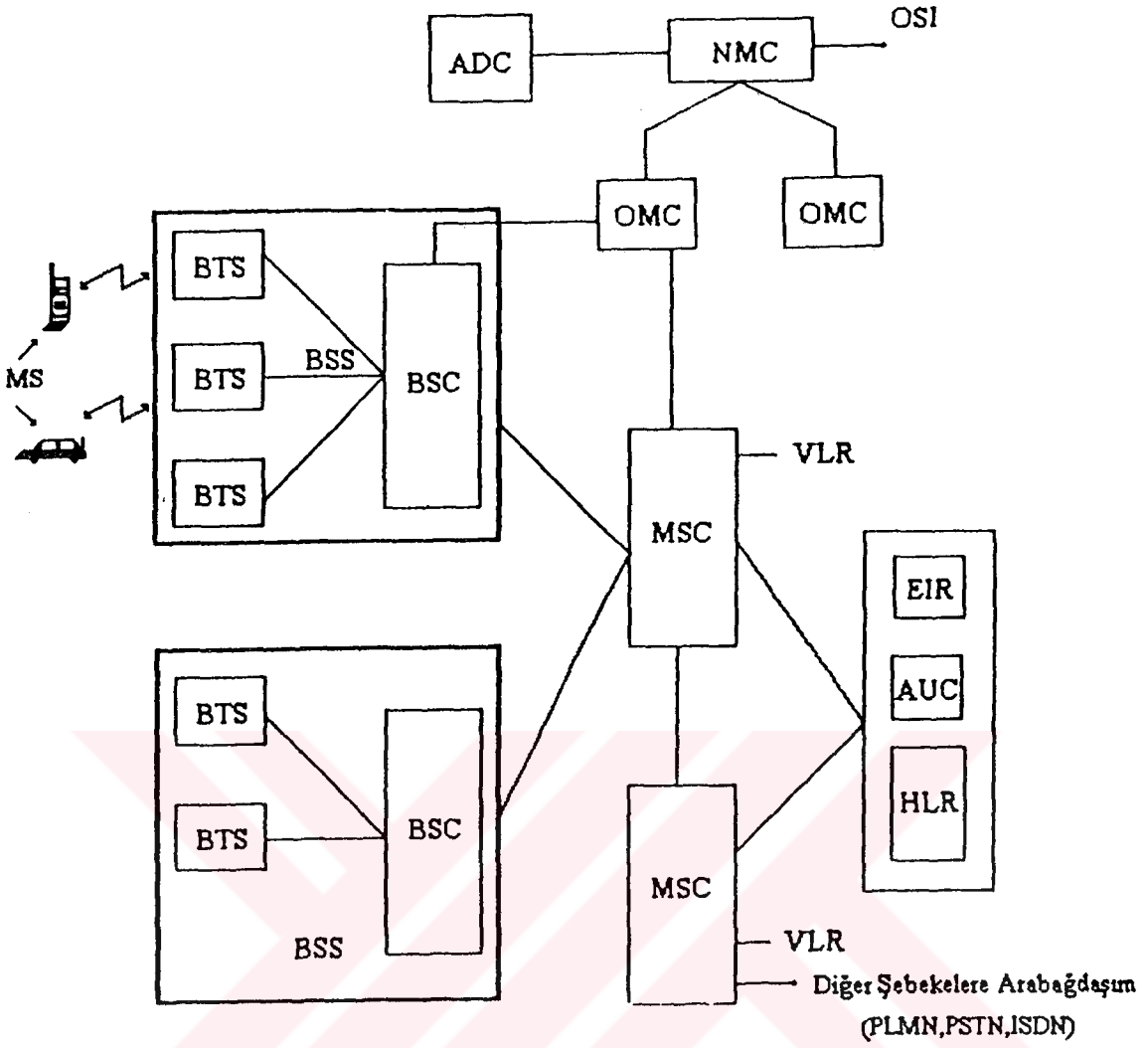
BÖLÜM 1

GİRİŞ

Bundan yaklaşık 20-30 yıl önce , belli bir yere bağlı kalmadan hareketli (mobil) olarak iki nokta arasında haberleşmek insanoğlunun hayal gücününün sınırlarını zorlayan bir olaydı. Oysa şu anda insanlar , hücresel mobil telefon şebekesini kullanır hale gelmişler ve daha başka hizmetler de beklemeye başlamışlardır (çağrı bekletme, çağrı yönlendirme, konferans görüşmesi, finans hattı vb. gibi). Teknolojinin getirdiği bu hizmet sayesinde insanlar , cepte taşınabilen küçük bir telefon cihazı yardımıyla istedikleri yerden , istedikleri aboneyi arayıp görüşebilmektedirler. Tabii ki bunun için mobil telefon şebekesinin her yere ulaşmış olması gerekmektedir.

Mobil telefon hizmeti ticari açıdan oldukça pahalı olmasına rağmen, son yıllarda çok büyük bir taleple karşı karşıyadır. Bu yüzden dünyada olduğu gibi ülkemizde de hücresel mobil telefon şebekesini ülkenin her yanına yaymak için çalışmalar son hızıyla devam etmektedir. Türkiye'de şu anda , yaklaşık 250 bin mobil abone olduğu söylenmekte ilerde daha da artması beklenmektedir.

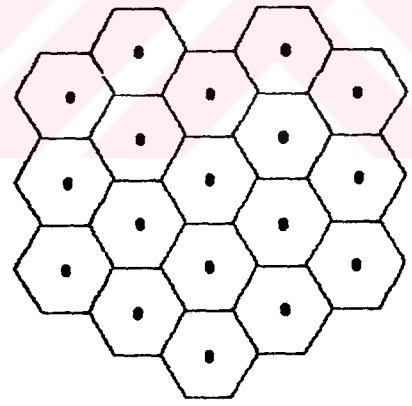
Hücresel mobil telefon şebekesinde verilmesi gereken iki önemli kavram vardır. Bunlardan biri "hücre" (cell) , diğeri de "frekansların tekrar kullanımı" (frequency reuse) kavramıdır. Hücresel mobil telefon şebekesinde hizmet alanı, altıgen coğrafi bölgeler gibi düşünülmekte ve her bir bölgeye "hücre" adı verilmektedir. Her hücrenin bir baz istasyonu (base station) vardır. Mobil aboneler, içinde bulundukları hücrenin baz istasyonu sayesinde sisteme bağlanırlar. Şebekede ayrıca, hücre baz istasyonlarının bağlandığı baz istasyon kontrolörleri (BSC) ve mobil bağlaşma merkezleri (MSC) vardır. Bunlar bir hiyerarşi içinde hücresel mobil telefon şebekesini (örneğin GSM şebekesini) oluştururlar. Şekil 1.1'de hücresel yapı görülmektedir [1] .



MS	Mobile Station
BTS	Base Transciever Station
BSC	Base Station Controller
BSS	Base Station System
MSC	Mobile Services Switching Center
VLR	Visitor Location Register
EIR	Equipment Identity Register
AUC	Authentication Center
HLR	Home Location Register
OMC	Operation & Maintenance Center
NMC	Network Management Center
ADC	Administration Center
OSI	Open System Interconnection

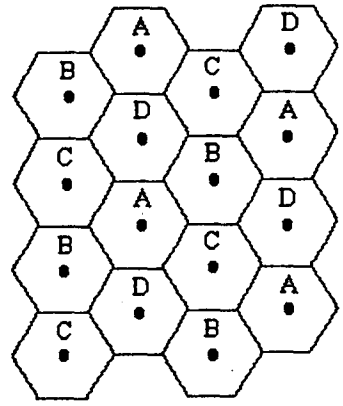
Şekil 1.1 GSM Şebeke Mimarisi

Şekil 1.2 'de Mobil şebekenin hücreleri ve bunlara ait baz istasyonları gösterilmiştir [2] . GSM ' de bu hücrelerin yarıçapı maksimum 35 km 'dir. Birbirine komşu olmayan hücreler , mobil kullanıcılara aynı frekans kümesini tahsis edebilirler Bu olaya "frekansların tekrar kullanımı" (frequency reuse) denmektedir. Buna ilişkin örnek şekil 1.3 'de verilmiştir. Bu örnekte dört ayrı frekans kümesi mevcuttur ve her hücre bu kümelerden birini kullanır. Bu yöntemle sistemin spektral verimliliği daha iyi olmakta , başka bir deyişle belli bir frekans bandı bölgesine daha çok konuşma kanalı sığdırılmaktadır. Örneğin, A frekans kümesini kullanan bir hücredeki mobil abone ile , yine A frekans kümesini kullanan bir başka hücredeki mobil abonenin , aynı anda aynı frekans kanalından sisteme bağlanıp görüşme yapması mümkündür. Bu , mevcut imkanları daha iyi kullanmak demektir. Hücresel mobil telefon şebekesindeki diğer önemli bir kavram da "aktarma" (handoff) dır. Bu olay , bir mobil abonenin görüşme devam ettiği sırada hücre sınırlarını geçmesiyle oluşur. Bir hücre kendisi üzerinden haberleşmekte olan bir mobil abonenin işini komşu hücreye aktarır. Bu yolla mobil abonenin görüşmesi kesilmeden başka bir hücreye ve dolayısıyla başka bir frekans kanalına aktarılmış olur. Sistemin performansını arttıran bu olaya aktarma denir.



• BAZ İSTASYONU

Şekil 1.2 Altıgen hücrelerin ve baz istasyonlarının görünümü



A = Birinci Frekans Kümesini Kullanan Hücre
B = İkinci Frekans Kümesini Kullanan Hücre
C = Üçüncü Frekans Kümesini Kullanan Hücre
D = Dördüncü frekans Kümesini Kullanan Hücre

Şekil 1.3 Dört ayrı frekans kümeli hücre yerleşim planı

Mobil telefon şebekesinde bir hücreye tahsis edilen kanal sayısı ne kadar çok olursa sistemin performansı o kadar iyi olacaktır. Bu , alışılmış bir devre bağlaşma şebekesinde daha çok hizmet organı veya hat anlamına gelmektedir. O halde , sabit bir band genişliğine daha çok frekans kanalı sığdırmak için her kanal daha dar bandlı olmalıdır. Bu ise düşük bit hızlı konuşma kodlayıcılarıyla başarılabilir. Bir konuşma örneğini mümkün olduğunca az sayıda bit ile temsil etmek veri hızını düşürür ve band genişliğini azaltır. Yapılan son araştırmalarda bir konuşma örneğine karşı düşen bit sayısı birin altına inmiştir (<1 bit/örnek). Standart PCM sisteminde bu sayının 8 olduğu hatırlanmalıdır. Bunun yanında işaretleşme bilgilerinin de mümkün olduğunca az bit içermesi gerekmektedir.

Mobil sistemlerde kullanılan konuşma kodlayıcılarının sağlaması gereken diğer bir özellik ise düşük karmaşıklıktır. Bir mobil terminalin (cep telefonu , araç telefonu vs.) bir yere bağlı kalmadan uzun süre kullanılabilmesi için şarj olabilen pilinin uzunca süre dayanması gerekir. Bunun için cihazın mümkün olduğunca az akım çekmesi ve daha az güç harcaması gerekmektedir. Bu şartın sağlanması, sistemin kodlama işlemi sırasında daha az işlem yapması ve daha az karmaşık olmasına bağlıdır. Akıllı sistemlerde karmaşıklığın ölçütü , mikroişlemcinin gerçekleştirdiği işlem sayısıdır.

Hücresel mobil telefon şebekesinden iletilen bilgi konuşma bilgisi olduğundan , sistemde gecikme az olmalıdır. Yani gerçek zamanda bir haberleşme sağlanmalıdır. Bu da yine konuşma kodlayıcısının gecikmesinin düşük olmasını gerektirir. Kısaca özetlemek gerekirse , mobil sistemlerde kullanılan bir konuşma kodlayıcısı düşük bit hızlı , düşük karmaşıklıklı ve düşük gecikmeli olmalı, bunun yanında konuşma kalitesi standart PCM kalitesinde olmalıdır. Bu bilgiler ışığında, konuşma kodlayıcılar üzerinde yapılan araştırmalar, bu gereksinimleri sağlayan teknikleri geliştirmek üzerinde yoğunlaşmıştır. Ancak , her zaman bu şartların hepsi sağlanamayabilir. Bu durumda uygulama alanına göre optimum çözüm bulunmalıdır.

Bu çalışmada , mobil haberleşme sistemlerinde kullanılmaya elverişli konuşma kodlama teknikleri incelenmektedir.

İkinci bölümde , sayısal konuşma kodlayıcıların nasıl ortaya çıktığı ve geliştiği ve bunların nasıl sınıflandırıldığı anlatılmıştır. Bu sınıflandırma, çalışmadaki bölümlerin oluşturulmasında esas alınmıştır.

Üçüncü bölümde , dalga şekli kodlayıcılar anlatılmıştır. Bu kodlayıcılara örnek olarak "Adaptif Öngörüsel Kodlayıcı" , "Altband Kodlayıcı" ve "Adaptif Öngörüsel Altband Kodlayıcı" verilmiştir.

Dördüncü bölümde , uyarmalı kodlayıcılar incelenmiştir. Bit hızını oldukça düşüren uyarmalı kodlayıcılara örnek , "Düzenli Darbe Uyarmalı Kodlayıcılar, RPE" ve "Kod Uyarmalı Doğrusal Öngörü Kodlayıcıları, CELP" 'dır. Bu bölümde ayrıca , karmaşıklığı azaltan adaptif CELP (ACELP) ve gecikmeyi azaltan geriye adaptif CELP (BACELP) teknikleri de anlatılmıştır.

Beşinci bölümde ise , kodlayıcı performansını arttıran çıkış filtresi (post filter) ve hata kontrol kodlama teknikleri hakkında bilgi verilmektedir.

BÖLÜM 2

KONUŞMA KODLAYICILARIN GELİŞİMİ VE SINIFLANDIRILMASI

Konuşma kodlamada temel amaç, mümkün olan en düşük kanal kapasitesinde (düşük band genişliği) , yüksek kalitede ve ucuz olarak konuşma iletimini sağlamaktır. Konuşma kodlama maliyeti , kodlayıcı karmaşıklığı ile, karmaşıklık ise kod etkinliği ve kanal kullanımı ile yakından ilgilidir. İyi bir konuşma kodlayıcı , uygulama alanına göre işaret kalitesi , iletim hızı ve kodlayıcı maliyetini en iyi şekilde seçmelidir (Optimum Kodlayıcı) .

2.1. Sayısal Konuşma Kodlayıcıların Sınıflandırılması

Konuşma kodlayıcılar genel olarak dalga şekli kodlayıcılar ve uyarmalı kodlayıcılar olarak iki sınıfa ayrılır. Uyarmalı kodlayıcılara ayrıca analiz - sentez veya parametre kodlayıcıları da denilebilir. Bunun sebebi uyarmalı kodlayıcıların konuşmanın kendisini değil parametrelerini kodlamasıdır.

Dalga şekli kodlayıcılar işaretten bağımsız olarak tasarlanır. Başka bir deyişle , yalnız konuşmayı değil , müzik , işaretleşme , DTMF tonları gibi farklı işaretleri eşit kalitede kodlayabilir.

Uyarmalı kodlayıcılar ise , işaretin nasıl üretildiğini modelleyerek kodlama yapar. Yani konuşmayı oluşturan parametreleri hesaplayarak ve bu parametreleri kodlayıp ileterek kodlama işlemini gerçekleştirir. Konuşma işaretini kodlayan uyarmalı kodlayıcılara " vocoder " denir.

Konuşma kodlayıcılar farklı yönlerden de sınıflandırılabilir. Bunlardan biri iletim hızına göre sınıflandırmadır. İletim hızına göre kodlayıcılar dört gruba ayrılır. 200 - 3200 Hz frekans bandında 30 dB 'den fazla işaret - gürültü oranı (SNR) sağlayan 16 - 64 kbit/s arasındaki bölge uzak mesafe

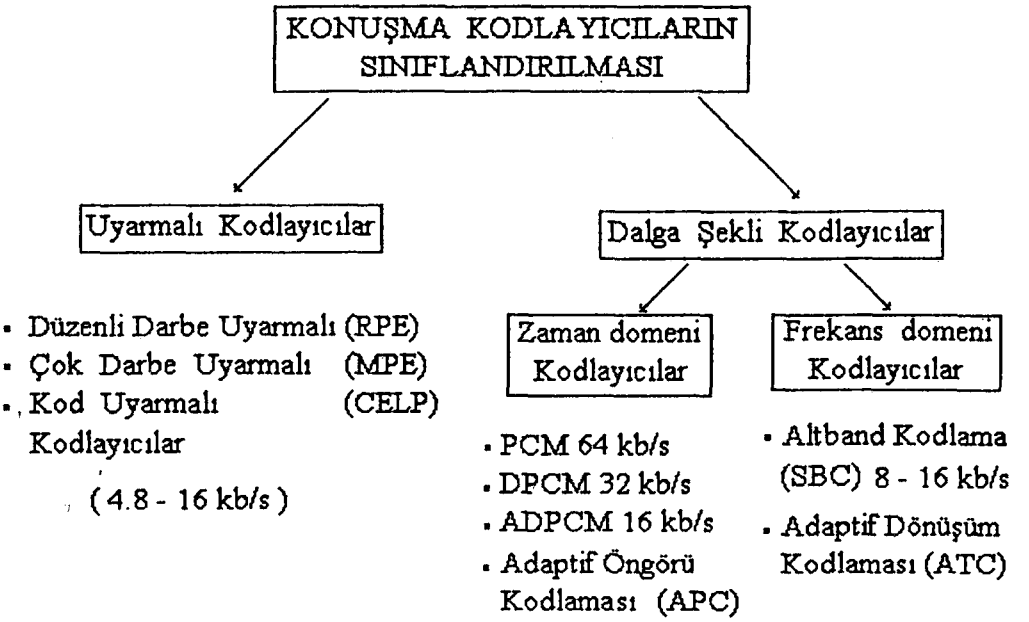
kalitesi (toll quality) bölgesidir. 9.6 - 7.2 kbit/s arasındaki iletim hızlarında konuşma iyi anlaşılabildiği halde , kalite oldukça düşüktür. Bu bölge haberleşme kalitesi (communication quality) bölgesidir. 4.8 kbit/s ve altındaki iletim hızına sahip bölgede ise ses , doğallığını yitirir. Bu bölgeye sentetik kalite bölgesi denir. 64 kbit/s 'nin üzerindeki hızlar ise yayın kalitesi (broadcast quality) bölgesi olarak adlandırılır.

Dalga şekli kodlayıcılar ayrıca , zaman domeni kodlayıcılar ve frekans domeni kodlayıcılar olmak üzere iki sınıfa ayrılırlar. Darbe Kod Modülasyonu (PCM) , Diferansiyel Darbe Kod Modülasyonu (DPCM) , Delta Modülasyonu (DM) , Adaptif Öngörü Kodlaması (APC) zaman domeni kodlayıcılardır.

Frekans domeni kodlayıcılarda ise giriş işareti çeşitli sayıda frekans bandlarına ayrılır ve her biri ayrı ayrı kodlanır. Altbant kodlama (SBC) , Adaptif Dönüşüm Kodlaması (ATC) frekans domeni kodlayıcılara birer örnektir. Frekans bandlarına ayırma , süzgeç bankaları kullanılarak yapılır [3]. Daha sonra her band bir zaman domeni kodlama yöntemi kullanılarak kodlanır.

Konuşma kodlayıcıları ayrıca karmaşıklık bakımından da düşük karmaşık , orta karmaşık ve yüksek karmaşık olarak sınıflandırılabilirler. Buna göre , PCM , DM , ADPCM kodlayıcılar düşük karmaşık , SBC, APC kodlayıcılar orta karmaşık ve ATC , RPE , CELP kodlayıcılar da yüksek karmaşık kodlayıcılardır.

Bütün bu anlatılanların ışığında sayısal konuşma kodlayıcıların sınıflandırılmasına ait şematik gösterim şekil 2.1 'de verilmiştir. Ayrıca bazı kriterler bakımından bu kodlayıcıların değerlendirilmesi ise Tablo 2.1 'de görülmektedir. Bu çalışmada , son yıllarda bir çok araştırmaya konu olan APC , SBC , RPE ve CELP kodlayıcılar anlatılmıştır.



Şekil 2.1 Konuşma kodlayıcıların sınıflandırılması

Tablo 2.1 Çeşitli kodlayıcıların değerlendirilmesi

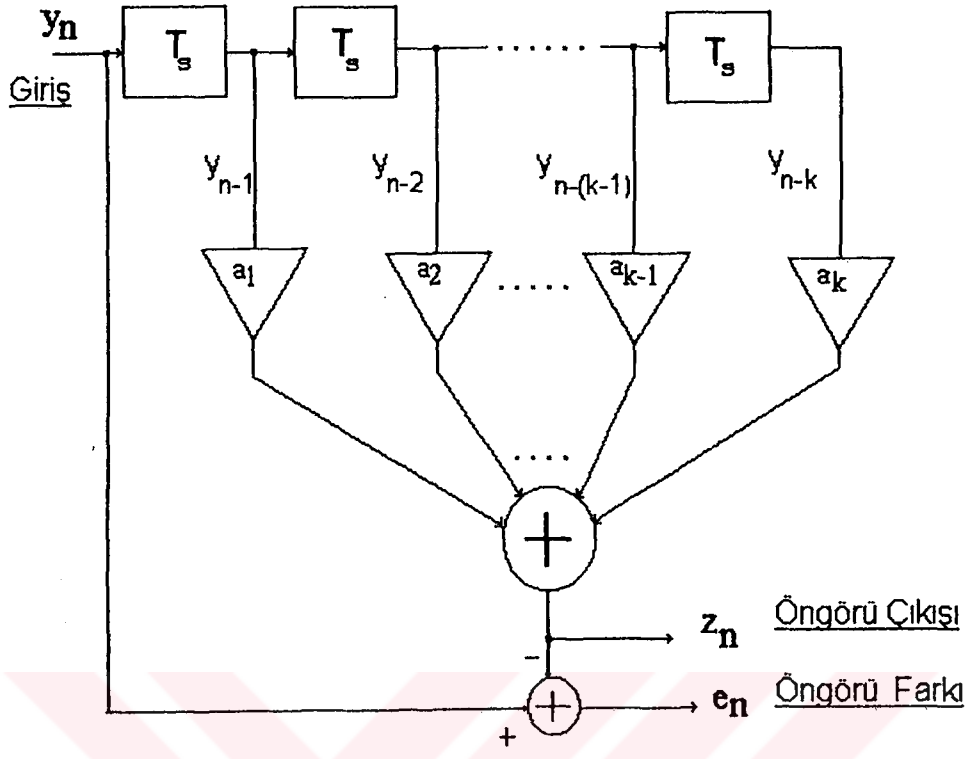
Ölçüt	RPE / CELP	APC / SBC	Standart PCM
Karmaşıklık	Yüksek	Orta	Düşük
Bit Hızı	Düşük	Orta	Yüksek
Kalite	7-bit PCM	8-bit PCM	8-bit PCM
Mobil sistemlere uygunluk	Uygun	Uygun	Uygun Değil

2.2. Konuşma Kodlayıcıların Gelişimi

Analog işaretlerden sayısal işaretlere geçişin temeli örnekleme işlemine dayanmaktadır. Shannon örnekleme teoremine göre analog bir işaret, W band genişliğinin en az iki katı bir hızla örneklenmelidir ($f_S \geq 2W$). Örneklenmiş bir işaret artık zamanda ayrık olarak yani sayısal olarak düşünülebilir. Sadece örneklemeden oluşan sisteme PAM sistemi, bu işarete de PAM işareti denir.

Darbenin yerinin ve süresinin değiştiği PPM ve PDM modülasyonlarından sonra Darbe Kod Modülasyonu (PCM) uzunca bir süre ve hatta günümüzde bile kullanılmaktadır Hepimizin iyi bildiği gibi PCM, örnekleme işleminde yan bandların üst üste binmesini (örtüşme) önlemek için filtreleme , 8 kHz hızında örnekleme , 256 seviyeli kuantalama ve 8 bitlik kodlamadan oluşan kullanışlı bir tekniktir. Her örnek darbesine, seçilen kuanta seviyesine ilişkin , 8 bitlik bır kod kelimesi karşı düşer. Bu nedenle toplam bit hızı 64 kbit/s 'dir. Girişteki filtrenin geçirme bandı 300 ile 3400 Hz arasındadır. Konuşma işaretinde genelde büyük genlikler küçük genliklere oranla daha az görüldüğünden doğrusal olmayan bir kuantalama tercih edilir. Bu iş için Avrupa 'da A yasası , Amerika 'da ise μ yasası geçerlidir. 64 kbit/s PCM 1960 'larda ITU-T tarafından standart hale getirilmiştir. ITU-T G711 serisi tavsiyeleri bu PCM standardına aittir [4] .

Ses ve görüntü işaretleri örneklendiğinde genellikle komşu örneklerin birbirine yakın değerlere sahip olduğu görülür. Bu yüzden işaretin örneklenmesinde bir çok fazlalık mevcuttur. Buna bağlı olarak bir PCM sisteminin band genişliği ve bir periyottaki bit sayısı fazla örneklerin iletilmesi ile boşa harcanmaktadır. Bu boşa harcamayı azaltmanın bir yolu, her örneğin kendisini kodlamak yerine komşusuyla yani bir önceki örnekle arasındaki farkı kodlayıp iletmektir. Bu yolla örnek darbelerinin genlikleri küçülecek ve daha az kuanta seviyesine dolayısıyla daha az bit sayısına ihtiyaç duyulacaktır. Böylece kodlayıcının mobil sistemlerde kullanılması için gerekli olan düşük bit hızı şartı da sağlanmış olacaktır. Diferansiyel (DPCM) veya Doğrusal Öngörü Kodlayıcısı (LPC) adı verilen bu tip kodlayıcılarda bir öngörü filtresi (Prediction Filter) kullanılmaktadır. Öngörü filtresinin yapısı Şekil 2.2'de gösterilmiştir. Bu çalışmada öngörücü (predictor) veya öngörü filtresi terimleri sıkça kullanılacağından bu konu hakkında önceden bilgi sahibi olmakta fayda vardır [5].



Şekil 2.2 Doğrusal öngörü filtresi

Filtrenin $\{a_i\}$ katsayıları uygun şekilde seçilerek veya adaptif olarak ayarlanarak , filtre çıkışında o andaki örnekler daha önceki giriş örneklerinden elde edilebilir. Böylece filtre çıkışında giriş işaretine çok yakın bir işaret elde edilir , e_n farkı da küçük genlikli ve Gauss dağılımlıdır. Başka bir deyişle , e_n fark işaretinden alınan her örnek değeri sıfır ortalamalı , birim varyanslı , beyaz gauss dağılımıyla modellenebilir. Bu fark işaretini (residual) kodlamak için oldukça az bite ihtiyaç duyulur.

Bu filtre sayısal işaretleri işleyen bir filtredir ve çıkışındaki işaret :

$$z(nT_s) = \sum_{j=1}^{k} a_j y(nT_s - jT_s) \qquad (2.1)$$

veya basit olarak ,

$$z_n = \sum_{j=1}^{k} a_j y_{n-j} \qquad (2.2)$$

şeklinde modellenebilir. Bu ifadede y_{n-j} , $t = (n-j)\ T_s$ anında filtre girişindeki örnek değerini gösterir ve filtre k tane geciktirme hattı içerir (k. dereceden filtre) .

2.2.1. Günümüz Konuşma Kodlayıcıları

Geçmişte , telefon band genişliğinde konuşma iletimi için , yüksek kaliteli konuşma yalnızca 64 kbit/s log - PCM veya 32 kbit/s ADPCM gibi yüksek bit hızlı kodlayıcılarla mümkündü. Günümüzde ise çeşitli kodlama teknikleri 16 kbit/s 'de yüksek kaliteli konuşma üretebilmektedir.

Bu teknikler :

- Altband kodlama
  (Subband coding - SBC)
- Adaptif öngörü kodlaması
  (Adaptive prediction coding - APC)
- Adaptif dönüşüm kodlaması
  (Adaptive transform coding - ATC)
- Kod uyarmalı doğrusal öngörü kodlaması
  (Code excited linear prediction - CELP)
- Çok darbe uyarmalı doğrusal öngörü kodlaması
  (Multipuls excited linear prediction - MPE)
- Düzenli darbe uyarmalı doğrusal öngörü kodlaması
  (Regular puls excited linear prediction - RPE)

Ancak bütün bu tekniklerde , yüksek kaliteli konuşma sağlamak için 40 - 60 ms gibi önemli bir gecikme söz konusudur. Bu gecikme, konuşmanın fazlalıklarını kullanmak için yapılan hafizalama işleminden kaynaklanır ve zorunludur. Ancak çoğu uygulamada bu durum istenmeyen

bir olaydır. Düşük gecikmeli (<1-2 ms) ve yüksek kaliteli konuşma kodlayıcı teknikleri son yıllardaki araştırmaların yoğunlaştığı noktadır.

1984 yılında 32 kbit/s ADPCM kodlayıcısının ITU-T tarafından standart hale getirilmesinden sonra (G721) 16 kbit/s iletim hızı için henüz bir standart oluşturulamamıştır. Buna karşın ITU-T dışında bazı organizasyonlar tarafından düşük bit hızları için standartlar getirilmiştir. Buna en belirgin örnekler " U.S Government " standartlarının 2.4 kbit/s LPC 10E kodlayıcısı ve "Pan-European digital radio" standartlarının 13 kbit/s RPE - LTP kodlayıcısıdır. 16 kbit/s konuşma kodlayıcılarına bir standart oluşturmak için, ITU-T , 1988 Haziranında bir çalışma başlatmış ancak henüz sonuçlandırılmamıştır.

BÖLÜM 3

DALGA ŞEKLİ KODLAYICILAR

3.1. Adaptif Öngörüsel Kodlayıcı

Dalga şekli kodlayıcılar genellikle , uzun mesafe konuşma iletiminde yüksek kaliteyi sağlayan konuşma kodlayıcılardır. PCM ve daha karmaşık olan APC kodlama teknikleri , dalga şekli kodlayıcılar arasına girer. Bir APC sisteminde , adaptif öngörücü ile giriş konuşmasının durağanlığına uyan adaptif kuantalayıcı bulunmaktadır. Kullanılan bu yöntemler , karmaşıklığın artması pahasına , PCM sistemi üzerinde bir performans sağlarlar. ITU-T , 32 kb/s hızında telefon kalitesinde konuşma sağlayan ADPCM kodlama algoritmasını onaylamıştır (1984) [4] . Bu kodlama algoritması öngörücü ve kuantalayıcı için geriye adaptasyon düzenleri kullanır. Yani adaptasyonlar geçmişte kuantalanmış verinin analizine dayanır. Bu veri aynı zamanda kod çözücüde de mevcuttur. Bu yüzden alıcı , yan bilgiye gerek duymaz . Geriye adaptasyonun kullanımı düşük kodlama gecikmesine imkan verir. Buna karşın , ileri adaptasyon kullanan kodlayıcılarda öngörücü ve kuantalayıcı parametreleri giriş verisinin analizinden belirlenir. Analiz işleminin genellikle 16-20 ms 'lik veri bloklarını kullanmasından dolayı giriş konuşması hafizalanmalıdır. Bu hafizalama , büyük ölçüde gecikmeye yol açar.

Diferansiyel kodlayıcılarda , çok yollu ağaç araştırma (multipath tree search) algoritmalarının kullanılmasıyla birlikte, düşük bit hızlı dalga şekli kodlayıcıların performansının iyileştirilmesinde önemli bir gelişme meydana gelmiştir. Diferansiyel kodlayıcıların bir özelliği , olası kuantalanmış çıkış dizilerinin bir ağaç kodu formunda düzenlenmesidir. Kuantalayıcı ve öngörücü çifti , bir ağaç kodu jeneratörü görevini üstlenir. En iyi çıkış dizisini bulmak için tek veya çok yollu araştırma işlemi yapılmaktadır. Ağaç kodlaması iki temel olguya sahiptir. Birincisi , etkin bir kod ağacı seçmek , ikincisi ise girişe en uygun olan çıkış dizisini bulmak için bir araştırma algoritması seçmektir. Yapılan

araştırmalar çok yollu araştırma algoritmasının daha iyi bir performans sergilediğini göstermiştir [6] .

Bu alt bölümde , düşük gecikmeli 16 kb/s adaptif öngörüsel (diferansiyel) kodlayıcının genel yapısı anlatılacaktır. Genel bir öngörüsel kodlayıcının blok şeması şekil 3.1 'de görülmektedir. Bu kodlayıcı bir adet formant öngörücüsüne sahiptir. Ayrıca bu yapı , konuşma spektrumuyla ilişkili olan gürültü spektrumunun adaptif olarak ayarlanmasına olanak tanır. Gürültü spektrumunun şekli , çıkış konuşmasındaki bozulma açısından önemlidir. Formant bölgelerde konuşma gücü yüksek olduğundan , bu bölgelerdeki gürültü konuşma işareti tarafından kısmen veya tamamen bastırılır. Çıkış konuşmasındaki bozulma, konuşma işaret gücünün düşük olduğu bölgelerdeki gürültüden kaynaklanır. Şekil 3.1 'de F(z) ve N(z) :

$$F(z) = \sum_{i=1}^{p} a_i z^{-i} \qquad N(z) = \sum_{i=1}^{p} b_i z^{-i} \tag{3.1}$$

olarak verilmektedir. Şekil 3.1 'deki yapı için yeniden oluşturma hatasının spektrumu

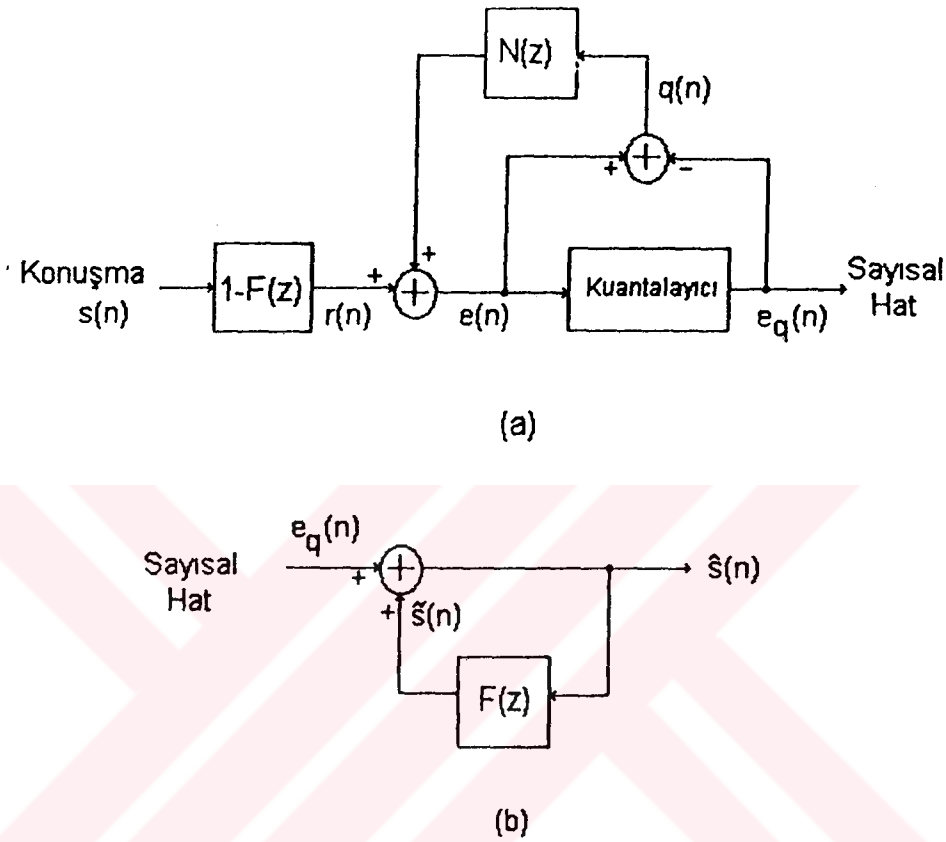
$$S(z) - \hat{S}(z) = Q(z) \cdot \frac{1 - N(z)}{1 - F(z)} \tag{3.2}$$

bağıntısıyla verilir. Bu ifadede Q(z) kuantalama hata spektrumudur. İlişkisiz kuantalama gürültüsü varsayımı altında düz bir güç spektral yoğunluğuna sahiptir. Yeniden oluşturma hata spektrumunun şekli , N(z) uygun seçilerek kontrol edilebilir. Genelde N(z) , F(z) 'nin band genişletilmiş hali olarak seçilir ki bu , $N(z) = F(z / \mu)$ ifadesine karşı düşer $(0 \le \mu \le 1)$. $\mu = 1$ değeri beyaz hata spektrumunu verirken , $\mu = 0$ değeri konuşma spektrumuna eşit bir hata spektrumunu verir. Çoğunlukla μ parametresi 0.75 ile 0.9 arasında bir değer alır.

Şekil 3.2 'deki kodlayıcı , formant öngörücüsüne ilaveten bir de perde öngörücüsüne sahiptir. Perde öngörücüsünün kullanımı konuşma işaretinin komşu perdeler arasında son derece benzerlik göstermesinden dolayıdır. 3. dereceden bir perde öngörücüsünün transfer fonksyonu aşağıdaki gibidir :

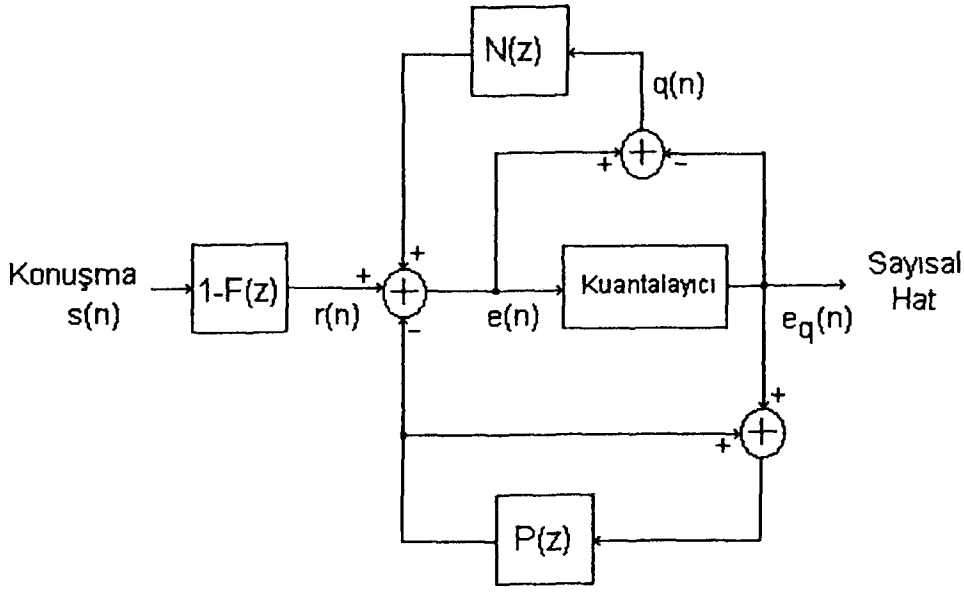
$$P(z) = \beta_1 z^{-M_p+1} + \beta_2 z^{-M_p} + \beta_3 z^{-M_p-1} \qquad (3.3)$$

Bu ifadede M_p, örneklerin perde periyodunun kestirimidir [7]

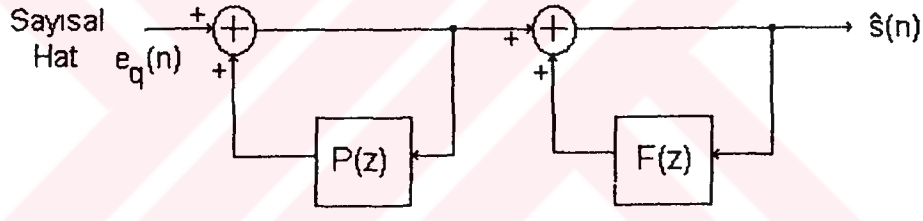


Şekil 3.1. Öngörüsel kodlayıcının blok şeması
(a) Kodlayıcı (b) Kod çözücü

Formant ve perde öngörücülerinin adaptasyonu gereklidir. Adaptasyon işlemi ileri veya geri olabilir. Aşağıda bu iki filtrenin adaptasyon işlemleri anlatılmıştır.



(a)

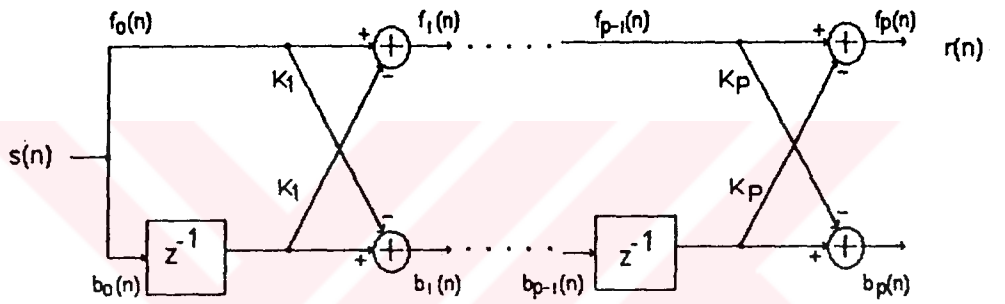


(b)

Şekil 3.2. Perde öngörücülü kodlayıcı (a) Kodlayıcı (b) Kod çözücü

3.1.1. Formant Öngörücü Adaptasyonu

İşaret spektrumunun zamanla değişmesinden dolayı , düşük bir öngörü hata varyansı sağlamak için F(z) filtresinin katsayıları da zamanla değişmek zorundadır. Filtre katsayıları çeşitli adaptasyon algoritmalarıyla güncellenebilir. Bu kodlayıcıdaki formant öngörücü için kullanılan güncelleme algoritması " Adaptif Lattice Algoritması " dır [6] , [8] . 1-F(z) öngörü hata filtresi şekil 3.3 'deki gibi bir Lattice filtre olarak formüle edilebilir. K_m yansıma katsayılarının , s(n) girişinin durağanlığını izleyebilmek için zamanla değişmesine izin verilir. Bu yüzden K_m yansıma katsayıları n anının bir fonksyonudur ve $K_m(n)$ olarak gösterilir (m = 1,2, . . . ,P) .



Şekil 3.3. P. dereceden kafes (Lattice) filtre

Güncelleme yöntemi (3.4) eşitliği ile verilen ağırlaştırılmış hatanın en aza indirilmesine dayanır.

$$E_m(n) = \sum_{k=-\infty}^{n} w(n-k)e^2_m(k) \qquad (3.4)$$

Bu ifadede $e^2_m(k)$, ileri ve geri fark enerjilerinin toplamıdır.

$$e^2_m(k) = (1-\gamma)f^2_m(k) + \gamma b^2_m(k) \ , \qquad 0 \le \gamma \le 1 \qquad (3.5)$$

w(n) ise nedensel pencere fonksyonudur. $E_m(n)$ işareti $K_m(n)$ 'ye göre minimum yapılırsa, yansıma katsayısının güncellenmiş değeri bulunur.

$$K_m(n+1) = \frac{\sum_{k=-\infty}^{n} w(n-k) f_{m-1}(k) b_{m-1}(k-1)}{\sum_{k=-\infty}^{n} w(n-k)\left[\gamma f^2{}_{m-1}(k) + (1-\gamma) b^2{}_{m-1}(k-1)\right]}$$

$$= \frac{C_m(n)}{D_m(n)} \qquad (3.6)$$

1 / 1-F(z) sentez filtresinin kararlılığı için yeter şart $\gamma = 0.5$ ve $n \geq 0$ için $w(n) \geq 0$ (nedensellik şartı) 'dır.

w(n) penceresi , lattice filtrenin her katında ileri ve geri fark enerjilerinin bir fonksyonunun ağırlıklı toplamını oluşturmak için kullanılır. w(n) penceresinin şekli öyle seçilir ki , yakın geçmişteki fark enerjisi uzak geçmiştekinden daha ağırlıklı olsun. Bu , öngörücünün giriş konuşmasının durağanlığına göre değişmesini garanti eder. Hatanın en aza indirildiği zaman çerçevesi önemli bir tasarım faktörüdür. Çok uzun zaman çerçevesi , işaret karakteristiklerinin değiştiği bölgeler boyunca ortalamayı doğurur. Buna karşın çok kısa zaman çerçevesi ise geçmiş penceredeki işarete çok hassas ayarlanan bir filtretyi doğurur. Ancak bu olay pencereyi takip eden işaretin öngörümü için uygun değildir. Bu yüzden , pencere seçimindeki önemli parametreler pencerenin şekli ve etkin uzunluğudur. Düşünmemiz gereken üçüncü bir olay da güncelleme algoritmasının hesap karmaşıklığına etkisidir. Güncelleme işlemindeki hesap karmaşıklığını azaltmanın bir yolu , sonlu dereceden , nedensel , tekrarlamalı (recursive) bir sayısal filtrenin impuls yanıtı şeklinde bir w(n) penceresi kullanmaktır. Böyle pencerelerin kullanımı , $C_m(n)$ ve $D_m(n)$ ifadeleri için tekrarlamalı bir güncelleştirmeyi mümkün kılar. Genelde W(z) aşağıdaki gibi seçildiğinde

$$W(z) = \frac{1 - \sum_{i=1}^{N_z} \alpha_i z^{-i}}{1 - \sum_{i=1}^{N} \beta_i z^{-i}} \qquad (3.7)$$

$C_m(n)$ aşağıdaki tekrarlamalı ilişkiyi sağlar :

$$C_m(n) = \sum_{i=1}^{N} \beta_i C_m(n-i) - \sum_{i=1}^{N_2} \alpha_i f_{m-1}(n-i) b_{m-1}(n-1-i) + f_{m-1}(n) b_{m-1}(n-1) \quad (3.8)$$

ve $D_m(n)$:

$$D_m(n) = \sum_{i=1}^{N} \beta_i D_m(n-i) - \sum_{i=1}^{N_2} \alpha_i \left[\gamma f^2_{m-1}(n-i) + (1-\gamma) b^2_{m-1}(n-1-i) \right] + \left[\gamma f^2_{m-1}(n) + (1-\gamma) b^2_{m-1}(n-1) \right] \quad (3.9)$$

ilişkisini sağlar [6] .

3.1.2. Perde Öngörücü Adaptasyonu

Perde öngörücü adaptasyonu , kuantalanmış formant fark örnekleriyle çalışan tekrarlamalı olmayan bir işlemdir. Adaptasyon işlemi perde periyodu ve perde katsayılarının güncellenmesini gerektirir. İleri veya geri adaptasyon kullanılabilir. Güncelleme , lineer öngörünün kovaryans formülüne dayanır. N uzunluklu bir çerçeve boyunca karesel ortalama hatayı en aza indirmek aşağıdaki lineer eşitlik sistemini doğurur.

$$\sum_{n=1}^{N} r(n) r(n - M_p + 2 - i) = \sum_{j=1}^{3} \beta_j \sum_{n=1}^{N} r(n - M_p + 2 - i) r(n - M_p + 2 - j) \quad (3.10)$$

i = 1,2,3 için . r(n) dizisi formant öngörü fark işaretidir. Yukardaki eşitlik matris formunda yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} \phi((M_p-1).(M_p-1)) & \phi((M_p-1).M_p) & \phi((M_p-1).(M_p+1)) \\ \phi(M_p.(M_p-1)) & \phi(M_p.M_p) & \phi(M_p.(M_p+1)) \\ \phi((M_p+1).(M_p-1)) & \phi((M_p+1).M_p) & \phi((M_p+1).(M_p+1)) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \\ \beta_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi(0.(M_p-1)) \\ \phi(0.M_p) \\ \phi(0.(M_p+1)) \end{bmatrix}$$

Burda $\phi(i,j)$: (3.11)

$$\phi(i,j) = \sum_{n=1}^{N} r(n-i)r(n-j) \qquad (3.12)$$

Ayrıca bu ifade kısaca $\Phi\beta = \alpha$ olarak da yazılabilir. Φ , 3 x 3 boyutlu ilişki matrisidir. Geriye adaptasyon düzeninde , r(n) dizisi geçmişte kuantalanmış formant fark işaretine karşı düşmektedir.

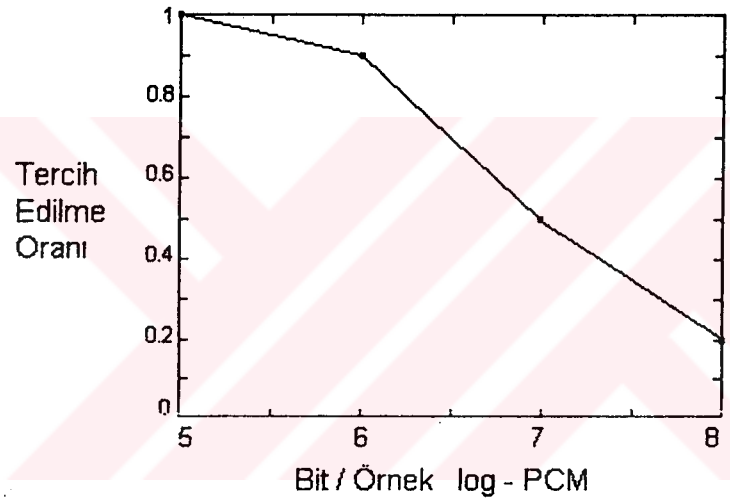
İşlem boyunca , ilk olarak M_p perde periyodunun bir kestirimi , [7] ' deki yöntemlerden biri kullanılarak yapılır. M_p değeri hesaplandıktan sonra β_i öngörü katsayıları bulunur.

3.1.3. Adaptif Öngörüsel Kodlayıcının Performans Sonuçları

Yukarda anlatılan öngörüsel kodlayıcı , performansını tayin etmek için farklı bit hızlarında log-PCM kodlayıcı ile karşılaştırılmıştır. Bu iş için 12 dinleyicinin katıldığı bir dinleme testi yapılmıştır. Öngörüsel kodlayıcı için şu parametreler kullanılmıştır : 3. dereceden perde öngörücüsü , 1 kutuplu hata penceresi kullanan (3.13) 8. dereceden formant öngörücüsü ($\beta = 0.986$) ve gürültü izleme ($\mu = 0.85$) .

$$W(z) = \frac{1}{1-\beta z^{-1}} \qquad (3.13)$$

Test sonuçları şekil 3.4 'de verilmektedir. Dikey eksen öngörüsel kodlayıcının PCM sistemine göre tercih edilme oranını göstermektedir. Örneğin öngörüsel kodlayıcı 5 bitlik log-PCM 'e göre %100 tercih edilmektedir. 7 bitlik log - PCM ile tercih edilme oranları aynıdır (%50). Bu sonuçlara göre yukarda anlatılan öngörüsel kodlayıcının , 7 bitlik log - PCM sistemiyle aynı performansa sahip olduğu söylenebilir.



Şekil 3.4 Öngörüsel kodlayıcının log - PCM 'e göre tercih edilme oranı (Performansı)

3.2. Altband Kodlayıcı

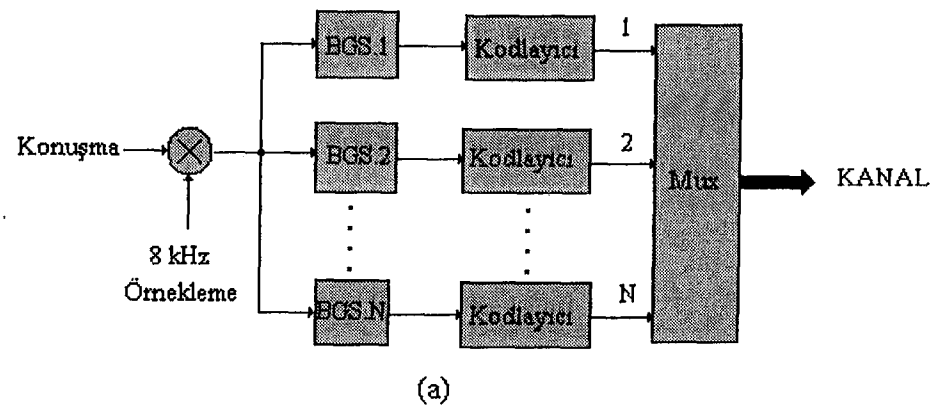
Dalga şekli kodlayıcıların diğer bir örneği de " Altband Kodlayıcı " (Subband Coder - SBC) 'dır. Bu kodlayıcı , dalga şekli kodlayıcılarının gelişmiş bir şeklidir. Ayrıca , frekans domeni kodlayıcılar sınıfına da girmektedir. Çünkü , bu kodlayıcı konuşma işaretinin frekans spektrumunu kodlama işlemine dahil eder. Altband kodlayıcının en belirgin özelliği giriş konuşma işaretinin belli sayıda bandlara ayrılmasıdır. Bu yolla konuşma işaretinin frekans spektrumunun temsil edilmesi sağlanmış olur.

Altband kodlamaya ilişkin temel blok şeması şekil 3.5(a) 'da gösterilmektedir. Şekilde görüldüğü gibi konuşma işareti önce her zamanki gibi 8 kHz hızıyla örneklenir. Daha sonra band geçiren süzgeç bankası yardımıyla N tane altbanda ayrılır. Her banda ait işaret bağımsız olarak herhangi bir kodlama yöntemiyle kodlanır. Bu yöntem , Lloyd - Max kuantalayıcılı PCM [9] , Vektör Kuantalayıcı (VQ) [10] veya Adaptif Öngörüsel kodlama [6] , yöntemlerinden biri olabilir. Son olarak tüm band verileri çoğullanarak kanala iletilir. Altband kodlama yöntemi olarak bilinen bu yöntemde, her banda ait işaret düşük genlikli olduğundan bunları kodlamak için düşük bit sayısına ihtiyaç duyulur. Sonuç olarak tüm işareti kodlamak için gerekli bit sayısı azaltılmış olmaktadır. Bu yolla toplam bit hızı 8 kbit/s 'ye kadar indirilmiştir.

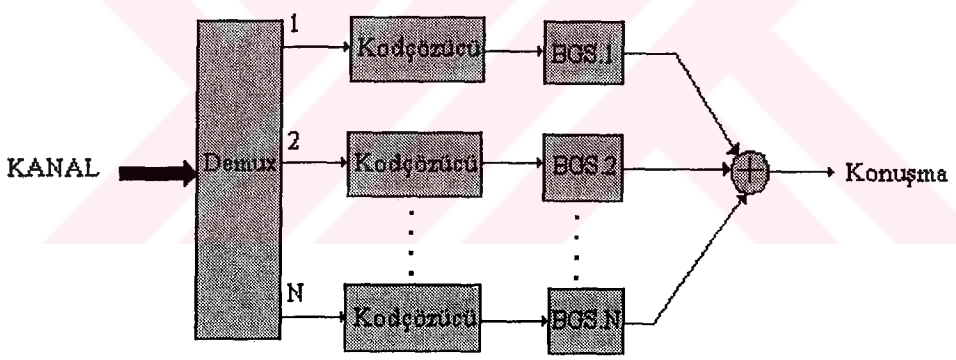
Şekil 3.5(b) 'de görülen altband kod çözücüde ise kodlayıcıdaki işlemlerin tersi yapılır. İlk olarak her banda ait veri yalınlayıcı yardımıyla ayrıştırılır. Sonra her biri kendi kod çözücülerinden geçtikten sonra o banda ait filtreleme işlemi yapılır. Son olarak bir toplayıcı yardımıyla orjinal konuşma işareti elde edilir. Bu yapı altband kodlayıcıların en temel şeklidir. Son yıllarda bu kodlayıcılar için çok yeni teknikler geliştirilmiştir [9] , [10] , [11] , [12] , [13] .

Altband kodlayıcıların avantajları , farklı açılardan değerlendirilebilir. Bunlardan biri de gürültünün etkisidir. İnsanın işitme mekanizması farklı spektral bölgelerdeki kodlama gürültüsüne farklı tepkiler verdiğinden gürültünün spektral şeklini kontrol etmek oldukça avantajlıdır. Bu, konuşmayı altbandlara ayırıp kodlamayla başarılabilir. Ayrıca , belli bir spektral bölgede üretilen kodlama

gürültüsünü o bölgeye sınırlamak, gürültüyü daha az hissedilir hale getiren işitsel maskeleme etkisini doğurur.



(a)



(b)

Şekil 3.5 Altband kodlayıcının genel blok şeması
(a) Kodlayıcı (b) Kod çözücü

Altband kodlayıcıların diğer avantajları ise konuşma karakteristiklerinin değişimini takip edebilmesi ve düşük bit hızıdır. İlk altband kodlayıcılar sabit bit tahsisi kullanmaktaydılar. Bu tahsis , ortalama konuşma spektrumuna dayanmakta ve düşük frekans bölgesine fazla bit, yüksek frekans bölgesine ise az bit tahsis edilmekteydi. 1982 'de Ramstad, dinamik olarak değişen bir bit tahsisi fikrini ortaya atmıştır. Bu düşünce, bir konuşma çerçevesi

için her bandın rms enerji değerlerini kuantalayıp iletmekti Daha sonraları, Honda ve Itakura , zaman ve frekans domeninde dinamik olarak bit tahsisini ileri sürmüşlerdir [12] 1988 yılında altband kodlamayla ilgili bir çok araştırma yapılmıştır Bu algoritmalar yüksek kalitede konuşma üretmekle birlikte karmaşıklıkları oldukça yüksektir.

3.2.1. Altband Dinamik Bit Tahsisi

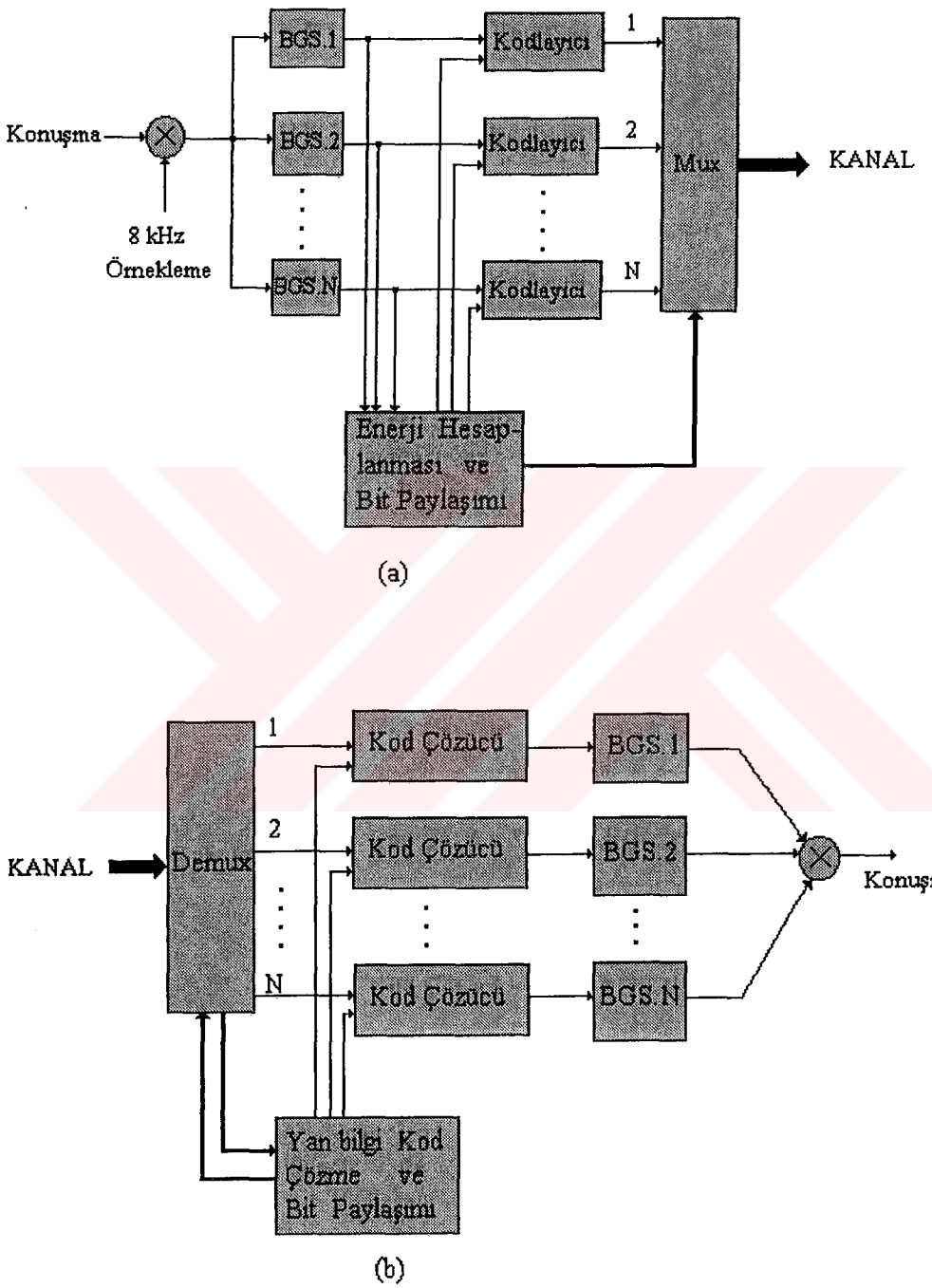
Şekil 3.5 'de görülen altband kodlayıcı en temel yapıdır. Uygulamada genelde daha gelişmiş teknikler kullanılır. Bu tekniklerin başında dinamik bit tahsisi gelmektedir. Bir altband kodlayıcının her bandının , bir çerçevede sahip olduğu bit sayısı değiştirilerek , konuşma karakteristiğindeki değişiklikler takip edilmiş olur. Ancak bu , kodlamada ek işlemler gerektirir. Öncelikle bit tahsisinin hangi esasa göre yapılacağı belirlenmelidir. Geleneksel olarak , daha fazla enerjiye sahip olan banda daha fazla bit tahsis etmek mantıklıdır. Bu yüzden her band işaretinin enerji değerinin bir şekilde ölçülmesi gerekmektedir. Örneğin, K örnekli bir çerçeve için j. band örnek değerleri S_{ji} (i = 1,2, . . ,K) ise o çerçevedeki band enerjisi :

$$E_j = \sum_{i=1}^{K} S^2_{ji} \quad , \quad j = 1,2, \ldots ,N \qquad (3.14)$$

olarak hesaplanır. Bu işlem hızlı sayısal işaret işlemcileriyle hesaplanabilmektedir. Band enerjilerinin her birinin değişim aralığı 70 dB'yi aşar. 2 dB çözünürlüğün (kuantalama aralığı) ise konuşma bozulması açısından iyi sonuç verdiği gözlenmiştir.

Her band için bu enerji değerlerinin belirlenmesinden sonra bu enerji değerleri kullanılarak bit tahsisi belirlenir. Dinamik bit tahsisli bir altband kodlayıcı için şekil 3.6 'daki gibi bir yapı öngörülmüştür [9] . 12 kbit/s hızında çalışan bu kodlayıcı 16 altbanda sahiptir ve bir çerçevede her banda ait bir örneği kodlamak için 19 bite gerek vardır. Bu 19 bit bandlar arasında dinamik olarak paylaşılır ve her çerçevede (24 ms) bu paylaşım yeniden belirlenir. Bir banda en çok 5 bit tahsis edilir. Açıkça görülüyor ki konuşma işaretinin frekans spektrumu değiştiğinde bu paylaşım da değişeceğinden , kodlayıcı kendini değişen şartlara adapte etmiş olacaktır.

Bu yöntem konuşma kalitesini oldukça arttırdığı gibi kodlayıcıyı da konuşmadan bağımsız kılar.



Şekil 3.6 Dinamik bit tahsisli altband kodlayıcı
(a) Kodlayıcı (b) Kod çözücü

Bu kodlayıcıda band enrji değerlerinden bit tahsisi şu şekilde belirlenmektedir :

1. En çok enerjili banda bir bit verilir.
2. O bandın enerjisi 4'e bölünür.
3. Bu iş 19 bit için tekrar edilir.

Bu yönteme ilişkin bir örnek tablo 3.1 'de verilmiştir.

Tablo 3.1 Bit tahsisinin belirlenmesine ilişkin örnek

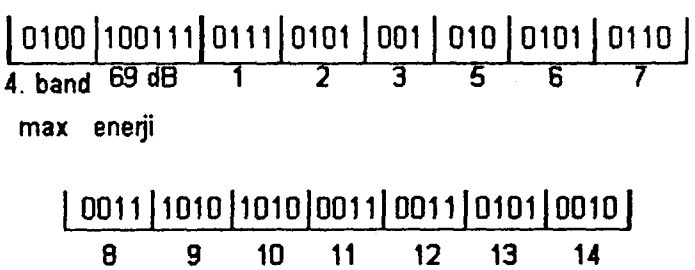
Band No	Enerji Değerleri [dB]	Bit Sayısı
1	39 ⇒ 9.75	1
2	54 ⇒ 13.5 ⇒ 3.375	2
3	66 ⇒ 16.5 ⇒ 4.125	2
4	69 ⇒ 17.25 ⇒ 4.312	2
5	64 ⇒ 16 ⇒ 4	2
6	52 ⇒ 13 ⇒ 3.25	2
7	38 ⇒ 9.5	1
8	31 ⇒ 7.75	1
9	37 ⇒ 9.25	1
10	42 ⇒ 10.5 ⇒ 2.625	2
11	30 ⇒ 7.5	1
12	22 ⇒ 5.5	1
13	10 ⇒ 2.5	1
14	4	0
15	3	0
16	1	0

Dinamik bit tahsisli bir altband kodlayıcıda 19 bitin altbandlar arasında nasıl paylaşıldığını alıcı tarafa bir şekilde iletmeliyiz. Alıcıda kodun doğru çözülmesi için bu bilgiye son derece ihtiyaç vardır. Bunun için vericideki bit tahsisini belirlemede kullanılan band enerjilerini kodlayıp alıcıya iletmek en kullanışlı yöntemdir. Bu yöntem ana bilginin yanında bir yan bilgi kullanımını doğurur. Yan bilgi toplam bilginin en önemli kısmını teşkil eder. Aşağıda yan bilgiyi oluşturan enerji değerlerinin nasıl kodlandığı anlatılmıştır.

3.2.1.1. Etkin Enerji Kodlaması

Şekil 3.6 'daki kodlayıcıda enerji bilgisini kodlamak için aşağıdaki yöntem kullanılmıştır [9] . 16 bandın hangisinin en fazla enerjiye sahip olduğunu tanımlamak için 4 bitlik kod kullanılır. 1 dB adım genişlikli maksimum enerjiyi temsil etmek için ise 6 bitlik kod kullanılır ve 4 bitin ardından iletilir. Geri kalan bandların enerjileri "Delta Kodlama" yöntemi kullanılarak kodlanır. Komşu bandların enerjilerindeki 2 dB çözünürlüklü farkı temsil etmek için 13 kod iletilir. Maksimum enerjili banda komşu olan bandların enerjileri maksimumdan büyük olamıyacağından enerji farkı hep pozitiftir ve 3 bitle kodlanabilir. Diğer bandların enerjileri ise 4 bitle kodlanır. Bu yöntemede çerçeve başına yan bilgi bit sayısı 60 olmaktadır. Bu bilgiler ışığında , tablo 3.1 'deki enerji değerlerine göre yan bilgiyi oluşturalım.

Maksimum enerjili band 4 numaralı band olduğundan 4' e karşı gelen "0100" kodu seçilir. Bu bandın enerjisi 69 dB olduğundan buna karşı gelen "100111" kodu seçilir. Diğer bandların enerjileri ise şu şekilde kodlanır : 1. bandın enerjisiyle 2. bandın enerjisi farkı 15 dB olduğundan buna karşı gelen "0111" kodu seçilir. Benzer şekilde 2. band için "0101" kodu, 3. band için "001" , 5. band için "010", 6. band için "0101", 7. band için "0110" , 8. band için "0011", 9. band için "1010", 10. band için "1010", 11. band için "0011", 12. band için "0011", 13. band için "0101" ve 14. band için "0010" kodları iletilir. Yüksek frekans bandı olan 15. ve 16. bandlar iletilmez. Buna göre toplam yan bilgi aşağıdaki gibi oluşur .



Şekil 3.7 Altband Kodlayıcının Yan Bilgi Bit Dizilişi

3.2.1.2. Altband Yan Bilginin Duyarlığı

Altband kodlayıcılarda , yan bilginin çok önemli bir yer teşkil ettiğini daha önce de söylemiştik. Alıcıda , band örneklerinin kod çözme işlemi bu bilgiye son derece bağlıdır. Yan bilgide oluşan bir hata düzeltilmesi imkansız bozulmalara yol açabilir. Oysa band örneklerine ayrılmış veri alanında oluşan bir hata , konuşma işaretinde çok fazla hissedilmez . Böylesi bir hata , standart PCM sistemindeki bir bitlik hataya denktir ve sadece bir örnek değerinin yanlış alınmasına yol açar. Bu sebeple yan bilgi alanının bazı hata koruma yöntemleriyle korunması gerekmektedir.

Hata kontrol ve düzeltme kodları bu amaç için kullanılmaktadır. Bu konu 5. bölümde anlatılmıştır. Ancak , mevcut hata kontrol kodları ilave bitler (fazlalık) gerektirdiğinden veri iletim hızı bir miktar artmaktadır. Oysa bu , istenmeyen bir olaydır. Bu nedenle, minimum fazlalıkla maksimum korumayı sağlamak tasarımların ana hedefidir.

Yan bilgi alanındaki her bitin , aynı miktarda hataya yol açmadığı varsayımını yaparsak , bu durumda her bitin aynı derecede önemli olmadığı söylenebilir. Bir başka deyişle yan bilgideki her bitin hata duyarlığı farklıdır. Minimum fazlalıkla maksimum koruma sağlamanın altında işte bu düşünce vardır. Daha önemli (duyarlı) olan bitleri daha fazla korumak , daha az önemli bitleri daha az korumak ve önemsiz bitleri ise hiç korumamak tasarımın temel ilkesidir.

Örneğin şekil 3.6 'daki kodlayıcı ele alırsak , 6 bitlik maksimum enerji kodu hatalı alınırsa konuşmanın 24 ms 'lik tüm çerçevesi için enerji seviye referansı bozulacaktır. Bu kodun en az anlamlı biti çok duyarlı olmayabilir , çünkü yalnız bir kaç dB 'lik bir değişime yol açar. Buna karşın en anlamlı bitte oluşan bir hata büyük seviye değişimlerini doğurur. Bunun sonucunda , konuşma işaretinin spektrumu ve bit tahsisi değişeceğinden konuşma anlaşılmaz şekilde bozulur. Öyleyse bu kodun bazı bitleri korunmalıdır.

Her banda tahsis edilen bit sayıları , belli bir çerçeve için altbandtaki bağıl enerjiler tarafından belirlenir. Eğer tek bir enerji seviyesi bozulursa , bit paylaşımında en azından iki veya daha fazla bandın bit sayısı yanlış olur ve bundan diğer bandlar da etkilenir Bir bandın bit sayısını belirlemede oluşan bu hatanın sonucunda giriş bit dizilerinin yalınlayıcı ile ayrıştırılması da yanlış olacaktır. Bu yanlışlık tüm bandlara yansıyacağından konuşma anlaşılmaz bir hal alır.

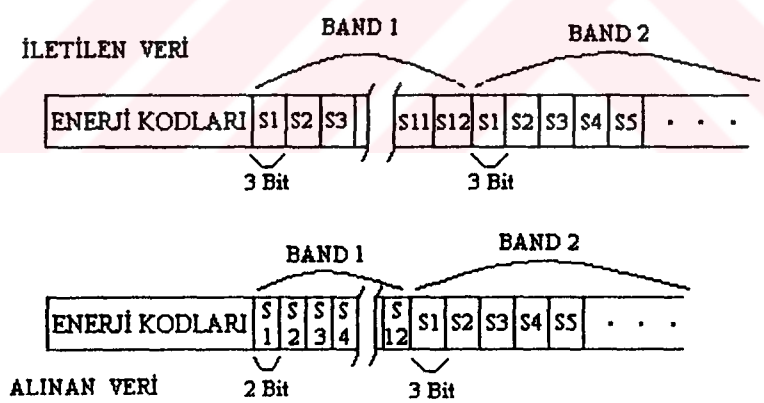
Örnek çerçeveleme hatası olarak isimlendirilen bu olayın bir örneği şekil 3.8 'de gösterilmiştir. Kodlayıcı , diğer bandlardaki enerjilere bağlı olarak 1. ve 2. bandın enerji miktarlarına göre bu bandlara 3 bit tahsis etmiştir. Kod çözücüde , enerji kodundaki 1 bitlik hata , birinci band için hatalı olarak 2 bit atanmasına yol açmıştır. Bu yüzden alıcı , gelen bit dizisinden 3 bit yerine 2 bit ayıracaktır ve 1. band için örnek kod değerleri tamamiyle yanlış olacaktır. Buna karşın , kod çözücü 2. banda yine 3 bit tahsis ettiğinde , bu banda ait örnekler bir önceki bandtaki hatadan dolayı yanlış yerden ayrılmaya başlayacaktır. Yan bilgideki bu hatanın yayılmasından dolayı örnek değerlerinden hiç birşey kurtarılamayacaktır.

Enerji kodlamasındaki hata yayılmasını ve örnek çerçeveleme hatasını modelleyen bilgisayar simülasyonu kullanarak yan bilginin duyarlık analizi yapılmıştır [9] . Tablo 3.2 'de 13 delta kodunun simülasyon sonuçları verilmiştir. Simülasyon , 6 erkek , 6 bayan konuşmacının 5 dakika konuşmasıyla gerçekleştirilmiştir. Konuşmanın her 24 ms 'lik çerçevesi için yan bilgi daha önce bahsedildiği gibi kodlanmıştır. Bir çerçeve için delta kodlamasıyla kodlanmış yan bilgi bitlerinin her biri teker teker bozulmaya uğratılır. Hata , daha önce anlatıldığı gibi kod çözme işleminde yayılır. İstatistikler , iletilen bitin duyarlığı olarak örnek kodların çözülebilirliğini göstermektedir. Tablo 3.2 'de görülen , 14 band içinde kodu çözülebilen band sayısının ortalaması ve standart sapmasıdır. Tabloda , bit 0 en az anlamlı , bit 3 en anlamlı bitlerdir.

Tablodan , en anlamlı bitlerin en duyarlı oldukları görülmektedir. Bundan başka , daha yüksek konuşma enerjisine sahip olan alçak frekans bandlarının kodları , yüksek frekans bandlarına göre daha duyarlıdır. Enerji kodlarındaki bir bit hatasının en belirgin etkisi bozulan kodun bandında hissedilir. Aslında , yan bilginin tüm bitlerinin az çok duyarlı olduğu

söylenebilir. En az duyarlı olan bitte oluşan bir hata bile ortalama bir kaç bandta bozulmaya yol açar. Standart sapma ne kadar yüksekse o kadar kötü etkiler görülebilir. İstatistikler konuşmacıdan konuşmacıya değişir. Spektral enerjisi ilk bir kaç banda sınırlanmış , bas sesli bir erkek konuşması için yüksek frekansları temsil eden yan bilgi çok daha az duyarlıdır. Buna karşın , spektral enerjisi daha çok 4 kHz ses bandı çevresinde yoğunlaşan bir tiz sesli bayan konuşması , bütün enerji kodları için kanal hatalarına duyarlıdır.

Sonuçları özetlemek gerekirse , dinamik bit paylaşımlı altband kodlama sisteminin enerji kodları kanal hatalarına oldukça duyarlıdır. Tek bir bit hatası bile çok bozucu olabilir. % 1 'lik bir bit hata oranının (BER) üzerinde iletişim faydalı değildir. Güçlü bir sistem elde etmek, etkin bir enerji kodlamasına ve hata kontrol kodlamasına dayanır. Hata kontrol kodlamasına 5. bölümde değinilmiştir.



Şekil 3.8 Kod çözme işleminde oluşan örnek çerçeveleme hatasının bir örneği

Tablo 3.2 Yan bilgi bitlerinin duyarlık analizi sonuçları

Hatalı Bit	Çözülebilir Bandların Sayısı	
	Ortalama	Standart Sapma

Delta 1	μ	σ
bit 0	11.7	4.1
bit 1	9.8	4.8
bit 2	6.7	4.5
bit 3	4.9	4.1

Delta 2		
bit 0	11.6	4.0
bit 1	9.6	4.7
bit 2	6.9	4.7
bit 3	6.4	5.1

Delta 3		
bit 0	11.2	4.1
bit 1	9.2	4.7
bit 2	7.0	5.0
bit 3	6.7	5.2

Delta 4		
bit 0	10.9	4.2
bit 1	8.9	4.7
bit 2	7.0	5.2
bit 3	6.7	5.5

Delta 5		
bit 0	10.8	4.2
bit 1	8.8	4.8
bit 2	7.0	5.3
bit 3	6.8	5.7

Delta 6		
bit 0	10.7	4.3
bit 1	8.7	4.8
bit 2	6.9	5.4
bit 3	6.4	5.9

Delta 7		
bit 0	10.9	4.2
bit 1	8.9	4.9
bit 2	7.2	5.5
bit 3	7.0	6.0

Delta 8	μ	σ
bit 0	11.1	4.2
bit 1	9.3	5.0
bit 2	7.7	5.6
bit 3	7.8	6.0

Delta 9		
bit 0	11.4	4.1
bit 1	9.6	5.0
bit 2	8.1	5.7
bit 3	8.0	6.1

Delta 10		
bit 0	11.7	4.0
bit 1	10.1	4.9
bit 2	8.5	5.6
bit 3	8.2	6.2

Delta 11		
bit 0	12.1	3.8
bit 1	10.7	4.7
bit 2	9.0	5.5
bit 3	8.7	6.0

Delta 12		
bit 0	12.7	3.3
bit 1	11.5	4.3
bit 2	10.0	5.2
bit 3	9.5	5.8

delta 13		
bit 0	13.3	2.6
bit 1	12.5	3.5
bit 2	11.4	4.4
bit 3	10.9	4.9

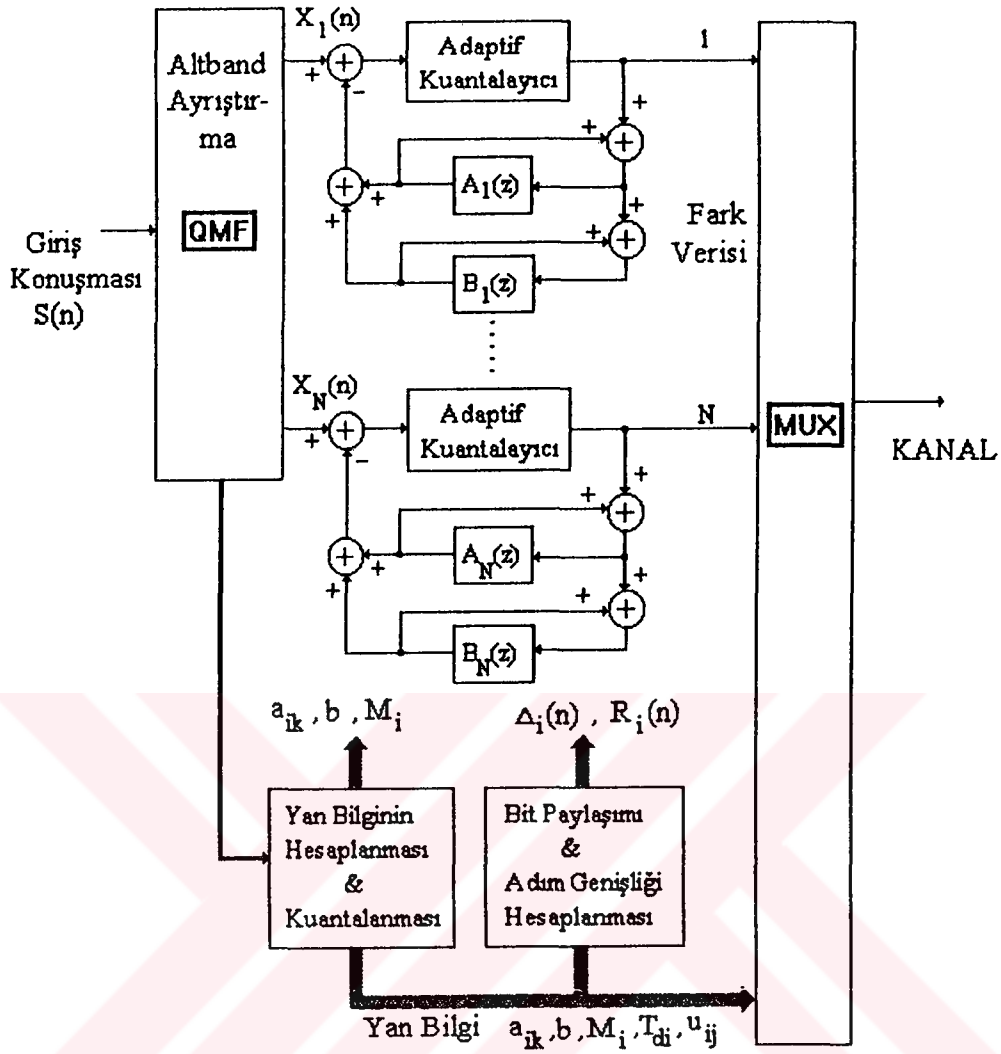
3.3. Adaptif Öngörüsel Altband Kodlayıcı

Altband kodlama tekniğinde şu ana kadar yalnız enerji kodlaması ve buna bağlı olarak altbandlar arasındaki dinamik bit tahsisi anlatılmıştır Şekil 3.5 ve 3.6 'daki band örneklerini kodlayan kodlayıcı bloklarının ne tip olduğundan bahsedilmemiştir. Bu alt bölümde, " Adaptif Öngörüsel Altband Kodlayıcı " anlatılacaktır. Böylece , daha önce anlatılan adaptif öngörüsel kodlama ile altband kodlama teknikleri birleştirilerek ileri bir konuşma kodlama sistemi elde edilmiş olur.

Adaptif Öngörüsel Kodlama (APC) , konuşma dalga şeklini orta bit hızında kodlamak için etkili bir yoldur. En yaygın APC sistemi , 16 kb/s veya üstünde yüksek kaliteli konuşma üretir. Ancak bu kalite daha düşük bit hızlarında bozulur. Kalite bozulması SNR 'deki azalmayla yakından ilişkilidir. APC sisteminin SNR performansını artırmak için iki yöntem düşünülür. Biri konuşma işaretinin tahmin edilebilirliğini kullanmak , diğeri de dalga şekli karakteristiklerini kullanarak öngörü farkını etkin bir şekilde kodlamaktır. İlk yöntemde , altband öngörümü etkin bir çözümdür. Bu yöntemde , dinamik bit tahsisi tekniği öngörü tekniği ile birlikte kullanılır. Optimum bit tahsisi , konuşma dalga şeklindeki karesel ortalama hata en aza indirilerek bulunur. Optimum kodlayıcı 6.4 - 24 kb/s bit hızları arasında çalışır. Performansı ise SNR ve konuşma kalitesi açısından değerlendirilir.

3.3.1. Altband APC Kodlama Algoritması

Kodlama sisteminin temel yapısı şekil 3.9 'de gösterilmiştir. Bu sistemde , giriş s(n) işareti belli sayıda altbandlara ve alt aralıklara ayrılır. Altbandlara ayrılma işi bir QMF filtresi ile gerçekleştirilir [3] . Sonra her altbanda adaptif öngörü kodlaması uygulanır. Örnek başına düşen kuantalama bitlerinin sayısı , altbandlar arasında enerjilerine bağlı olarak paylaştırılır. Bu paylaşım , her alt aralık için güncellenir. $A_i(z)$ öngörücüsü komşu ilişkilerden olan fazlalıkları (short term) çıkarırken , $B_i(z)$ öngörücüsü de perde ilişkilerinden olan fazlalıkları (long term) çıkarır [7] . Filtre transfer fonksyonları (3.15) ve (3.16) eşitliklerinde verilmiştir.

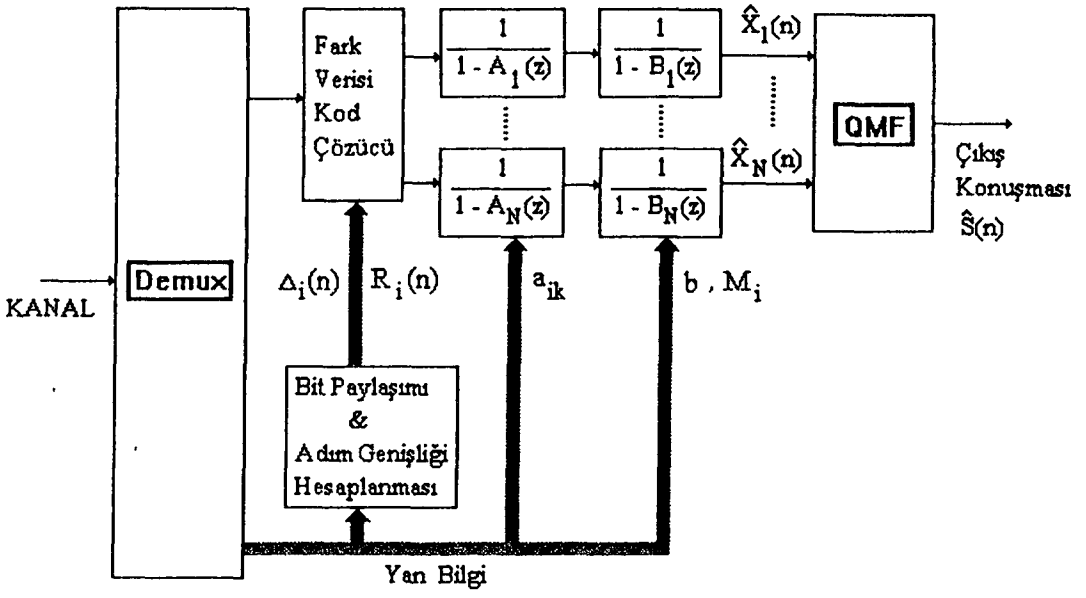


Şekil 3.9 Altband APC sisteminin verici blok şeması

$$A_i(z) = \sum_{k=1}^{p} a_{ik} z^{-k} \tag{3.15}$$

$$B_i(z) = bz^{-M_i} \quad , \qquad M_i = w_i M \tag{3.16}$$

Burada M , giriş konuşması için , M_i de i. altband işareti için örnekleme aralığındaki perde periyotlarıdır. w_i ise i. altband genişliğinin tüm band genişliğine oranıdır (B_i / B) .



Şekil 3.10 Altband APC sisteminin alıcı blok şeması

$\{a_{ik}\}$ katsayıları , her çerçevede bir altband işaretlerinden doğrusal öngörü analizi kullanılarak elde edilir. Perde periyodu M ve perde kazancı b , giriş işaretinin özilişki katsayısının maksimum olduğu andaki gecikme ve maksimum olduğu değer olarak belirlenir. Yani , bir örnek değerinin kendisinden k önceki örnekle ilişkisi maksimumsa perde periyodu $M = k.T_S$ 'dir (T_S , örnekleme periyodudur) . Perde kazancı "b" ise bu ilişkinin derecesine eşittir. Bu parametreler sayısal işaret işleyicilerle hesaplanır.

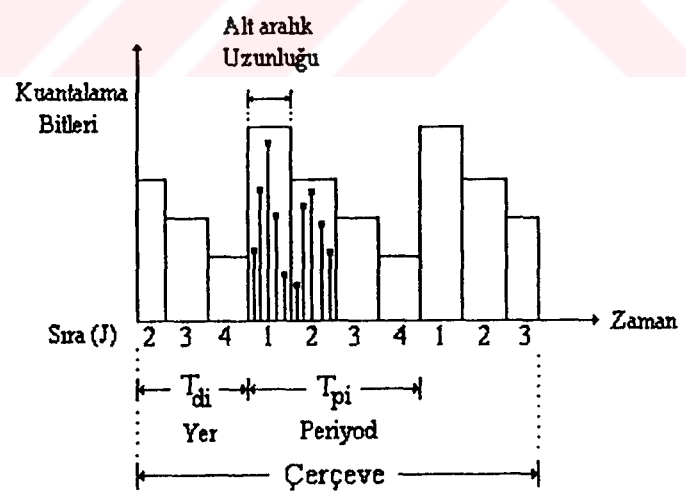
Her altbandtaki öngörü farkları belli sayıda alt aralıklara ayrılır. Bu aralıklar perde periyodunu sabit sayıda eşit parçalara bölmekle elde edilir. Alt aralıklar (Subintervals) şekil 3.11 'daki gibi T_{pi} periyodu ve T_{di} yeri ile tanımlanır. T_{di} , çerçevenin başlangıcından ilk alt aralığın başlangıcına kadar olan süre olarak tanımlanır. T_{pi} periyodu da , perde periyodu M_i olarak atanır. En düşük altbandın ilk alt aralığının yeri T_{d1} ise , diğer altbandların alt aralık yerleri $T_{di} = T_{d1} \times w_i / w_1$ olarak belirlenir. Kuantalama bitleri , öngörü fark işaretlerine altband ve alt aralıklardaki enerjilerinin dağılımına göre dinamik olarak atanır. Bu işlem , konuşma dalga şeklindeki karesel hata minimum olacak şekilde yapılır.

Kuantalama adım genişliği, hem altband hem de alt aralıklar için ileri adaptasyon algoritması kullanılarak ayarlanır ve aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\Delta(n) = G(R_i(n))\sqrt{u_{ij}} \quad , \qquad n \in T_{ij} \tag{3.17}$$

Bu ifadede G, bit sayısının bir fonksyonu olarak verilen birim varyanslı düzgün Gauss kuantalayıcısının optimum adım genişliğidir. T_{ij} terimi (i = 1,2, ... ,N) , (j = 1,2, ... ,L) i. altbandtaki j. alt aralığı temsil eder. u_{ij} fark enerjisi, $R_i(n)$ kuantalama bit sayısıdır. N altband sayısı, L ise alt aralık sayısıdır.

Öngörü katsayıları, perde kazancı, perde periyodu, alt aralık yeri ve fark enerjilerinden oluşan yan bilgi her çerçeve için giriş işaretinden hesaplanır. Kuantalanmış veri, fark verisiyle çoğullanarak alıcıya iletilir. Alıcıda, ilk olarak yan bilginin kodu çözülür ve fark verisi için kuantalama bit sayıları hesaplanır. Sonra fark işaretlerinin kodu çözülür ve orjinal konuşma işareti elde edilir.



Şekil 3.11 Altband fark işaretlerinin perde eşzamanlı zaman bölmelemesi
Alt aralıklar J sırası ile gösterilmektedir.

3.3.2. Altband APC Sisteminde Zaman ve Frekans Domeni Bit Tahsisi

Altband APC sisteminde kuantalama bitleri , dalga şekli bozulması minimum olacak şekilde altband ve alt aralıklara atandığından oncelikle bozulmanın tanımı yapılmalıdır. Dalga şekli bozulması , kodlayıcı giriş ve çıkış işaretleri arasındaki farkın karesel ortalama değeri olarak tanımlanır.

$$D = \langle [S(n) - \hat{S}(n)]^2 \rangle \tag{3.18}$$

Band ayrımları ideal ise yani altbandlar arasında örtüşme veya boşluk yoksa , bozulma altband işaretleri cinsinden ifade edilir.

$$D = \sum_{i=1}^{N} \langle [x(n) - \hat{x}(n)]^2 \rangle \tag{3.19}$$

Altband işareti kapalı çevrim öngörü kodlaması ile kodlandığında, hatasız iletim varsayımı altında , kod çözülmüş altband işaretindeki hata kuantalama gürültüsüne eşittir. Kuantalama gürültüsünün varyansı , kuantalayıcı girişinin (fark işareti) varyansıyla orantılı ve kuantalama seviye sayısının karesi ile ters orantılı olduğundan , bozulma aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$D = \sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{L} c_j D_{ij} = \sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{L} K c_j u_{ij} 2^{-2R_{ij}} \tag{3.20}$$

Bu ifadede D_{ij} ve R_{ij} , örnek başına bozulma ve T_{ij} alt aralığında kuantalama bitlerinin sayısıdır. c_j , alt aralık uzunluğunun çerçeve uzunluğuna oranıdır. K ise , fark işaret genliği için olasılık yoğunluk fonksyonuna bağlı bir terimdir ve sabit olarak kabul edilir.

Altband APC sisteminde giriş işareti için örnek başına ortalama bit hızı (3.21) eşitliği ile verilmektedir.

$$R = \sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{L} w_i c_j R_{ij} \tag{3.21}$$

Burda, altband genişlik oranı w_i'lerin toplamı ve alt aralık uzunluk oranı c_j'lerin toplamı 1'e normalize edilmiştir. Belli bir R ortalama bit hızı için, kuantalama bitleri, D bozulması minimum olacak şekilde altband ve alt aralıklardaki fark örneklerine tahsis edilir. Bu minimizasyon problemi (3.20) ve (3.21) eşitlikleri kullanılarak çözülebilir. Böylece optimum bit tahsisi (3.22) eşitliği ile verilir.

$$R(n) = R_{ij} = R + \frac{1}{2}\log\left[\frac{\tilde{u}_{ij}}{\prod_{k=1}^{N}\prod_{m=1}^{L} u_{km}^{c_m w_k}}\right] \qquad (3.22)$$

Burda $\tilde{u}_{ij}$, band genişlik oranı ile normalize edilmiş fark enerjisidir ($\tilde{u}_{ij} = u_{ij}/w_i$). Böylece bit sayısı, birim band genişliği başına normalize fark enrjisinin logaritmik değeri ile orantılıdır. Şekil 3.12'de kodlama işlemindeki çeşitli işaretlerin dalga şekli örnekleri ve 40 ms'lik çerçevedeki tahsis edilen bit sayıları görülmektedir. Üçüncü şekilde (c), alt aralıklardaki fark enerjilerinin rms değerleri fark işaretleri ile birlikte verilmiştir. Şekilden anlaşıldığı üzere, fark enerjileri perde eşzamanlı olarak alt aralıklara ve de altbandlara düzgün olmayan bir şekilde dağılmıştır. Sıfır bit tahsis edilen fark örnekleri iletilmemektedir.

Optimum bit tahsisi için minimum bozulma şu şekilde elde edilir:

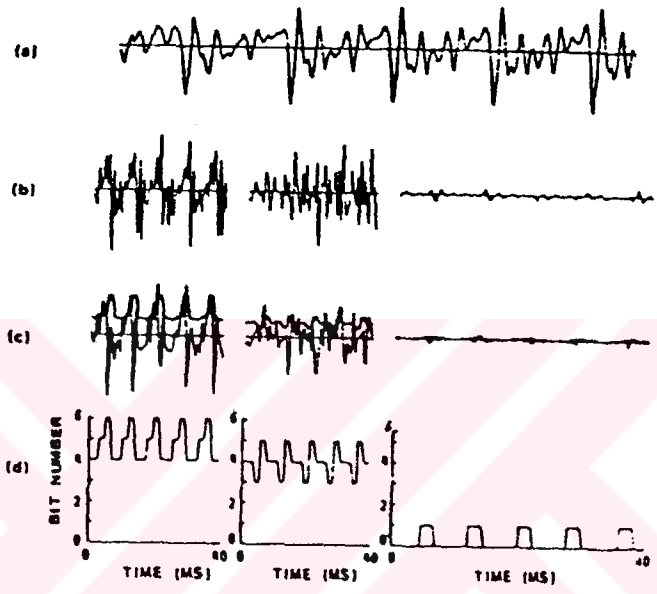
$$D_{min} = K2^{-2R} \cdot \prod_{i=1}^{N}\prod_{j=1}^{L} \tilde{u}_{ij}^{w_i c_j} \qquad (3.23)$$

Bu ifade, normalize fark enerjilerinin ağırlıklı geometrik ortalamasıyla orantılıdır. Ayrıca, her altbandın bütün alt aralıkları için minimum bozulma, (3.24) eşitliğindeki gibi verilebilir.

$$D_{min_{ij}} = w_i D_{min} \qquad (3.24)$$

Böylece, MSE kriterine göre optimum bit tahsisi, hem altbandlar hem de alt aralıklar üzerine düzgün dağılımlı bir bozulma sağlar. Buna bağlı olarak, her altbandtaki kuantalama gürültüsünün düz bir spektruma sahip

olduğunu kabul edersek , tüm band üzerinden kodlayıcı girişi ve çıkışındaki hata işaretinin de düz bir spektruma sahip olduğu söylenebilir.



Şekil 3.12

Kodlama işlemindeki dalga şekli örnekleri ve tahsis edilen bit sayıları (a) Giriş işareti (b) Altband işaretleri (c) Altband fark işaretleri ve genlik değerleri (d) Tahsis edilen bit sayıları

SNR kazancı , adaptif PCM (ADPCM) kodlama yöntemine göre işaret - gürültü oranındaki artış olarak tanımlanır. Altband APC sistemi için SNR kazancı G_{ft} , spektral SNR kazancı G_f , ve ani SNR kazancı G_t ' nin toplamı olarak verilebilir.

$$G_{ft} = 10\log(D_{ADPCM} / D_{min}) \tag{3.25a}$$

$$= 10\log\left(v / \prod_{i=1}^{N}\prod_{j=1}^{L} \tilde{u}_{ij}^{\,w_i c_j} \right) \tag{3.25b}$$

$$= 10\log\left(v / \prod_{i=1}^{N} \tilde{u}_i^{\,w_i} \right)$$

$$+ \sum_{i=1}^{N} w_i 10\log(u_i / \prod_{j=1}^{L} u_{ij}^{c_j}) \tag{3.25c}$$

$$= G_f + G_t \tag{3.25d}$$

Burada , D_{ADPCM} ADPCM sisteminin bozulmasını , v giriş işaret enerjisini ve $\tilde{u}_{ij}$ ise altbandlardaki normalize fark enerjisini temsil etmektedir ($\tilde{u}_{ij} = \sum_{j=1}^{L} c_j \tilde{u}_{ij}$). Tablo 3.3 'de , altband sayısı N , alt aralık sayısı L ve öngörücü derecesi p'nin farklı değerleri için teorik ve ölçülen SNR kazançlarının bir listesi verilmiştir.

Tablo 3.3

Farklı sistem parametreleri için teorik ve ölçülen SNR kazançları

No	Sistem Parametreleri N	p	L	SNR Kazançları G_{SNR}	G_{ft}	G_f G_t		SNR Kazanç Kaybı $G_{kayıp}$
1	1	12	1	7.5	13.5	13.5	0	6.0
2	2	6	1	10.4	14.0	14.0	0	3.6
3	3	4	1	11.6	14.6	14.6	0	3.0
4	4	3	1	11.4	14.2	14.2	0	2.8
5	1	12	12	12.3	15.5	13.5	2.0	3.2
6	2	6	6	13.4	15.7	14.0	1.7	2.3
7	3	4	4	13.9	16.1	14.6	1.5	2.2
8	4	3	3	13.4	15.4	14.2	1.2	2.0

Tablo 3.3 'de G_{SNR} olarak verilen değer ölçülen gerçek SNR kazanç değerleridir. Tablodan görüldüğü gibi , spektral SNR kazancı G_f hemen hemen aynı ve 13.5 - 14.6 dB arlığındadır. Bunun anlamı , altband sayısı ile öngörücü derecesi arasında sabit bir spektral kazanç için bir denge olduğudur. Bir başka deyişle , öngörücü derecesini azaltmak istiyorsak altband sayısını arttırmalı , altband sayısını azaltmak istiyorsak öngörücü derecesini arttırmalıyız. Ancak , gerçek SNR kazancı altbandların sayısına bağlı olarak biraz değişir. Son kolonda verilen SNR kazanç kaybı , G_{ft} ile G_{SNR} arasındaki fark olarak tanımlanır. Tam bandlı APC sisteminde (No 1) bu kayıp en fazladır.

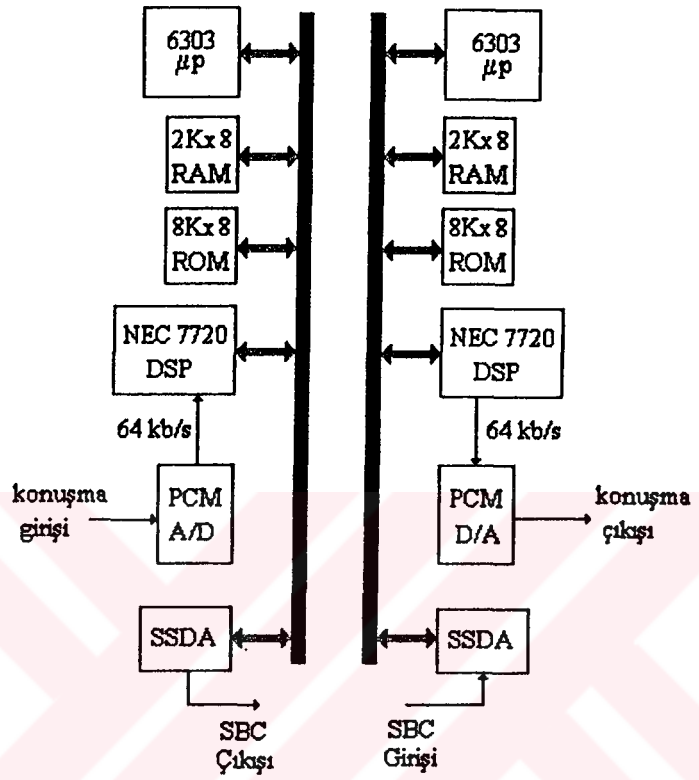
Tablodan elde edilen diğer bir sonuç ise ani SNR kazancı G_t 'nin G_f 'e göre çok küçük olmasıdır. Bu yüzden spektral SNR kazancı üzerine ilave bir kazanç sağlar. Altband ve alt aralıklara ayırma işleri SNR kazanç kaybını azaltır ve kaliteyi arttırır. Buna göre , 3 altbandlı , 4 alt aralıklı ve 4. dereceden öngörücülü bir altband APC sistemi (No 7) en iyi performansı sağladığından tercih edilmektedir.

3.4. Altband Kodlayıcı Sistemlerinin Gerçeklenmesi

Bu alt bölümde , altband kodlayıcılarının gerçeklenmesinde kullanılan temel prensipler ve tümdevrelerden kısaca bahsedilecektir. Aslında bu çalışmanın amacı mobil haberleşme sistemlerinde kullanılan düşük bit hızlı konuşma kodlama teknikleri hakkında bilgi vermektir. Ancak bu anlatılanların somutlaşması ve daha iyi anlaşılması için bu konuya da kısaca değinmekte fayda vardır. Bu nedenle daha önce anlatılan şekil 3.5 'teki ve şekil 3.9'daki kodlayıcıların gerçeklenmesinden bahsedilecektir [9] .

Şekil 3.5 'deki altband konuşma kodlayıcısının kanal kodlayıcısı ile birlikte gerçeklenmesine ilişkin donanımın blok şeması şekil 3.13 'de görülmektedir. Verici ve alıcı fonksyonları iki özdeş donanım yapısına ayrılmıştır. Her yapı , harici RAM (2K x 8) ve ROM (8K x 8) ile birlikte 8 bitlik bir HD6303 mikroişlemcisine dayanır. Verici mikroişlemci sistemi bit tahsisini belirler , enerji ve örnek değerlerini kodlar ve hata kontrol kodlarını üretir. Ayrıca sistem , 16 band çok fazlı filtre bankasını gerçekleyen ve 16 bandın enerjilerini hesaplayan bir NEC µpd7720 sayısal işaret işleyici tümdevresine sahiptir. Konuşma işareti , 8 bitlik Motorola MC14402 PCM A/D

tümdevresi ile örneklenir. SSDA , MC6852 , paralel - seri arabağdaşım fonksyonunu icra eder.



Şekil 3.13 Konuşma ve kanal kodlayıcı donanım blok şeması

Alıcı yapısı vericininkine benzerdir. Alıcı , gelen bit dizisinin kodunu çözer , hatayı düzeltir , enerji kodlarının kodunu çözer , bit tahsisini belirler ve örnek kodlarının kodunu çözer. Daha sonra bu enerji ve örnek değerleri paralel filtre bankası işini üstlenen DSP tüm devresinden geçer. Son olarak da 64 kb/s 'lik PCM kod çözücüsünden (D/A) geçip orjinal analog konuşma işareti elde edilir. Gürültüsüz halde veya düzeltilebilir bir gürültü ortamında bu çıkış , giriş konuşmasına eşittir.

Verici için mikroişlemci programı 2 kbyte uzunluğundadır ve 1 kbyte veri RAM 'ı kulanır. Programda , mikroişlemci %90 gerçek zaman kapasitesiyle , DSP %50 kapasiteyle , RAM %100 kapasiteyle , ROM ise %75 kapasiteyle çalışmaktadır. NEC µpd7720 tüm devresinde yalnız 128 kelimelik bir veri RAM 'ı olduğundan 80. dereceden daha fazla bir filtre

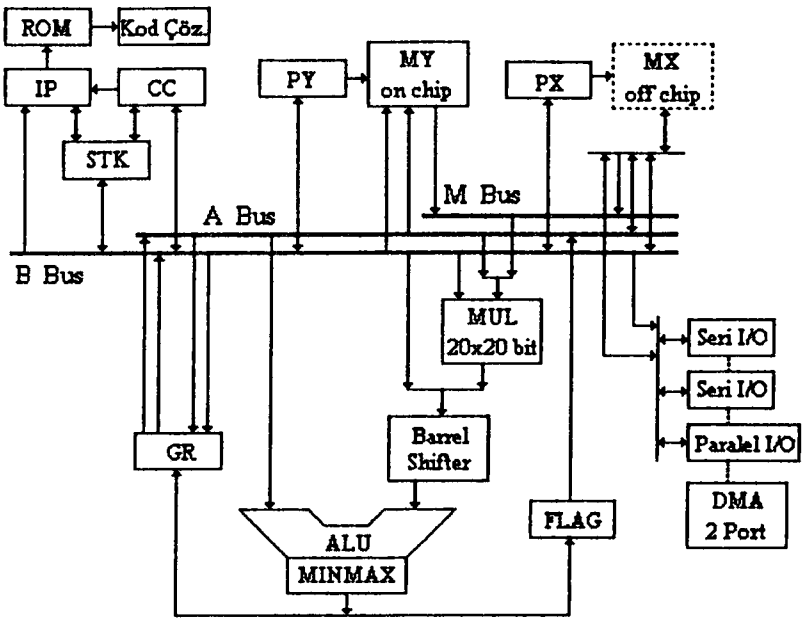
bankası mümkün değildir. Bu gereksinimler alıcı için de benzer şekildedir. Şekil 3.13 'de görülen tüm sistem 11.5 x 20 cm boyutlarında bir devre kartına sığdırılmıştır ve 4W 'lık bir güç harcanımına sahiptir.

Sistem içindeki gecikme 106 ms 'ye varmaktadır. Verici ve alıcıdaki filtreleme işlemlerinin her biri 5 ms 'lik bir gecikmeyi doğurur. Vericide , çerçeve band enerjilerinin kodlama işleminden önce hesaplanması gerektiğinden 24 ms 'lik bir çerçeve geçikmesi ilave edilir. Mikroişlemcinin , enerji kodlaması , bit tahsisinin belirlenmesi , örnek kodlaması ve kanal kodlaması işlemlerini gerçekleştirmesi için başka bir çerçeve gecikmesine gerek duyulur. Alıcı , kod çözme işlemine başlamadan önce tüm çerçevenin alınmasını bekler. Ayrıca , kanal kod çözme ve konuşma sentezi işlemleri için başka bir çerçeve süresine gerek vardır. Bunun sonucunda , 4 çerçeve süresi artı 10 ms 'lik bir gecikme (4× 24 ms + 2×5 ms =106 ms) meydana gelmektedir. Bu gecikmede verici ve alıcı eşit paylara sahiptir (53 ms verici , 53 ms alıcı gecikmesi). İki kat daha hızlı mikroişlemcilerle bu gecikme süresi 82 ms 'ye indirilebilir.

Şekil 3.9 'da verilen altband APC sisteminin gerçeklenmesi için yine şekil 3.13 'tekine benzer bir yapı öngörülmektedir. Ancak bu sistemde kullanılan işlemci bir öncekinden farklıdır. Bu iş için sabit noktalı bir DSP (MATSUSHITA MN1902) kullanılmıştır [13] . Bu DSP , yüksek doğruluklu 20 bitlik çarpıcı ve 24 bitlik "Aritmetik Lojik Birim" (ALU) ile karakterize edilebilir. Yüksek hızlı aritmetik işlem kapasitesine sahip bu DSP 'nin özellikleri tablo 3.4 'de , iç yapısı ise şekil 3.14 'de verilmiştir [13] .

Tablo 3.4 MN1902 DSP 'nin temel özellikleri

LSI Teknolojisi	2 µm CMOS
Komut Çevrimi	250 ns
Çarpıcı (Sabit Nokta)	20 bit x 20 bit (32 bitlik çarpım)
ALU (Sabit Nokta)	24 bitlik işlem
Komut Kelime Uzunluğu	32 bit (Direk Adresleme)
Barrel Öteleyici	0-16 bit sağa , 0-15 bit sola öteleme
RAM	16 bit x 66 kelime (on - chip) 16 bit x 4096 kelime (off - chip)
ROM	32 bit x 3072 kelime (on - chip)
I / O	2 Seri Port , 16 bit Paralel Port , İki Portlu DMA
Besleme Gerilimi	+ 5 V
Güç Harcanımı	100 mW

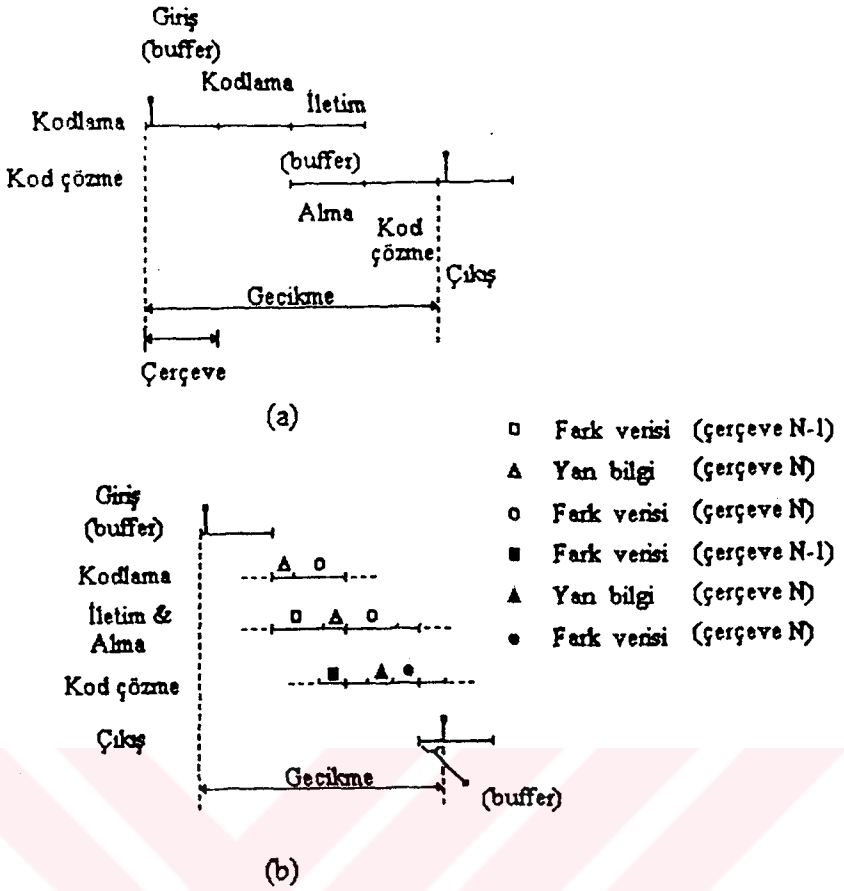


MUL : çarpıcı
ALU : aritmetik lojik birim
MINMAX : taşma koruma
GR : genel kütük
MX, MY : RAM
PX, PY : pointer
CC : kontrol sayıcı
STK : Yığın
IP : Komut göstergesi
DMA : Direct memory access

Şekil 3.14 MN1902 DSP 'nin blok şeması

Altband APC kodlaması , konuşma örnek bloklarını işleyen bir tekniğe dayanır (frame-by-frame algorithm) . Bu yüzden , konuşma örneklerini hafizalama , işleme , iletme ve alma veri işaretlerini hafizalama gibi işler için bir gecikme doğal olarak söz konusudur. Klasik kodlayıcı algoritmasının zamanlama tablosu şekil 3.15(a) 'da görülmektedir. Kodlayıcı ve kod çözücü boyunca zaman gecikmesi , dört çerçeve süresi artı QMF filtresindeki gecikme süresidir. Bu süre , 16 ms 'lik çerçeve için 79 ms olmaktadır.

Yeni geliştirilen altband APC kodlayıcıda şekil 3.15(b) 'de görülen bir işleme algoritması kullanılmıştır [13] . N çerçevesinin yan bilgisi (parametre bilgisi) N-1 çerçevesinin fark işaret bilgisinden sonra gelir. İki DMA kanalından biri PCM verisinin giriş çıkışı için , diğeri de kodlanmış verinin giriş çıkışı için kullanılır. Bu , işleme gecikmesini , üç çerçeve süresi artı QMF filtre gecikme süresine indirir. Bu süre , 16 ms 'lik çerçeve için 67 ms 'dir.



Şekil 3.15 Kodlama ve kod çözme algoritmasının zamanlama tablosu
(a) Klasik işleme yöntemi (b) Geliştirilmiş işleme yöntemi

Gereksiz zaman harcamayı azaltmak için bir tablo araştırma yöntemi kullanılır. Kod çözme programının yarısı kodlama programıyla aynı olduğundan kodlama ve kod çözme programları dahili veri belleğinin 6 Kbyte 'lık kısmını (ROM) paylaşabilir. Bu kodlayıcı için harici bellek gereksinimi tablo 3.5 'de verilmiştir. Tüm altband APC algoritması, 200 ns 'lik komut çevrim süreli tek bir DSP tümdevresi ile gerçeklenebilir. Ancak, biri kodlayıcı biri de kod çözücü için iki DSP gerçeklemesi ile yüksek kalite ve hız sağlanmıştır [13].

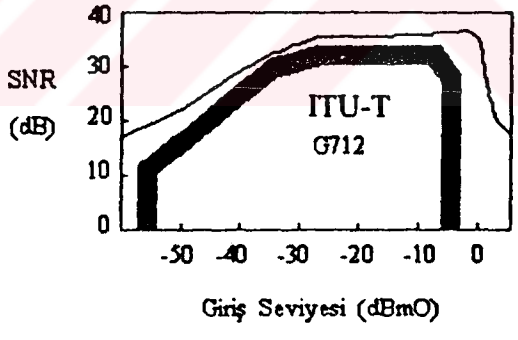
Tablo 3.5 Altband APC kodlayıcısında kullanılan bellek gereksinimi

Hafıza Alanı (Buffer)	Parametreler	209
	Alt band İşaretleri	691
	Fark İşaretleri	133
	I / O	288
Çalışma Alanı		648
Toplam		1969

(Birim : Kelime)

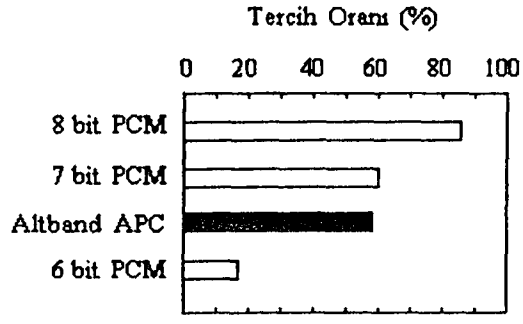
3.5. Altband Kodlayıcının Performans Sonuçları

Yukarıda anlatılan altband APC sisteminin SNR performansı, ITU-T 'nin G712 tavsiyeleri kullanılarak test edilmiştir. Test sonucu şekil 3.16 'da verilmektedir. Sonuçlar , kodlayıcının ITU-T 'nin belirlediği şartlara uyduğunu göstermektedir. Ölçülen ağırlaştırılmış kanal gürültüsü -72.8 dBmOp 'dir. Bu değer , ITU-T 'nin G712 tavsiyelerindeki üst sınırın (-65 dBmOp) altındadır.



Şekil 3.16 Altband APC kodlayıcısının işaret - gürültü oranı (SNR)

Altband APC kodlayıcısının konuşma kalitesi ikili karşılaştırma yöntemi kullanılarak değerlendirilmiştir. Teste , μ yasalı PCM sitemiyle kodlanmış konuşma örnekleri de referans olarak dahil edilmiştir. Tercih sonuçları şekil 3.17 'de verilmektedir. Buna göre , altband APC sisteminin 7 bitlik PCM sistemiyle aynı konuşma kalitesini verdiği görülmektedir.



Şekil 3.17 Altband APC 'nin tercih edilme oranı

10^{-4} 'e kadar olan bit hata oranlarında kalite bozulması önemli değildir. Ancak , sayısal mobil sistemler gibi , 10^{-3} 'den büyük bit hata oranlarının görüldüğü uygulamalar için , hata düzeltme kodlarının eklenmesi zorunludur. Ayrıca , deneysel sonuçlar , altband APC sisteminin DTMF işaretlerini iletmeye elverişli olduğunu ortaya koymuştur. Şekil 3.5 'de gösterilen altband kodlayıcının performansı 5. bölümde hata kontrol kodlamasıyla birlikte verilecektir.

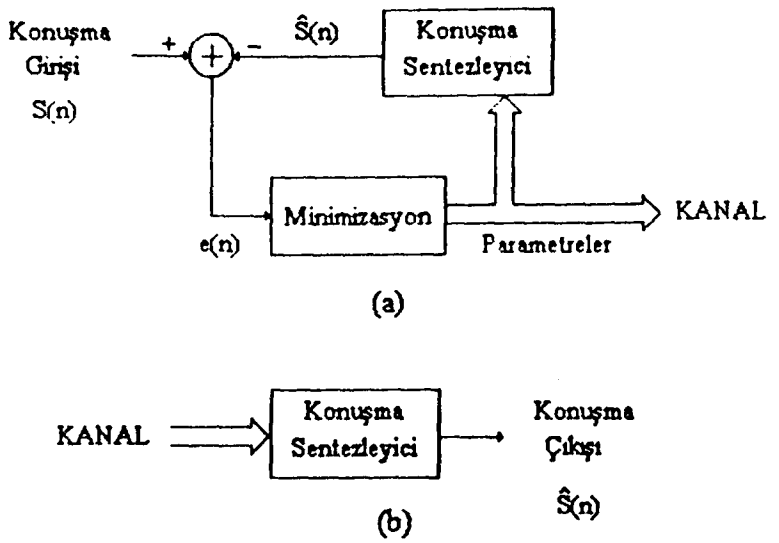
BÖLÜM 4

UYARMALI KODLAYICILAR

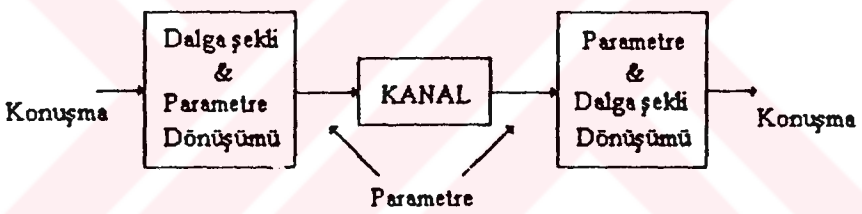
4.1. Giriş

Mobil haberleşme sistemlerinde kullanılmaya elverişli ve son yıllarda bir çok araştırmaya konu olan diğer bir kodlayıcı sınıfı da "Uyarmalı Kodlayıcılar" dır. Bu tip kodlayıcılara "analiz - sentez" veya "parametre" kodlayıcısı da denilebilir. Bu kodlayıcıları dalga şekli kodlayıcılarından ayıran en belirgin özellik konuşmanın kendisinin değil konuşmayı oluşturan parametrelerin kodlanmasıdır. Bu yöntemle konuşma iletimi için gerekli bit sayısı (bit / örnek) oldukça azaltılmış olur. Bu kodlayıcıların hızı genellikle 4.8 - 16 kbit/s arasındadır. Düşük hız özelliğinden dolayı mobil sistemlere oldukça uygundurlar. Ancak , konuşma kalitesi bakımından dalga şekli kodlayıcılardan (PCM , ADPCM , APC , SBC) daha zayıftırlar. Uyarmalı kodlayıcıların konuşma çıkışı genelde sentetik yapıdadır. Kod çözücüde , konuşma bir sentezleyici tarafından üretilir. Bu işlem bit hızını büyük ölçüde azaltırken , konuşmayı da sentetikleştirir.

Uyarmalı kodlayıcıların temel yapısı şekil 4.1 'de görülmektedir [14]. Bu kodlayıcı yapısında sentezleyici , giriş konuşmasına mümkün olduğunca yakın bir konuşma sentezlemektedir. Daha sonra orjinal giriş konuşması ile sentezlenen konuşma karşılaştırılır. İki işaret arasındaki hatayı minimum yapan sentezleyici parametreleri bir minimizasyon işlemiyle belirlenir. Son olarak da bu parametreler kodlanıp iletilir. Böylece , konuşmanın kendisini kodlamak yerine konuşmayı temsil eden parametreler kodlanmış olur. Bu yöntem örnek başına düşen bit sayısını 1 'in altına indirmeyi başarmıştır. Kod çözücüde ise ilk olarak parametrelerin kodu çözülür. Sonra bu parametreler sentezleyiciye iletilir ve sentezleyici de vericideki konuşmaya özdeş bir konuşma sentezler. Böylece konuşma , bir dönüşüm yardımıyla alıcıya iletilmiş olur. Bu dönüşüme dalga şekli - parametre dönüşümü denir (Şekil 4.2).



Şekil 4.1 Uyarmalı kodlayıcıların temel kodlama yapısı
(a) Kodlayıcı (b) Kod çözücü



Şekil 4.2 Dalga şekli - Parametre dönüşümü ile konuşma iletimi

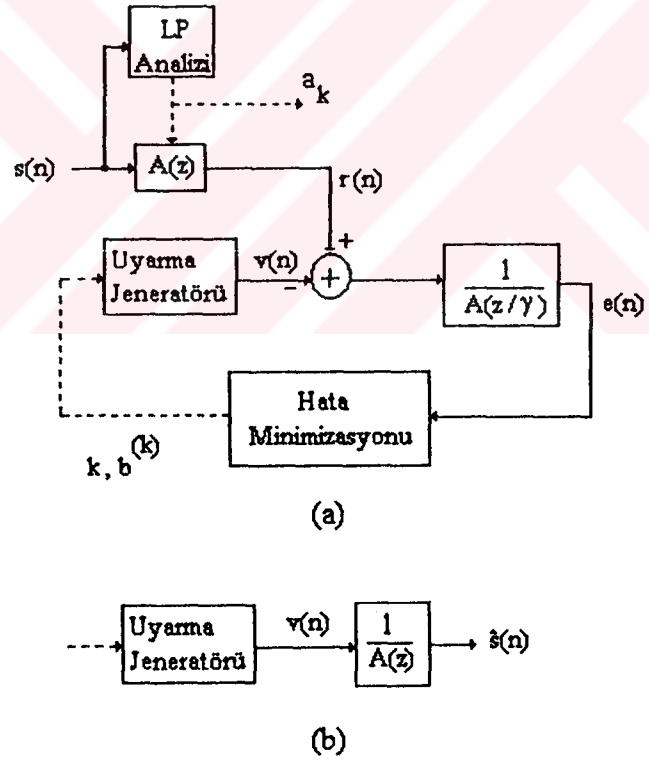
Uyarmalı kodlayıcılar , temel prensipleri aynı olmasına rağmen bazı farklılıklar gösterirler. Bu farklılık sentezleyicinin iç yapısından , bir başka deyişle uyarıcı işaretten kaynaklanır. Farklı yapıda uyarıcı işaretler uyarmalı kodlayıcıları farklı alt sınıflara ayırır. Bunlar , " Düzenli Darbe Uyarmalı Kodlayıcı " (RPE kodlayıcı) [15] " Çok Darbe Uyarmalı Kodlayıcı " (MPE kodlayıcı) [14] ve " Kod Uyarmalı Doğrusal Öngörü Kodlayıcısı " (CELP kodlayıcı) 'dır [16] . Bu bölümde uyarmalı kodlayıcılardan RPE ve CELP kodlayıcıları anlatılacaktır.

4.2. Düzenli Darbe Uyarmalı (RPE) Kodlayıcılar

Bir RPE kodlayıcısının temel blok şeması şekil 4.3 'de görülmektedir. Bu yapıda , r(n) fark işareti , s(n) konuşma işaretinin p. dereceden zamanla değişen bir A(z) filtresinden geçirilmesiyle elde edilir. A(z) filtresinin transfer fonksyonu aşağıdaki gibidir.

$$A(z) = 1 - \sum_{k=1}^{p} a_k z^{-k} \qquad (4.1)$$

Filtrenin $\{a_k\}$ katsayıları doğrusal öngörü tekniklerinin (LP) kullanılmasıyla belirlenebilir. Bu katsayılar bir DSP yardımıyla giriş konuşma örneklerinden hesaplanır.



Şekil 4.3 RPE kodlayıcısının blok şeması
(a) Kodlayıcı (b) Kod çözücü

r(n) ile v(n) uyarma işareti arasındaki fark daha sonra bir 1/A(z/γ) ağırlaştırma filtresini besler. Bu filtre bir hata ağırlaştırması görevini üstlenir ve transfer fonksyonu (4.2) eşitliğindeki gibidir

$$\frac{1}{A(z/\gamma)} = \frac{1}{1+\sum_{k=1}^{p} a_k \gamma^k z^{-k}} \quad , \quad 0 \le \gamma \le 1 \qquad (4.2)$$

Sonuçta elde edilen ağırlaştırılmış e(n) farkının karesel ortalaması alınarak minimizasyon işlemi gerçekleştirilir. Minimizasyon işleminde karesel ortalama hata minimum olacak şekilde v(n) modeli bulunur. v(n), r(n) farkının bir modelidir ve mümkün olduğunca benzer olması arzulanır.

4.2.1. RPE Kodlama Algoritması

RPE kodlama tekniğinde, konuşma işareti bir öngörü filtresi ve uyarıcı bir işaretle temsil edilebilmektedir. Buna göre, konuşma işaretinin kodlanması için uyarıcı işaret ile filtre katsayılarının hesaplanıp alıcıya iletilmesi yeterlidir. Filtre katsayıları [7] 'de anlatıldığı gibi doğrusal öngörü analizi kullanılarak hesaplanır. Uyarma işareti ise aşağıda anlatılan yöntemle belirlenir [15].

v(n) uyarma dizisi, her biri L örnek içeren komşu çerçeveler için belirlenir. Ayrıca her çerçeve Q boyutlu (Q<L) bir b vektörüne karşı düşürülür. Daha kolay anlaşılabilmesi için şekil 4.4 'deki modele bakalım. Şekilde, 40 örnekli (L = 40) bir çerçeve (5 ms) modeli söz konusudur. Her örnekleme anına bir nokta, her vektör elemanına da birim genlikli bir darbe karşı düşürülmüştür. b vektörü Q boyutlu olduğundan toplam Q tane darbe olmalıdır. Her darbe N örnekte bir (N = L/Q) gözükür (Q = 10, N = 4). Bu duruma göre, her darbeyi sağa ötelemek suretiyle N adet farklı uyarma dizisi meydana gelmektedir ve her biri k değişkeniyle temsil edilir (k = 1,2, ... ,N).

```
k = 1 : |...|...|...|...|...|...|...|...|...|...
k = 2 : .|...|...|...|...|...|...|...|...|...|..
k = 3 : ..|...|...|...|...|...|...|...|...|...|.
k = 4 : ...|...|...|...|...|...|...|...|...|...|
```

Şekil 4.4 L = 40, N = 4 için olası uyarıcı işaret modelleri

Şimdi bu tanımlamadan sonra amacımız, N uyarma modelinden birini seçmektir. Bir başka deyişle uyarıcı işaretin k fazını seçmektir (k = 1,2, ... ,N). Bu seçim e(n) hata işaretinin karesinin minimum olması için yapılır k fazı seçildikten sonra bir de b vektörü belirlenmelidir Bu da yine karesel hata en aza indirilerek yapılır. Özetle söylemek gerekirse, k fazı ve b vektörü seçilip iletilmesi ile giriş konuşması kodlanmış olmaktadır. Bütün bu anlatılanların matematiksel ifadeleri de aşağıda verilmiştir.

$Q \times L$ boyutlu pozitif bir M_k matrisi şöyle tanımlansın :

$$m_{ij} = 1 \quad , \quad j = i \cdot N + k - 1$$
$$m_{ij} = 0 \quad , \quad j \neq i \cdot N + k - 1 \quad , \quad 0 \leq i \leq Q-1 \quad , \quad 0 \leq j \leq L-1 \qquad (4.3)$$

k. uyarma modeline karşı düşen uyarma satır vektörü $v^{(k)}$,

$$v^{(k)} = b^{(k)} \cdot M_k \qquad (4.4)$$

olarak yazılabilir. H matrisi $L \times L$ boyutlu üst üçgen matrisi olsun. H matrisinin j. satırı, $1/A(z/\gamma)$ ağırlaştırma filtresinin $\delta(n-j)$ birim impulsuna h(n) yanıtı olarak tanımlanır ve aşağıdaki gibi gösterilebilir.

$$H = \begin{bmatrix} h(0) & h(1) & \dots & h(L-1) \\ 0 & h(0) & h(1) & \dots \; h(L-2) \\ 0 & 0 & h(0) & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots \quad \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 \quad h(0) \end{bmatrix}_{L \times L} \qquad (4.5)$$

e_0 , başlangıç durumunda, bellek kalıntılarından olan ağırlaştırma filtresinin çıkışı olarak tanımlanırsa, $b^{(k)}$ giriş vektörü tarafından elde edilen e(n) işareti

$$e^{(k)} = e^{(0)} - b^{(k)} \cdot H_k \quad , \quad k = 1,\dots,N \qquad (4.6)$$

olarak tanımlanabilir. Burada,

$$e^{(0)} = e_0 + r.H \qquad (4.7)$$
$$H_k = M_k.H \qquad (4.8)$$

ve r vektörü, o andaki çerçeve için r(n) farkını temsil eder. En aza indirilecek olan karesel hata

$$E^{(k)} = e^{(k)} e^{(k)t} \tag{4.9}$$

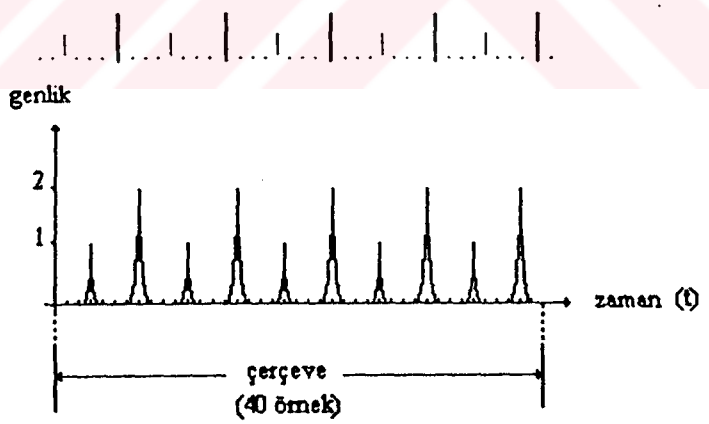
eşitliği ile verilir Bu ifadede t , vektörün devriğini (transpose) belirtmektedir Belli bir k fazı için , optimum $b^{(k)}$ genlik vektörü (4.6) ve (4.9) eşitliklerinden $e^{(k)} H_k^t$ ifadesi sıfıra eşitlenerek bulunabilir. Böylece ,

$$b^{(k)} = e^{(0)} H_k^t \left[H_k H_k^t \right]^{-1} \tag{4.10}$$

eşitliği bulunur. Bu eşitliği (4.6) 'da yerine koyarsak , sonuçta karesel hata için aşağıdaki ifadeyi elde ederiz.

$$E^{(k)} = e^{(0)} \left[I - H_k^t \left[H_k H_k^t \right]^{-1} H_k \right] e^{(0)t} \tag{4.11}$$

Bütün k değerleri üzerinden $E^{(k)}$ 'nın minimum değerini veren $b^{(k)}$ vektörü seçilir. Sonuç olarak , $v^{(k)}$ uyarma vektörü , k fazı ve $b^{(k)}$ genlik vektörü ile tamamen karakterize edilebilir. Bu işleme bir örnek vermek için , k fazının 3 , $b^{(3)}$ vektörünün de (1,2,1,2,1,2,1,2,1,2) olduğunu varsayılım. Bu durumda $v^{(3)}$ uyarma vektörü ve v(n) uyarma işareti şekil 4.5 'deki gibi olmaktadır.



Şekil 4.5 $k = 3$ ve $b^{(3)} = (1,2,1,2,1,2,1,2,1,2)$ için $v^{(3)}$ uyarma vektörü ve v(n) uyarma işareti

4.2.2. RPE Kodlayıcısının Karmaşıklığının Azaltılması

RPE kodlayıcısının analiz işlemi, N adet doğrusal eşitlik takımının çözümünü gerektirir. N, uyarma modelindeki bir çerçevede, ardışıl darbeler arasındaki boşluğu temsil eder. Şöyle bir geriye dönüp hatırlamak gerekirse, M_k matrisinin $Q \times L$, H matrisinin de $L \times L$ boyutlu olduğunu görürüz. H_k matrisi, H ile M_k 'nın çarpımı olduğundan boyutu $Q \times L$ 'dir. Dolayısıyla, $H_k H_k^t$ çarpım matrisinin boyutu da $Q \times Q$ olacaktır. [16] 'deki kodlayıcı için $Q = 10$ olduğundan, 10×10 boyutlu bir matrisin tersini almak gerekmektedir. Bu iş, işlem yükünü oldukça arttırmaktadır. Bu yüzden, $H_k H_k^t$ matrisinin tersi bazı teknikler kullanılarak kolayca hesaplanabilir. Aşağıda bu tekniklerden bahsedilmiştir [15].

4.2.2.1. $H_k H_k^t$ Çarpımının Toeplitz Matrise Dönüştürülmesi

İlk olarak, (4.10) 'daki $H_k H_k^t$ çarpım matrisini k fazından bağımsız, tekil bir toeplitz matris haline getirmek için, algoritmayı yeniden düzenleyebiliriz. Buna göre,

$$h(n) = \gamma^n g(n) \quad , \quad n = 0,1,2, \ldots \tag{4.12}$$

$1/A(z/\gamma)$ ağırlaştırma filtresinin impuls yanıtı olsun. Burda g(n), tüm kutup $1/A(z)$ filtresinin impuls yanıtıdır. $|\gamma|<1$ değerleri için h(n) g(n) 'den daha çabuk sıfıra yakınsar ve bunun sonucunda (4.13) 'deki gibi $L \times 2L$ boyutlu üst üçgen bir toeplitz H matrisi düşünülebilir.

$$H = \begin{bmatrix} h(0) & h(1) & \ldots & h(L-1) & 0 & \ldots & 0 \\ 0 & h(0) & \ldots & h(L-2) & h(L-1) & \ldots & 0 \\ 0 & 0 & \ldots & & & & 0 \\ \ldots & \ldots & \ldots & & & & 0 \\ 0 & 0 & \ldots & h(0) & \ldots & h(L-1) & 0 \end{bmatrix} \tag{4.13}$$

Bu eşitlikden HH^t matrisinin de toeplitz olduğu görülmektedir. Ayrıca (4.13) 'deki H matrisini (4.8) 'de yerine koyarsak, $H_k H_k^t$ çarpım matrisini k fazından bağımsız ve tekil bir toeplitz matris olarak elde ederiz.

4.2.2.2. Ters Matris Alma İşleminden Kurtulma

Bir önceki bölümde anlatılanlar bizi şu sonuca götürmüştür : Orta karmaşıklıklı bir RPE kodlayıcısının karmaşıklığı , konuşma kalitesinde bir bozulmaya yol açmadan azaltılabilir. Bu alt bölümde son derece basit bir kodlama algoritmasının elde edilebileceği gösterilecektir. Buna göre, ağırlaştırma filtresinin transfer fonksyonunu $1/C(z/\gamma)$ olarak tekrar tanımlayalım.

$$\frac{1}{C(z/\gamma)} = \frac{1}{1-\sum_{k=1}^{9} c_k \gamma^k z^{-k}} \tag{4.14}$$

Bu tanımlamada $\{c_k\}$ katsayıları , DPCM sistemlerinde kullanılan düşük dereceli öngörücülerin sabit katsayılarıdır ve konuşmanın ortalama spektral karakteristiklerinden hesaplanır. (4.13) eşitliğindeki h(n) ise (4.14)'de tanımlanan filtrenin impuls yanıtı olsun. Daha sonra bu H matrisini (4.8)'de kullanıp e_0'ı atarsak , (4.6) ve (4.10) eşitlikleri şu hale gelir :

$$e^{(k)} = rH - b^{(k)}H_k \tag{4.15}$$

ve

$$b^{(k)}\left[H_k H_k^t\right] = rHH^t M_k^t \tag{4.16}$$

(4.16) eşitliğindeki HH^t çarpımını S ile gösterirsek ,

$$S = HH^t \tag{4.17}$$

ve

$$H_k H_k^t \approx r_0 I \tag{4.18}$$

$$r_0 = \sum_{i=0}^{L-1} h^2(i) \tag{4.19}$$

ifadelerini bir kodlayıcı sabiti olarak düşünürsek , $b^{(k)}$ genlik vektörünü

$$b^{(k)} = \frac{1}{r_0} r.S.M_k^t \tag{4.20}$$

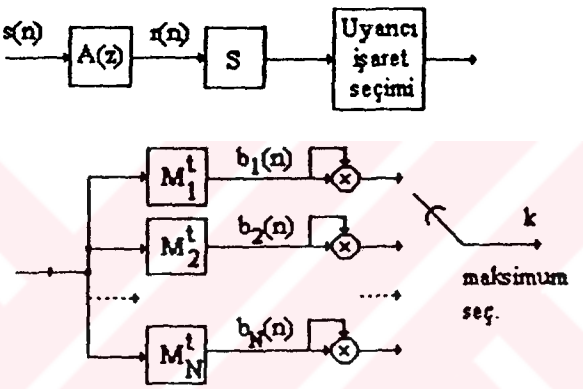
olarak elde edebiliriz. Buradan da (4.11) eşitliğindeki karesel hata ifadesi aşağıdaki gibi olur.

$$E^{(k)} = rHH^t r^t - r_0 b^{(k)} b^{(k)t} \tag{4.21}$$

Buna göre en aza indirme işlemi,

$$min\{E^{(k)}\} = max\{b^{(k)} b^{(k)}\} \tag{4.22}$$

olarak basitleştirilmiş olmaktadır. Bu işlemlerin şematik gösterimi şekil 4.6 'da verilmiştir.



Şekil 4.6 Basitleştirilmiş RPE kodlama işlemi

4.2.3. RPE Parametrelerinin Değerlendirilmesi

RPE kodlayıcısının konuşma kalitesine etki eden parametreler şunlardır :

1. Öngörücü parametreleri
2. Darbe aralığı (N)
3. Çerçeve uzunluğu (L)
4. Hata ağırlaştırma filtresi (γ)

A(z) filtresinin katsayılarını belirlemede kullanılan doğrusal öngörü (LP) analizi işleminde , 25 ms 'lik Hamming penceresi kullanan özilişki yöntemi , iyi bir konuşma kalitesi sağlamaktadır [8] . 8 kHz ile örneklenmiş

konuşma örneklerinden 25 ms 'lik bloklar pencerelenir. Daha sonra bu pencerelenmiş verinin özilişkisi hesaplanır. R, giriş konuşma işaretinin özilişki matrisi, r ise özilişki vektörü olursa, (4.23) bağıntısıyla A(z) filtresinin katsayıları bulunur.

$$R.a = r$$

$$a = r.R^{-1} \qquad (4.23)$$

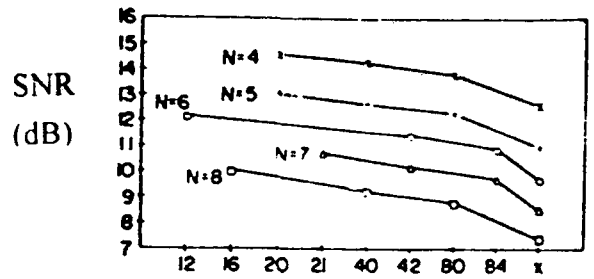
Bu eşitliğe "Normal Eşitliği" denir [8].

RPE parametrelerinin kaliteye etkisini değerlendirmek için tablo 4.1 'deki parametre kümesi seçilmiş ve test edilmiştir [15]. Bu kodlayıcı için öngörücü derecesi 12 olarak belirlenmiş ve her katsayı 20 ms 'de bir güncellenmiştir.

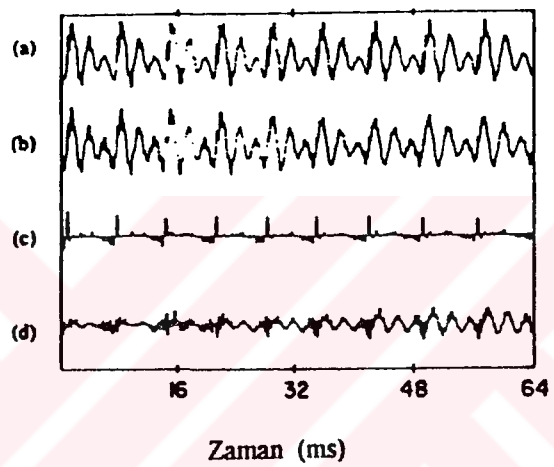
Tablo 4.1
RPE Analiz parametreleri

Parametre	Değer
Örnekleme frekansı	8 kHz
LP analiz işlemi	Özilişki
Öngörücü derecesi p	12
Güncelleme periyodu	20 ms
Analiz çerçeve boyu	25 ms Hamming penceresi
Darbe boşluğu N	4
Çerçeve boyu L	5 ms (L = 40)
Ağırlaştırma katsayısı γ	0.80

Çerçeve uzunluğu (L) ve darbe boşluğu (N) parametrelerinin etkisini değerlendirmek amacıyla, bu parametrelerin farklı değerleri için yeniden oluşturulan konuşma işaretinin SNR değerleri hesaplanmıştır. Şekil 4.7, farklı N ve L değerleri için ortalama SNR değerlerini göstermektedir. Şekilden anlaşıldığı gibi, SNR değeri bir çerçevedeki darbe sayısıyla birlikte artmakta ve artan çerçeve uzunluğuyla birlikte azalmaktadır. Ancak, N ve L değeri arasında gerçek bir değişim ilişkisi söz konusu değildir. Yapılan deneyler, N = 4 ve L = 40 (5 ms) değerlerinin arzulanan bit hızında en iyi sonucu verdiğini göstermiştir. Tablo 4.1 'deki parametreleri kullanan bir RPE kodlayıcısı tarafından üretilen dalga şekillerine ilişkin örnekler, şekil 4.8 'de verilmiştir.



Şekil 4.7 Farklı N ve L değerleri için SNR değerleri



Şekil 4.8

(a) Konuşma işareti s(n) , (b) Yeniden oluşturulan konuşma işareti $\hat{S}(n)$. (c) Uyarma işareti v(n), (d) RPE kodlama işlemindeki $S(n) - \hat{S}(n)$ fark işareti

RPE kodlayıcısının kalitesine etki eden diğer bir parametre ise ağırlaştırma filtresidir. Ağırlaştırma filtresinin transfer fonksyonu $1/A(z/\gamma)$ olarak seçilir. γ parametresi , konuşma spektrumun formant bölgelerindeki gürültü gücünü belirler. Hata ağırlaştırması , işaret - gürültü oranını azaltmasının yanında , konuşmanın anlaşılırlığını arttırır. Yapılan deneylerle γ parametresinin, 8 kHz örneklemede , 0.8 ile 0.9 arasında olması gerektiği anlaşılmıştır.

4.2.4 Perde Öngörücüsü Yardımıyla Uyarma İşareti Üretme

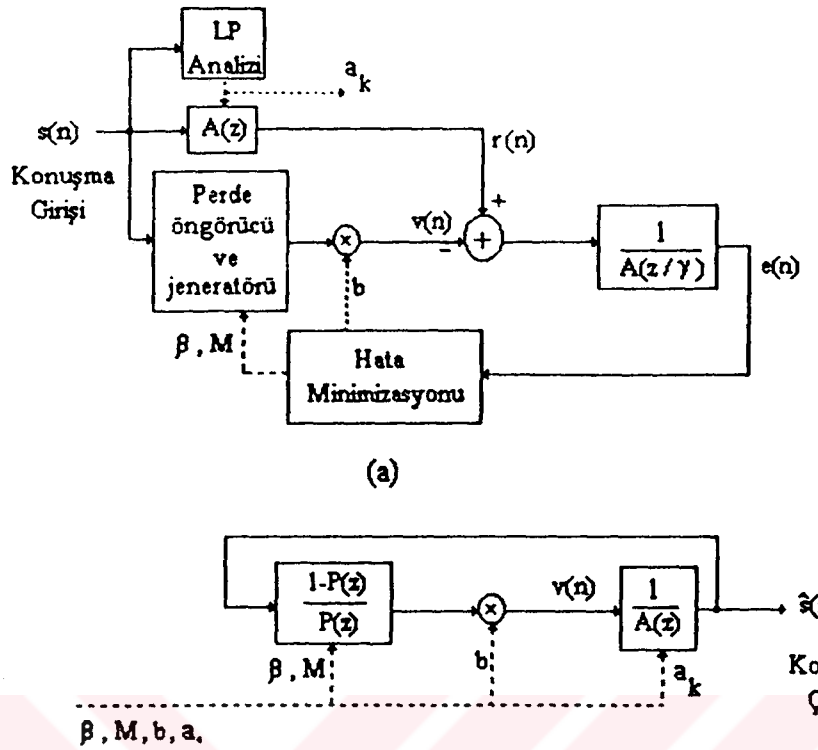
Daha önce de belirtildiği gibi , RPE kodlayıcısının temelinde konuşma işaretini temsil edebilen bir uyarma işaretinin belirlenip üretilmesi yatmaktadır. Bu uyarma işareti , bir adaptif sayısal filtreden geçirilerek konuşma elde edilir. Yapılan araştırmalar bu uyarma işaretinin periyodik bir yapıya sahip olduğunu ortaya koymuştur. Periyodik yapıda bir uyarma işaretinin konuşmayı iyi temsil ettiği düşünülür. Bu sebeple , yukarda anlatılan kodlama algoritmasında , eşit aralıklı (N) ve sabit uzunluklu (L) darbe katarı, uyarma işareti olarak kullanılmıştır. Zaten bu tip kodlayıcıların düzenli darbe uyarmalı kodlayıcılar ismini almasının da sebebi budur. Şimdi akla gelen bir soru , bu uyarma işaretinin nasıl üretileceğidir. Şekil 4.3 'deki RPE kodlayıcısında uyarma işareti bir darbe jeneratöründen üretilmektedir. Bu alt bölümde uyarma işareti üretmenin farklı bir yolu incelenecektir.

Yapılan araştırmalar uyarma işaretindeki periyodikliğin konuşma işaretinden kaynaklandığını ortaya koymuştur. O halde konuşma işaretindeki periyodiklik çıkarılabilirse , uyarma işareti de kolayca elde edilebilecektir. Bu amaçla bir perde öngörücüsü kullanılabilir. Şekil 4.9 'da perde öngörücülü bir RPE kodlayıcısının blok şeması görülmektedir.

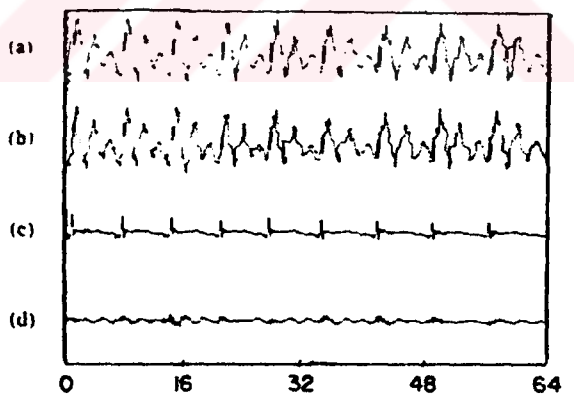
Basit fakat etkili bir perde öngörücü birinci dereceden bir öngörücüdür. Transfer fonksyonu aşağıdaki gibi seçilir [7] .

$$P(z) = \beta z^{-M} \qquad (4.24)$$

Bu ifadede M , komşu perde darbeleri arasındaki mesafeyi yani perde periyodunu temsil eder. β ise kazanç katsayısıdır. Perde öngörücü parametreleri (β , M) açık veya kapalı çevrimli bir yapıyla belirlenebilir. M parametresinin genelde 16 ile 80 arasında olduğu saptanmıştır. Daha sonra öngörücünün çıkışı bir perde jeneratörüne beslenir (1/P(z)). Perde jeneratörünün çıkışı RPE kodlayıcısının uyarma işaretidir. Bu kodlayıcının dalga şekli örnekleri şekil 4.10 'da verilmiştir. Şekilden de anlaşıldığı gibi uyarma işareti üretmek için perde öngörücüsü kullanmak , orjinal işaretle yeniden oluşturulan işaret arasındaki hatayı azaltmıştır.



Şekil 4.9 Perde öngörücülü RPE kodlayıcısının blok şeması



Şekil 4.10

(a) Konuşma işareti s(n) , (b) Yeniden oluşturulan konuşma işareti $\hat{S}(n)$, (c) Uyarma işareti (Perde jeneratörünün çıkışı), (d) Perde öngörücülü RPE kodlama işlemindeki $S(n) - \hat{S}(n)$ fark işareti

4.2.5. RPE Parametrelerinin Kuantalanması

RPE kodlayıcısında kanala verilen bilgi, k fazı, $b^{(k)}$ genlik vektörü ve a_k filtre katsayılarıdır. Perde öngörücülü RPE 'de ise k fazının yerini β ve M parametreleri almıştır. Bu bilgiler kanala iletilmeden önce, kuantalanıp kodlanır. b genlik vektörünü kuantalamak için 8 seviyeli adaptif kuantalayıcı kullanılır. Bu kuantalayıcının değişim aralığı, L uzunluklu çerçevedeki en büyük darbe genliğine ayarlanır. Yani, b vektörünün en büyük elemanı kuantalayıcının değişim aralığını belirler. Kuantalama bitleri, bir Lloyd-Max işlemiyle (düzgün olmayan kuantalayıcı) belirlenebilir. Ancak, düzgün bir kuantalayıcının da oldukça iyi bir sonuç verdiği gözlenmiştir. Kuantalayıcı normalizasyon katsayısı logaritmik olarak 6 bitle kodlanır ve her L örnekte bir (5 ms) iletilir. b genlik vektörünün her elemanı ise 3 bitle kodlanır.

12 adet a_k katsayısı ters sinüs katsayılarına dönüştürülür ve her küme 44 bitle kodlanır. A(z) filtresinin katsayıları dört çerçevede bir (20 ms) güncellenir. Bu bilgilere göre uyarma işareti 7 kbit/s, filtre katsayıları ise 2.2 kbit/s hızında iletilir. Tüm RPE parametreleri de 9.2 kbit/s hızında iletilmektedir. Uyarma işaretini üretmede perde öngörücüsü kullanmak ise 1 kbit/s ilave hız gerektirmektedir (β için 4 bit, M için 6 bit). Ancak kodlayıcı performansını da arttırır [15].

4.3. Kod Uyarmalı Dogrusal Öngörü (CELP) Kodlayıcıları

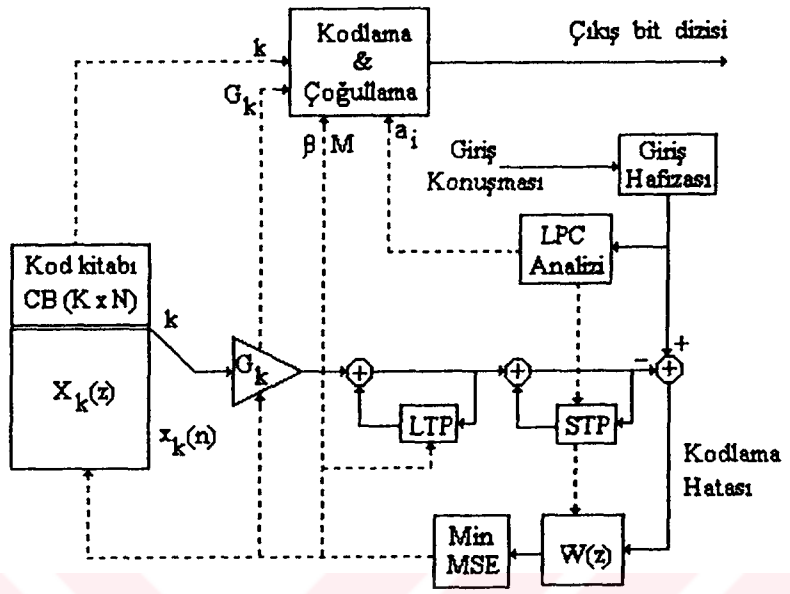
Uyarmalı kodlayıcılar sınıfına dahil olan diğer bir kodlayıcı da " Kod Uyarmalı Doğrusal Öngörü Kodlayıcısı " veya kısaca CELP (Code Excited Linear Prediction) kodlayıcısıdır. Bu kodlayıcıyla çok düşük hızlarda konuşma kodlamak mümkündür Bir CELP kodlayıcısı , telefon kalitesindeki bir konuşmayı (300 - 3400 Hz) 8 kb/s hızında kodlayabilmektedir. Bu kalite , daha önceleri 16 kb/s veya daha yüksek hızlardaki kodlayıcılarla başarılabilmiştir. Ancak CELP kodlayıcısının bir dezavantajı hızlı gelişen VLSI teknolojisine rağmen, yüksek bir karmaşıklığa ve maliyete sahip olmasıdır.

4.3.1. CELP Kodlama Algoritması

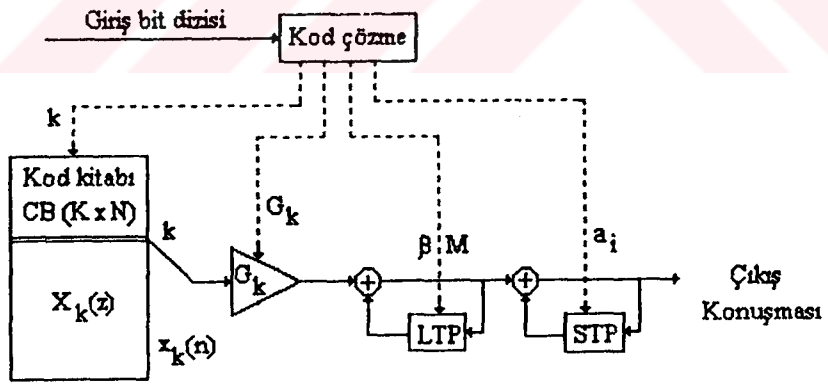
CELP kodlayıcısının blok şeması şekil 4.11 'de görülmektedir [17]. Bu kodlayıcıda s(n) konuşma işareti N örneklik bloklara ayrılır ve her blok kodlayıcı girişinde hafizaya alınır. Kodlama işlemi bu N örneklik bloklar üzerinde yapılır. Bu işlemler şekil 4.12 'de şematik olarak gösterilmiştir. Her konuşma bloğu N boyutlu bir vektör olarak gösterilebilir ve $S = S(n)$ $(n = 1,2,\ldots,N)$ şeklinde ifade edilir. Bu vektörün her elemanı, konuşma işaretinin bir örneğidir.

Şekil 4.11 'deki kod kitabı , K tane N boyutlu uyarma vektörü içeren bir hafiza alanıdır ve aynısı alıcıda da mevcuttur. Kod kitabındaki her vektör bir uyarıcı işaret dizisidir ve $x_i(n)$, $(n = 1,2,\ldots N\ ;\ i = 1,2,\ldots,K)$ şeklinde ifade edilir. $x_i(n)$ uyarma işaretini vetörel formda $\tilde{x}_k$ olarak da gösterebiliriz. Bu ifadede k , uyarma vektörünün kod kitabındaki sırasını yani adresini belirtmektedir (k = 1, ... ,K).

CELP kodlayıcısı , kazancı ayarlanmış bir uyarma dizisini (vektörünü) uzun (LT) ve kısa (ST) vade sentez filtrelerinden geçirerek konuşma sentezler. Her iki sentez filtresi de salt kutup türdendir ve sırasıyla LTP ve STP öngörücülerine sahiptir. CELP kodlayıcısı konuşmayı blok-blok kodlar ve her blok (çerçeve) için giriş konuşmasıyla sentezlenen konuşma arasındaki ağırlaştırılmış karesel ortalama hatayı en küçük yapan öngörücü katsayılarını, kazanç ve uyarma dizisini bulmaya çalışır. Daha sonra bütün bu parametreler kodlanır ve çoğullanarak iletilir.

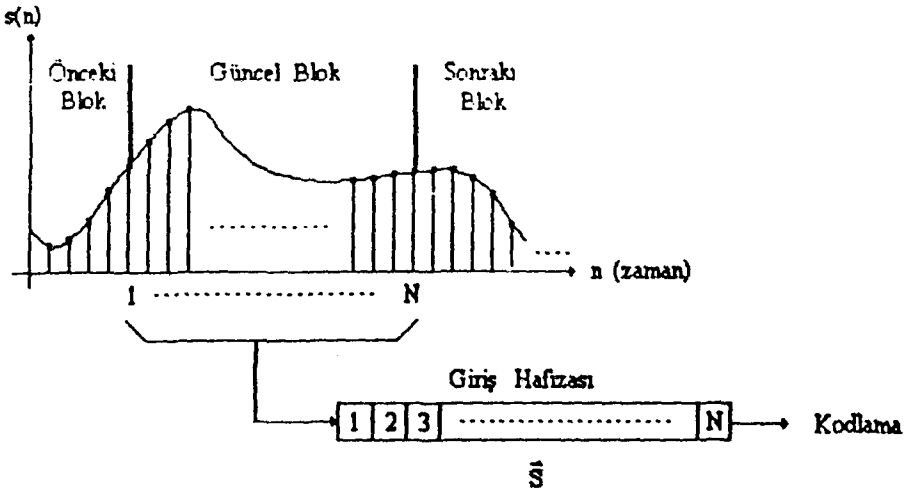


(a)



(b)

Şekil 4.11 CELP kodlayıcının temel blok şeması
(a) Kodlayıcı (b) Kod çözücü



Şekil 4.12 Giriş konuşma işaretinin bloklara ayrılması

Perde öngörücüsü olarak da bilinen LTP 'nin temel görevi konuşma işaretindeki periyodiklikten faydalanmaktır. Genellikle birinci dereceden bir filtredir ve transfer fonksyonu aşağıdaki gibidir [7] :

$$P_{LT}(z) = \beta z^{-M} \tag{4.25}$$

Burda , M perde periyodu , β ise öngörü kazancıdır. p. dereceden bir STP 'nin transfer fonksyonu ise

$$P_{ST}(z) = \sum_{i=1}^{p} a_i z^{-i} \tag{4.26}$$

gibidir. a_i öngörücü katsayılarıdır. (4.25) ve (4.26) eşitlikleri kullanılarak uzun ve kısa vade sentez filtrelerinin transfer fonksyonları şöyle elde edilir:

$$H_{LT}(z) = \frac{1}{1-\beta z^{-M}} \tag{4.27}$$

$$H_{ST}(z) = \frac{1}{1-\sum_{i=1}^{p} a_i z^{-i}} \tag{4.28}$$

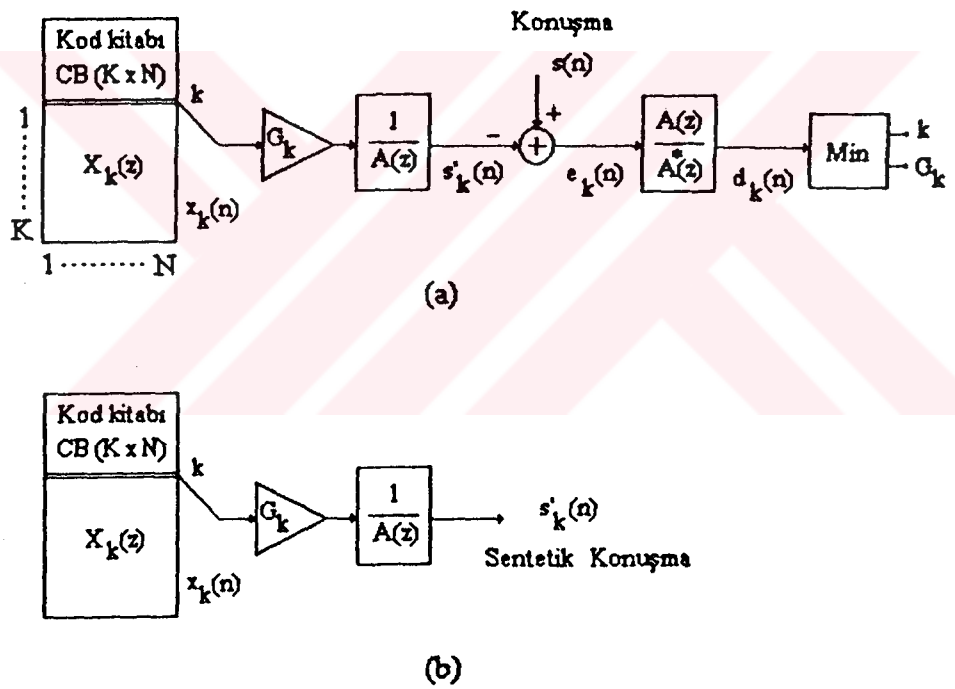
CELP kodlayıcısının kodlama işlemini nasıl gerçekleştirdiğini anlatmak için , şekil 4.11 'deki blok şemasının basitleştirilmiş gösterimi şekil 4.13 'de

verilmiştir [16]. Bu şekilde , her iki sentez filtresinin eşdeğerini temsil eden ve transfer fonksyonu 1/A(z) olan tek bir filtre gösterilmektedir. Bu filtrenin transfer fonksyonu , her iki sentez filtresinin transfer fonksyonlarının çarpımıdır

$$\frac{1}{A(z)} = H_{LT}(z)H_{ST}(z)$$

$$= \frac{1}{1-\beta z^{-M}} \cdot \frac{1}{1-\sum_{i=1}^{p} a_i z^{-i}}$$

$$= H_{1/A}(z) \qquad (4.29)$$



Şekil 4.13 CELP kodlayıcının temel blok şeması

Şekil 4.13 'de görülen $A(z)/A^*(z)$ filtresi , şekil 4.11'deki W(z) hata ağırlaştırma filtresine karşı düşmektedir ve $A^*(z)=A(z/\alpha)$ $(0 \le \alpha \le 1)$ olarak seçilmektedir.

Şekil 4.13 'den de anlaşılacağı gibi kodlama algoritmasının amacı, giriş konuşma işaretine mümkün olduğu kadar benzer bir işaret üretmektir. Vektörel şekilde ifade etmek gerekirse , girişteki $\bar{s}$ vektörüne yakın bir vektör elde etmek gerekir. Bunun için , orjinal konuşmayla kodlayıcı tarafından sentezlenen konuşma arasındaki ağırlaştırılmış hatanın karesini en aza indiren k ve G_k değerleri bulunup iletilir. G_k , k 'ya bağlı kazanç katsayısıdır. Alıcıda ise bu değerler alınıp konuşma sentezlenir. Bu şekilde konuşma , düşük bit hızıyla iletilmiş olacaktır.

Şekil 4.13 'deki kodlayıcıda görülen 1/A(z) filtresinin impuls yanıtı h(n) olsun. $F_{1/A}$ ise n. satırı ve i. sütunu h(n-i) olan N x N boyutlu bir matris olarak tanımlansın.

$$F_{1/A} = \begin{bmatrix} h(0) & h(-1) & \dots & h(1-N) \\ h(1) & h(0) & \dots & h(2-N) \\ \dots & & \dots & \dots \\ h(N-1) & h(N-2) & \dots & h(0) \end{bmatrix} \qquad (4.30)$$

Bu durumda , k. uyarma vektörüne karşı düşen sentetik konuşma ,

$$\bar{s}'_k = G_k F_{1/A} \bar{x}_k \qquad (4.31)$$

olarak elde edilir. Daha sonra , bulunan bu $\bar{s}_k$ vektörü , $\bar{s}$ vektöründen çıkarılarak $\bar{e}_k$ hata vektörü elde edilir. Bu hata ağırlaştırılarak , $\bar{d}_k$ ağırlaştırılmış hata vektörü bulunur.

$$\bar{e}_k = \bar{s} - \bar{s}'_k \qquad (4.32)$$

$$\bar{d}_k = F_{A/A^*} \cdot \bar{e}_k \qquad (4.33)$$

$$E_k = \left\| \bar{d}_k \right\|^2 = \left\| F_{A/A^*} \cdot (\bar{s} - \bar{s}'_k - \bar{s}_o) \right\|^2 \qquad (4.34)$$

Burada F_{A/A^*} , $A(z) / A^*(z)$ ağırlaştırma filtresinin impuls yanıtını temsil eden N x N boyutlu matristir. $\| \ \|^2$ ise bir vektörün norm karesini belirtmektedir. (4.34) eşitliğindeki E_k ifadesi en aza indirilecek olan karesel hatadır. Bu ifadeyi en küçük yapan k ve G_k değerleri araştırılmalıdır. Bunun için E_k 'nın G_k 'ya göre türevini alıp sıfıra eşitlersek ($\partial E_k / \partial G_k = 0$) optimum G_k 'yı buluruz.

$$G_k = \frac{(F_{A\,A}.\bar{s})^t F_{A\,A}.F_{1\,A}\bar{x}_k}{\left\|F_{A\,A}.F_{1\,A}\bar{x}_k\right\|^2} \qquad (4.35)$$

Bu durumda E_k hatası da,

$$E_k = \left\|F_{A/A^*}\cdot\bar{s}\right\|^2 - \frac{\{(F_{A/A^*}\cdot\bar{s})^t F_{A/A^*}F_{1/A}\bar{x}_k\}^2}{\left\|F_{A/A^*}F_{1/A}\bar{x}_k\right\|^2} \qquad (4.36)$$

şeklinde olacaktır. E_k'yı en küçük yapan $\bar{x}_k$ vektörü tüm kod kitabı boyunca araştırılır. Her vektör için G_k kazancı (4.35) eşitliği kullanılarak hesaplanır. Sonra, (4.36) eşitliğinin ikinci terimi hesaplanır ve bu terimi en büyük yapan $\bar{x}_k$ vektörü tüm kod kitabı boyunca araştırılır. Son olarak, k indisi ve G_k kazancı seçilip 1/A(z) filtresinin katsayılarıyla birlikte alıcıya iletilir [16].

Bu işlem, kod kitabındaki her uyarma vektörünün LPC ve ağırlaştırma filtresince işlenmesini gerektirir. Bu ise, yüksek bir hesaplama yükünü doğurur. Ancak, yüksek hesap karmaşıklığı ve geniş kod kitabı hafizası gereksinimi, mobil sistemler için gerekli olan düşük güç harcanımı özelliğini yok ettiği gibi, ürün maliyetini de arttırmaktadır. Örneğin, 8 kb/s hızı için, konuşma blokları 5 ms (N=40), kod kitabı 1 kbyte (K=1024), LPC katsayılarının güncelleme periyodu 10 ms'dir. Bu durumda hesap karmaşıklığı 40 MIPS ve kod kitabı hafizası ise 40 kbyte olmaktadır. Bu yüzden son yıllarda çoğu araştırmalar CELP kodlayıcılarının karmaşıklığının ve gecikmenin azaltılması üzerine yoğunlaşmıştır [16] [17] [18] [19] [20]. Yapılan araştırmalarda görülmüştür ki, her uyarma vektörünü teker teker ağırlaştırmak yerine tüm kod kitabını ağırlaştırmak, CELP kodlayıcısının hesap karmaşıklığını ve hafiza gereksinimi azaltmaktadır [21].

4.3.2. Adaptif CELP Tekniği ile Karmaşıklığının Azaltılması

Karmaşıklığı azaltan adaptif CELP kodlayıcı yapıları şekil 4.14 ve şekil 4.15 'de verilmiştir. Bazı varsayımlar altında bu kodlayıcı yapıları şekil 4.11 'deki temel CELP kodlayıcısına özdeştir. Şekil 4.14 'deki CB* kod kitabı, temel CELP 'te kullanılan CB kod kitabının spektral olarak şekillendirilmiş halidir. Bir başka deyişle, CB 'nin k. uyarma vektörünün z-dönüşümü $X_k(z)$ ise, CB* 'nin k. uyarma vektörünün z-dönüşümü $X_k(z)/A^*(z)$ olacaktır. Bu yüzden, $\bar{y}_k$ vektörünün spektral karakteristiği $1/A^*(z)$ filtresiyle aynıdır. Sentetik konuşma işareti $\bar{s}'_k$, aşağıdaki gibi ifade edilebilir ve $\bar{s}$ orjinal konuşma işaretiyle aynı spektral özelliklere sahiptir.

$$\bar{s}'_k = F_{A^*/A} G_k \bar{y}_k = F_{A^*/A} G_k F_{1/A} \bar{x}_k \qquad (4.37)$$

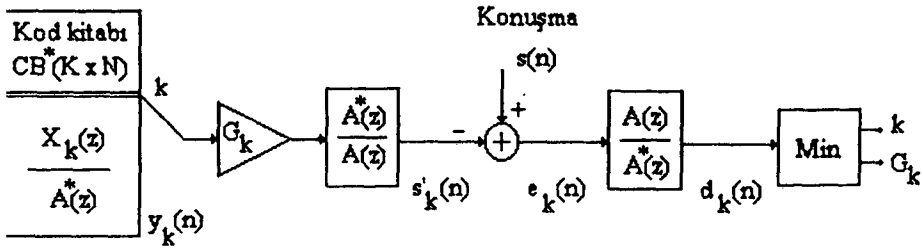
$\bar{s}$ ve $\bar{s}'_k$ arasındaki hatanın en aza indirilmesi işlemi temel CELP 'tekiyle aynıdır ve $\bar{d}_k$ işareti düz bir spektruma sahiptir. Buna göre $\bar{e}_k$ kodlama hatası, $A^*(z)/A(z)$ filtresiyle aynı spektral özelliğe sahiptir.

Şekil 4.15 'de görülen kodlayıcı şekil 4.14 'deki kodlayıcıdan türetilmiştir ve ona özdeştir. $A^*(z)/A(z)$ ve $A(z)/A^*(z)$ filtreleri, konuşma girişine taşınarak indirgeme yapılır. Bu indirgeme, blok şemaları veya işaret akış şemalarındaki indirgeme kurallarına göre yapılmıştır. Bu tür bir değişiklikle, en iyi uyarma vektörünü bulma işleminde tüm vektör adaylarının filtrelenmesi külfetinden kurtulunmuş olunacaktır. Böylece CELP kodlayıcının karmaşıklığı büyük ölçüde azalmış olur. E_k 'yı en küçük yapan G_k değeri,

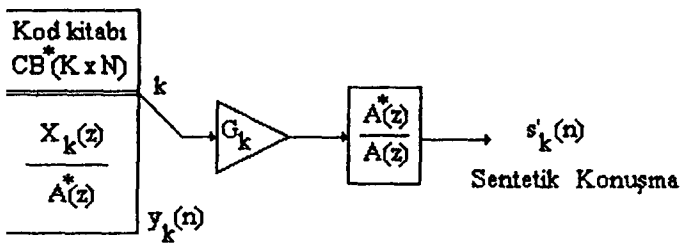
$$G_k = \frac{\bar{r}^t \cdot \bar{y}_k}{\|\bar{y}_k\|^2} \qquad (4.38)$$

ve buna karşı düşen E_k değeri de

$$E_k = \|\bar{r}\|^2 - \frac{\{\bar{r}^t \cdot \bar{y}_k\}^2}{\|\bar{y}_k\|^2} \qquad (4.39)$$

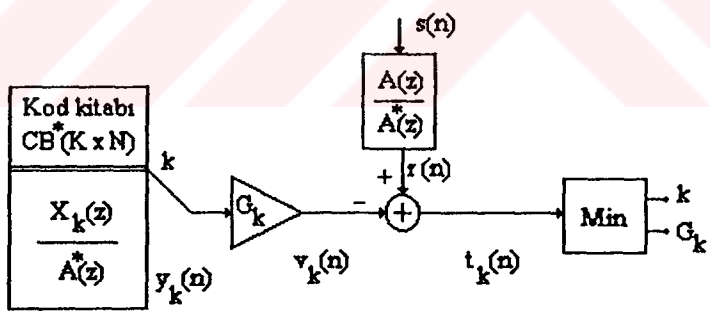


(a)

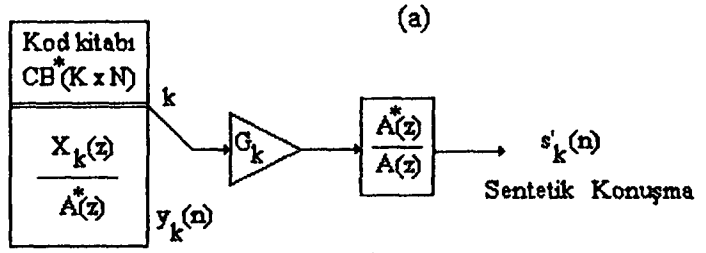


(b)

Şekil 4.14 Eşdeğer CELP kodlayıcısı



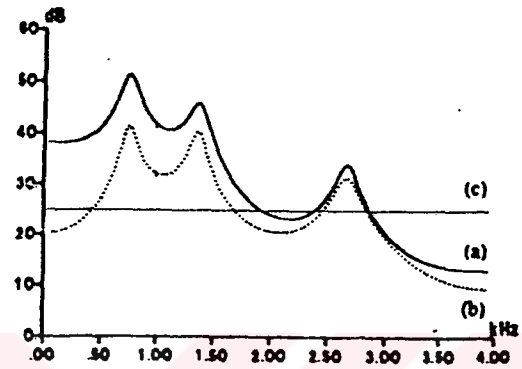
(a)



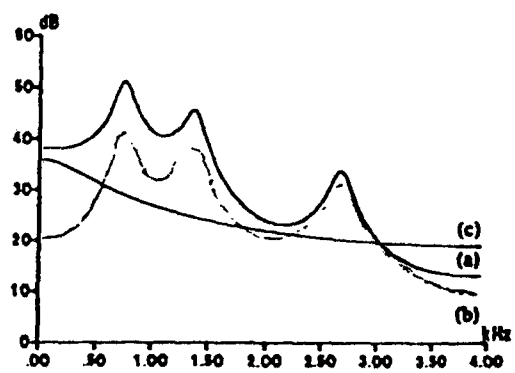
(b)

Şekil 4.15 ACELP kodlayıcısının blok şeması

CELP ve ACELP (Adaptif CELP) teknikleri arasındaki en belirgin fark kod kitabındadır. Şekil 4.15 'de CB* ile gösterilen kod kitabı, CELP 'te kullanılan CB 'nin $1/A^*(z)$ filtresi ile ağırlaştırılmış halidir. ACELP 'te yeni oluşturulan kod kitabı, artık raslantısal değildir. Yani düz bir spektruma sahip değildir. Bu farkın daha iyi anlaşılması için CELP ve ACELP 'teki bazı spektral karakteristikler şekil 4.16 ve şekil 4.17 'de verilmiştir [16].



Şekil 4.16 CELP 'teki bazı spektral karakteristikler
(a) 1/A(z) filtresi (b) $A^*(z) / A(z)$ 'nin zarfi
(c) uyarma işaret spektrumunun zarfi



Şekil 4.17 ACELP 'teki bazı spektral karakteristikler
(a) 1/A(z) filtresi (b) $A^*(z) / A(z)$ 'nin zarfi
(c) $1/A^*(z)$ uyarmasının zarfi

ACELP tekniğinde CB^* kod kitabı adaptif olarak belirlenmektedir [16]. $1/A^*(z)$ adaptif bir filtre olduğundan CB^* kod kitabı da adaptif olacaktır. Bu yüzden buna "Adaptif Doğrusal Kod Kitabı" (ALCB) de denilir Bu kod kitabı uzun bir örnek dizisidir. $CB^*(i)$, $i = 1, \ldots, K+N-1$, ($K>>N$) . Her uyarma dizisi adayı $y_i(n)$ aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$y_i(n) = CB^*(i+N) \qquad \begin{matrix} n = 1,\ldots,N \\ i = 0,\ldots,K-1 \end{matrix} \qquad (4.40)$$

Kod kitabı , her yeni blok için , seçilen uyarma dizisi ile güncellenir.

$$CB^*(K+n-1) = y_k(n) \qquad n = 1,\ldots,N \qquad (4.41)$$

$$CB^*(i) = CB^*(i+N) \qquad i = 1,\ldots,K-1 \qquad (4.42)$$

Bu teknik sayesinde CELP kodlayıcısının hesap karmaşıklığı azaltılmış olur. 7.2 kb/s 'lik ACELP kodlayıcısı gerçeklenmiş ve sonuçları [16]'de verilmiştir. Kodlayıcının toplam hesap karmaşıklığı 7 MIPS 'dir. Bu kodlayıcıya ilişkin bit tahsisi ve çeşitli blokların hesap karmaşıklığı , sırasıyla tablo 4.2 ve tablo 4.3 'de verilmektedir.

Tablo 4.2

7.2 kb/s ACELP kodlayıcının bit tahsisi

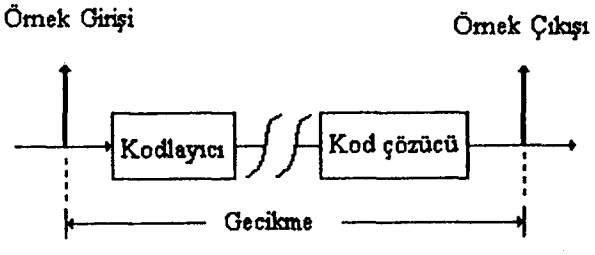
ACELP Parametresi	Bit
STP (8. derece)	28
LTP periyodu M (2 × 7bit)	14
LTP kazancı β (2 × 2bit)	4
Kod kitabı indisi k (8 × 8bit)	64
Kod kitabı kazancı G_k (8 × 4bit)	32
Kontrol bitleri	2
Toplam	144

Tablo 4.3
7.2 kb/s ACELP kodlayıcısının işleme yükü

ACELP	İşlem	MIPS
Kodlayıcı	LPC analizi	0.56
	STP filtreleme	0.22
	LTP analizi	0.61
	VQ bloğu	4.33
	LTP filtreleme	0.18
	Toplam	5.90
Kod çözücü	VQ bloğu	0.47
	LTP filtreleme	0.11
	STP filtreleme	0.34
	Toplam	0.92
MPX , I/O		0.24
Toplam		7.06

4.3.3. Kodlama Gecikmesinin Azaltılması

Şekil 4.11 'de gösterilen CELP kodlayıcısı 50 - 60 ms gibi yüksek bir gecikmeye sahiptir. Bu gecikme , bir konuşma örneğinin kodlayıcı girişine gelmesinden , kod çözücü çıkışında gözükmesine kadar geçen süre olarak tanımlanır (şekil 4.18). Ayrıca başka bazı haberleşme ekipmanları (modemler) tarafından da küçük gecikmeler eklenebilir.



Şekil 4.18 Kodlama gecikmesi

CELP kodlayıcısının kodlama gecikmesi kullanılan konuşma çerçeve uzunluğu cinsinden belirlenebilir. Bu gecikme, üç çeşit gecikmeden oluşur.

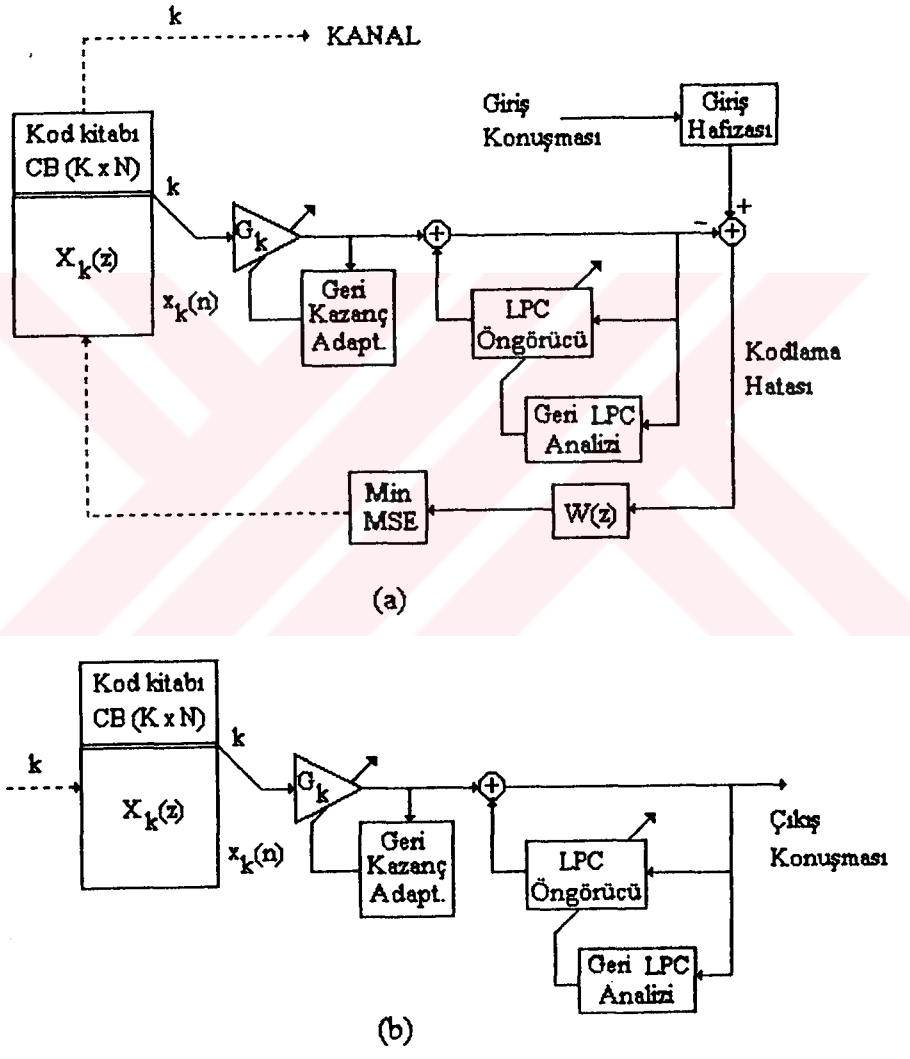
1. Hafizalama gecikmesi
2. İşleme gecikmesi
3. İletim gecikmesi

CELP kodlayıcısı, ileri adaptif LPC analizi işleminden dolayı, bir çerçevedeki ilk örneği kodlamaya başlamadan önce o çerçevenin tümünü hafizaya almalıdır. Bu yüzden, bir çerçevelik bir gecikme meydana gelir. Bu gecikme hafizalama gecikmesi olarak isimlendirilir ve süresi bir çerçeve süresine eşittir. İkinci olarak, kodlama ve kod çözme işlemini gerçekleştirmek için bir çerçeve süresi daha gereklidir. Son olarak da, iletimden kaynaklanan bir gecikme söz konusudur. Kodlayıcı, tüm çerçevenin kodlama işlemi bitene kadar belli bir konuşma çerçevesine karşı düşen bitleri göndermeye başlamaz. Aynı şekilde kod çözücü de bir çerçeveye ait bitlerin tümü alınana kadar kod çözme işlemine başlamaz. Buna göre bir çerçeve süreli iletim gecikmesi toplam gecikmeye eklenir. Sonuç olarak, CELP kodlayıcısı üç çerçevelik bir toplam gecikmeye sahip olmaktadır. 20 ms 'lik bir çerçeve süresi için toplam gecikme 60 ms olacaktır. Bu süre bazı uygulamalar için fazla sayılabilir. Bu denli büyük bir gecikmenin ana sebebi, ileri LPC analizi için gerekli olan 20 ms 'lik çerçevelerin hafizalama işlemidir.

Bu gecikmeyi azaltmanın en iyi yolu geriye adaptasyon işlemini kullanmaktır. Geriye adaptif bir CELP kodlayıcısı (BACELP) şekil 4.19 'da gösterilmektedir[17]. Bu kodlayıcıda öngörücü katsayıları kodlanacak olan giriş konuşma örneklerinden türetilmez. Bunun yerine daha önce kuantalanmış konuşma örneklerinden yani sentezlenen konuşmadan hesaplanır. Daha önce kuantalanan bu konuşma örnekleri alıcıda da mevcut olduğundan, kod çözücü, öngörücü katsayılarını aynı işlemle bulur. Böylece, öngörücü katsayılarını temsil etmek üzere her hangi bir yan bilgi kullanmak gerekmez. Daha önemlisi, geriye adaptasyon ile 20 ms 'lik konuşma çerçevesinin hafizalanmasına gerek kalmaz. Çerçeve boyu da büyük ölçüde azaltılabilir. Oysa ileri adaptif CELP kodlayıcısında, analiz işleminin verimli olması için, çerçeve boyu uzun seçilmelidir. Çünkü ne kadar çok örnek alınırsa LPC analizi o kadar gerçeğe yakın olacaktır. 5 örneklik bir çerçeve (0.625 ms) düşünecek olursak toplam gecikme $3 \times 0.625 = 1.875$ ms olmaktadır. Bunun yanında kod kitabındaki

uyarma vektörleri de 5 örneklik olacaktır. Uyarma vektöründeki her örneği 2 bitle kodlayacak olursak , vektör başına 10 bit gerekmekte ve toplam $2^{10} = 1024$ vektör olmaktadır. Her vektörün adresi Gray kodlamasıyla kodlanır ve iletilir.

Çerçeve boyunun azalmasıyla kod kitabının hafiza gereksinimi de azalmış olacaktır (1.25 kbyte). Şekil 4.19 'daki BACELP kodlayıcısı konuşmayı 16 kb/s hızında kodlamaktadır (her çerçeve için 10 bit).



Şekil 4.19 BACELP kodlayıcısının blok şeması

Bu kodlayıcıda , perde öngörücüsü kullanılmamış onun yerine LPC öngörücüsünün derecesi arttırılmıştır (50. derece). Uyarma kazancı G_k ise 10. dereceden bir adaptif öngörücü ile güncellenmektedir Bu kodlayıcı , AT&T WE ® DSP32C sayısal işaret işleyicisi kullanılarak gerçekleştirilebilir. Resmi ITU-T laboratuar testleri göstermiştir ki , 16 kb/s BACELP kodlayıcısı , 32 kb/s ADPCM kodlayıcısının G721 standardına eşit , hatta ondan daha iyi , bir konuşma kalitesine sahiptir.

BÖLÜM 5

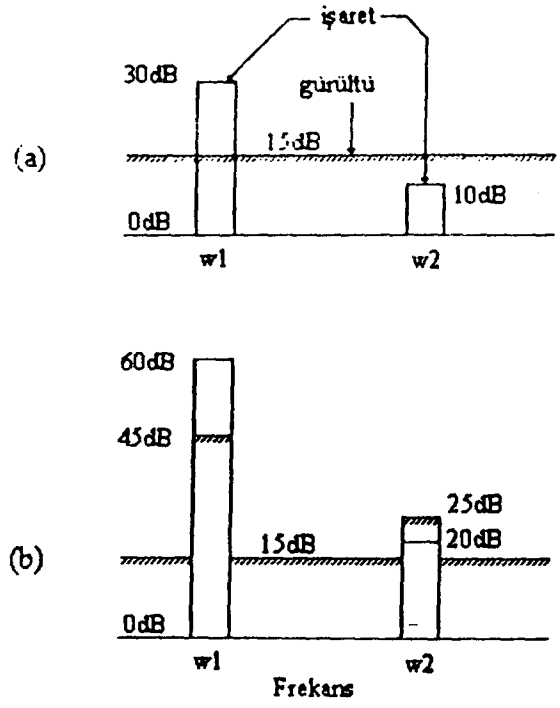
KONUŞMA KODLAYICILARIN PERFORMANSININ ARTTIRILMASI

Pratikte , konuşma kodlayıcıları tek olarak kullanılmazlar. Üstelik , mobil haberleşme gibi son derece gürültülü bir ortamda kullanılacaklarsa , performanısını arttıran bazı teknikler kullanılması zorunlu olur. Konuşma kadlayıcıların performanslarını arttıran tekniklerin başında "Çıkış Filtresi" ve "Hata Kontrol Kodlaması" gelmektedir. Bu bölümde bu iki teknik hakkında bilgi verilecektir.

5.1. Çıkış Filtresi

Çoğu kez , konuşma kodlayıcılarının çıkışındaki konuşma işaretinin anlaşılırlığı bir filtre yardımıyla arttırılmak istenir. Bu filtreye " Çıkış Filtresi " (Postfilter) denir. Böyle bir filtre kullanmak , kodlayıcı performansını arttırmanın etkin bir yoludur. Çıkış filtresi , konuşmanın bazı karakteristiklerini kullanarak konuşmayı vurgular ve anlaşılırlığını arttırır. Bir başka deyişle, konuşma işaretinin frekans spektrumundaki tepeleri yükseltir , vadileri de derinleştirir. Filtrelemenin temel felsefesi şekil 5.1 'de görülmektedir [22].

Şeklin (a) kısmı , w1 ve w2 frekans bölgelerinde iki dar band bileşenine sahip işaret spektrumu ile beyaz gürültü spektrumunu göstermektedir. Gürültü spektrumu ilk bileşenden 15 dB aşağıda , ikinci bileşenden 5 dB yukardadır. Bu durum için ideal çıkış filtresi , w1 ve w2 bölgelerinde birim kazanca (0 dB) , diğer bölgelerde ise sıfır kazanca ($-\infty$ dB) sahiptir. Pratikte bu kadar keskin bir filtre gerçekleştirmek mümkün değildir.

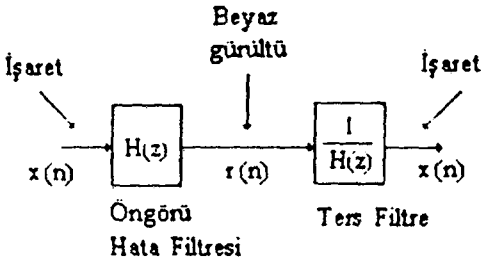


Şekil 5.1 İdeal çıkış filtresinin işaret spektrumuna etkisi

Şekil 5.1 'deki çıkış filtresinin transfer fonksiyonu , konuşma işaretinin frekans spektrumuna özdeş seçilmiştir. Buna göre , şekil 5.1b 'de görülen filtrelenmiş konuşma spektrumuna bakacak olursak , w1 ve w2 bölgelerindeki SNR , filtrelemeden önceki durumla aynıdır. Ancak diğer frekans bölgelerine göre SNR oldukça artmıştır ve w1 bölgesi için +45 dB , w2 bölgesi için +10 dB SNR gözlenmektedir. Bu nedenle konuşmanın anlaşılırlığı da artar. Buna neden olan önemli bir etken , kulağı rahatsız eden arka plan gürültüsünün göreceli olarak azalmış olmasıdır. Ayrıca , spektral tepelerle vadilerin filtre yoluyla vurgulanması da anlaşılırlığı arttırıcı bir etkendir.

5.1.1. Çıkış Filtresinin Transfer Fonksyonunun Belirlenmesi

Çıkış filtresini tasarlamak için iyi bir başlangıç noktası öngörü hata filtresidir. Bilindiği gibi bir öngörücünün girişi x(n) ve çıkışı da $\hat{x}(n)$ 'dir. Aralarındaki fark ise $r(n) = x(n) - \hat{x}(n)$ olarak tanımlanır. Bu r(n) fark işareti düz bir spektruma sahiptir , yani beyaz gürültüdür (Şekil 5.2).



Şekil 5.2 Öngörü hata filtresi ve ters filtre

.Transfer fonksyonu 1/H(z) olan bir filtrenin girişine w(n) beyaz gauss gürültüsünü vericek olursak filtrenin çıkışında x(n) işaretini elde ederiz. w(n) gürültüsü düz bir spektruma sahip olduğuna göre , filtrenin frekans spektrumu x(n) işaretininin spektrumuna eşit yani X(z) olmalıdır. Bu bilgileri konumuza uyarlıyacak olursak x(n) konuşma işareti , 1/H(z) ile gösterilen filtre de çıkış filtresi olacaktır.

Bir çıkış filtresinin transfer fonksyonu aşağıdaki gibi gösterilebilir [22].

$$H_{PF}(z) = \frac{1 + B(z)}{1 - A(z)} \tag{5.1}$$

Burada A(z) ve B(z) şöyle tanımlanır:

$$A(z) = \sum_{j=1}^{p} a_j z^{-j} \tag{5.2}$$

$$B(z) = \sum_{j=1}^{q} b_j z^{-j} \tag{5.3}$$

Ancak pratikte , aşağıdaki transfer fonksiyonu kullanılır.

$$H_{PF}(z) = \frac{1 + B'(z)}{1 - A'(z)} \tag{5.4}$$

$$A'(z) = \sum_{j=1}^{p} a_j \alpha^j z^{-j} \tag{5.5}$$

$$B'(z) = \sum_{j=1}^{q} b_j \beta^j z^{-j} \tag{5.6}$$

Burada α ve β , $0 \le \alpha \le 1$, $0 \le \beta \le 1$ aralıklarında değişen birer katsayıdır [22]. Ayrıca , salt kutup $[1/1-A'(z)]$ ve salt sıfır $[1+B'(z)]$ çıkış filtreleri tasarlamak da mümkündür Filtrenin girişi x(n) olmak üzere filtre çıkışı şöyle ifade edilebilir.

$$y(n) = x(n) + \sum_{j=1}^{q} x(n-j) b_j \beta^j$$

$$+ \sum_{j=1}^{p} y(n-j) a_j \alpha^j \qquad (5.7)$$

Yukarda görülen α ve β parametreleri , filtrelemenin derecesini yani ağırlığını belirtir. $\alpha = \beta = 0$ için filtreleme yoktur ve $y(n) = x(n)$ olmaktadır. Buna karşın $\alpha = \beta = 1$ ise ağır bir filtreleme vardır. Ağırlıktan kast edilen filtrenin etkinliğidir. α ve β 'nın bu değerleri uç değerlerdir. Pratikte aradaki değerler kullanılır.

Daha önce de belirttiğimiz gibi çıkış filtresinin frekans spektrumu konuşma spektrumununki gibi olmalıdır. Bunun için , konuşma işaretinin frekans spektrumu bilinmelidir. Ancak çoğu kodlayıcılar zaten konuşma işaret spektrumunu kullanmaktadırlar. Örneğin 3. bölümdeki APC , 4. bölümdeki RPE ve CELP kodlayıcıları konuşma işaretinin LPC analizini yapmaktadırlar. Bu analiz işleminin sonucunda bulunan a_i katsayıları çıkış filtresinin katsayılarını belirlemede de kullanılır. Böylece filtre katsayılarını belirlemede ilave bir işlem yapmaya gerek kalmaz.

Çıkış filtresini tasarlamada α ve β parametreleri oldukça önem taşır. Ancak bu parametreleri belirleyen matematiksel bir ifade yoktur. Bu parametreler , genellikle laboratuar testleri sonucunda belirlenir. Ayrıca , α ve β' nın adaptif olarak değiştiği uygulamalar da vardır [22]. Gerçekte , çıkış filtresi konuşma işaretinde bir miktar bozulmaya yol açar. Buna en belirgin örnek şekil 5.1 'de görülmektedir. w1 bileşeni ile w2 bileşeni arasındaki seviye farkı 20 dB iken filtrelemeden sonra bu fark 35 dB 'ye çıkmıştır. Bu durumda işaret bir miktar bozulmuş olmaktadır. Ancak yine de konuşmanın anlaşılırlığı artar. α ve β parametreleri ise bozulma ve anlaşılırlık arasındaki dengeyi belirler. Bozulma arttığında anlaşılırlık da iyileşir. Ancak bozulmanın da bir alt sınırı vardır. α ve β 'yı büyük seçmek filtreleme işlemini ağırlaştırır , yani bozulmayı arttırarak anlaşılırlığı iyileştirir. Buna karşın , α ve β 'yı küçük seçersek fazla bozulmaya izin vermemiş oluruz , fakat anlaşılırlıkda bir iyileşme

gözlenmez. α ve β 'nın konuşma işaretine etkileri test edilmiş ve optimum değerler bulunmuştur [22]. Tablo 5.1 , farklı α ve β değerleri için çıkış filtresinin SNR 'ye etkisini göstermektedir

Tablo 5.1 Çıkış filtresinin giriş ve çıkışındaki SNR değerleri

Sistem	SNR(dB)	SNRF(dB) α=1 β=1	SNRF(dB) α=0.2 β=1
24 kb/s ADPCM	21.7	28.9	27.0
16 kb/s ADPCM	15.2	20.9	19.5

Tablodan da görüldüğü gibi α=1 ve β=1 için , yani ağır bir filtreleme için , filtre çıkışında yüksek bir SNRF değeri gözlenmektedir. Bu değer ne kadar yüksek olursa konuşmanın anlaşılırlığı o kadar fazla olur. Bu duruma göre çıkış filtresi yaklaşık 7 dB 'lik bir SNR artışı sağlamıştır. Ancak bu sonuçlar α ve β 'nın optimum değerlerini bulmamızı sağlamaz. Çıkıştaki SNR değeri yüksek olduğu halde konuşmanın anlaşılırlığı daha iyi olmayabilir. Yani daha düşük SNR değerlerinde daha anlaşılır konuşmalar da mümkündür. Bu yüzden α ve β 'nın optimum değerlerini bulmak için dinleme testleri yapılmıştır. Bu testlerde dinleyiciler , farklı parametre değerleriyle filtrelenmiş konuşmaları dinleyip anlaşılırlıklarına göre puan vermektedirler. Tablo 5.2 'de dinleme testlerinin sonuçları görülmektedir. Tablodaki sonuçlardan da anlaşılacağı gibi 3 bit/örnek hızı (24 kb/s) için optimum filtre parametreleri α=0.2 ve β=1 'dir.

Tablo 5.2 Dinleme testlerinin sonuçları

Bit/örnek	4	3						4 (W=2.6 kHz)
α , β	0,0	0,0	0.2,1.0	0.4,0.8	0.4,0.6	0.6,0.6	0.6,0.4	0,0
test 1	127	75	118	116	104	113	106	25
test 2	111	80	129	120	106	117	102	19

5.2. Hata Kontrol kodlaması

Sayısal mobil haberleşme sistemlerinde konuşma işareti değişik türden kanal bozulmalarına maruz kalır. Bu bozulmaların şiddeti son derece değişik olur. Ancak , dayanıklı bir kodlayıcı abonelere kaliteli bir hizmet sunabilmek için bu bozulmalara karşı koymalıdır. Kanal bozulmalarının karakteristikleri aşağıdaki gibi özetlenebilir.

① Rayleigh Zayıflaması : Bu zayıflama , bir kanalın tekrar kullanılmasıyla (reuse) görülen ortak kanal girişimi yüzünden oluşur. Geniş bir frekans tekrar kullanımının olduğu Amerika hücresel sistemi , taşıyıcı - girişim oranı (C/I) 24 dB olacak şekilde tasarlanmıştır. Bu seviyede bit hata oranı (BER) %0.33 'tür. Ancak , 17 dB 'lik C/I oranında bit hata oranı yaklaşık %2 olmaktadır. Bu tür bozulmalardan oluşan patlamalı hatalar, taşıyıcı gücü ve aracın hareket hızına bağlı olarak , bir kaç 10 bitten 100 bite kadar değişir.

② Statik Hatalar : Bu tür hatalar genellikle gürültülü ortamlardaki zayıf işaretlerden dolayı oluşur. Bu hatalar mobil telefon sistemleri için önemlidir, çünkü tek bir hata bile büyük bozulmalara yol açabilir.

③ Kontak Gürültüsü : Araba motorunun ateşlemesinden kaynaklanan darbe şeklinde gürültü patlaması ardışık bir kaç bitin hata üretmesine yol açabilir.

④ Uçtan Uca Telefon Şebekesi Bozulmaları : Uçtan uca bir sayısal telefon - hücresel telefon linki PSTN kanal karakteristiklerine sahiptir. Hatalar genellikle patlamalı tiptendir.

Daha önce de belirtildiği gibi mobil sistemlede kullanılan düşük bit hızlı konuşma kodlayıcılar genellikle yan bilgi içermektedir. Ancak , yan bilginin kanal hatalarına karşı ne kadar duyarlı olduğunu biliyoruz. Mobil sistemlerde , iletim ortamlarının hata üretme olasılığının yüksek olduğunu da düşünürsek , ne denli bir tehlikeyle karşı karşıya olduğumuzu anlamak hiç te zor değildir. Bir yanda hata üreten son derece gürültülü bir ortam , diğer yanda hatalara karşı oldukça duyarlı bir işaret bulunmaktadır. Bu durumda mobil sistem , hizmet veremez olur. İşte bu yüzden , hataları sezip , düzelten bir hata kontrol kodlaması gereklidir.

5.2.1. Fazlalık ve Zaman Farkı Kavramı

Hata kontrol kodlaması , fazlalık (Redundancy) kavramına dayanmaktadır Eğer bilginin yanında bir de fazla semboller iletilirse , bu durumda bilgi yalnız iletilmesinden daha güvenli bir şekilde iletilmiş olur. Buna en basit örnek tek bir sembolün iki defa iletilmesidir. Eğer kanalın durumu sembolden bağımsızsa , p olasılığıyla güvensiz olan bir kanal , iki sembolun iletilmesiyle p^2 olasılığıyla güvensiz olacaktır. Böylece güçlü bir kodlama kazancı sağlanmış olmaktadır. Fazlalık miktarı arttıkça iletimin güvenilirliği de artar. Ancak çok fazla sembol iletmek kanal kapasitesi açısından sınırlandırılmıştır. Bu yüzden hata kontrol kodlamasının amacı mümkün olan en az fazlalıkla maksimum doğruluğu sağlamaktır. Araştırmaların odak noktası işte bu düşüncedir [9], [23].

Hata kontrol kodlamasında kullanılan diğer bir kavram da zaman farkı kavramıdır. Bir iletim ortamında çeşitli nedenlerle oluşan patlamalı gürültü zamanla azalıp etkisini kaybeder. Bilgi bloğu ile fazlalık bloğu arasına bir zaman farkı koymakla daha güçlü bir hata kontrol kodlaması sağlanabilir. Bu durumda , eğer bilgi bloğunda gürültü yüzünden bir hata oluşmuşsa , belli bir süre sonra alınan fazlalık bloğu büyük bir olasılıkla doğru olacak ve hata düzeltilebilecektir. Fazlalık ve zaman farkı kavramlarının kullanılmasıyla güçlü bir konuşma kodlayıcı sağlanmış olur.

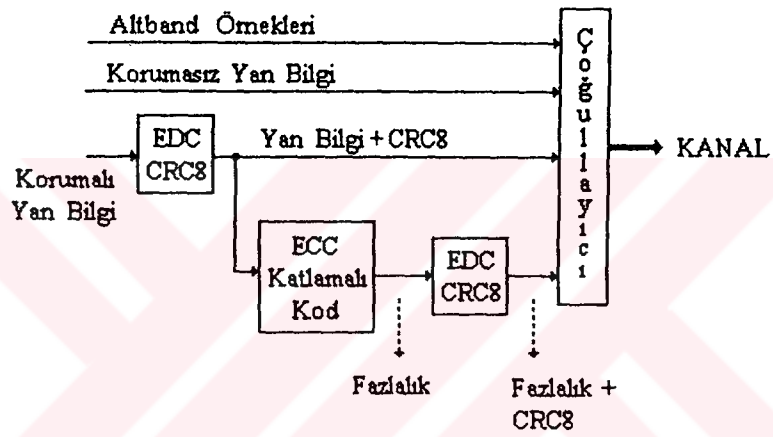
5.2.2. Altband Kodlayıcı İçin Hata Kontrol Kodlaması

Bu alt bölümde , 4. bölümdeki altband kodlayıcı için tasarlanmış, hata kontrol kodlaması anlatılacak ve hata korumalı kodlayıcının performansı incelenecektir. İlk olarak bu kodlayıcının veri formatına bakarsak , 228 bitin altband fark örneklerine , 60 bitin ise yan bilgiye ayrıldığını görürüz. Bu 60 bitin ilk 4 biti maksimum enerji bandını , sonraki 6 biti ise o bandın enerji seviyesini göstermektedir. Geri kalan 13 bandın enerjileri de farksal olarak kodlanmıştır.

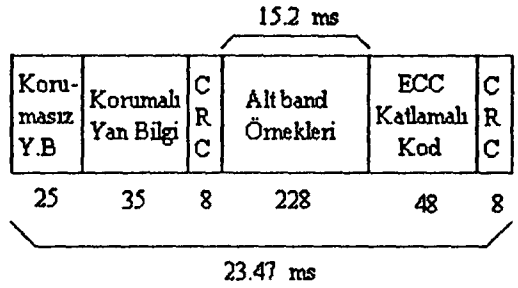
4. bölümde de görüldüğü gibi yan bilgi bitlerinin her biri kanal hatalarına eşit derecede duyarlı değildir. Dolayısı ile yan bilginin tüm bitlerini korumaya kalkmak pek ekonomik olmaz. Bu yüzden yan bilginin 35 biti korunur , geri kalan kısmı korumasız olarak bırakılır. Hata kontrol kodlayıcısının blok şeması şekil 5.3 'de , kanala iletilen veri formatı da şekil 5.4 'de

görülmektedir. Yan bilgide oluşan bir hata konuşma işaretinde büyük bozulmalara yol açacağından ve hatası düzeltilmemiş yan bilgi bir işe yaramayacağından bu bilgiyi korumak oldukça önemlidir.

Şekil 5.4 'de görüldüğü gibi yan bilgi bloğu ile fazlalık bloğu zamanda ayrık olarak iletilmektedirler. Aralarında 228 bitlik altband örnekleri bulunmaktadır. Her iki bloktaki hataları sezmek için 8 bitlik bir cyclic (CRC) kod olan hata sezme kodu (EDC) hem yan bilgi hem de fazlalık bloğuna eklenir.



Şekil 5.3 Hata kontrol kodlayıcısının blok şeması



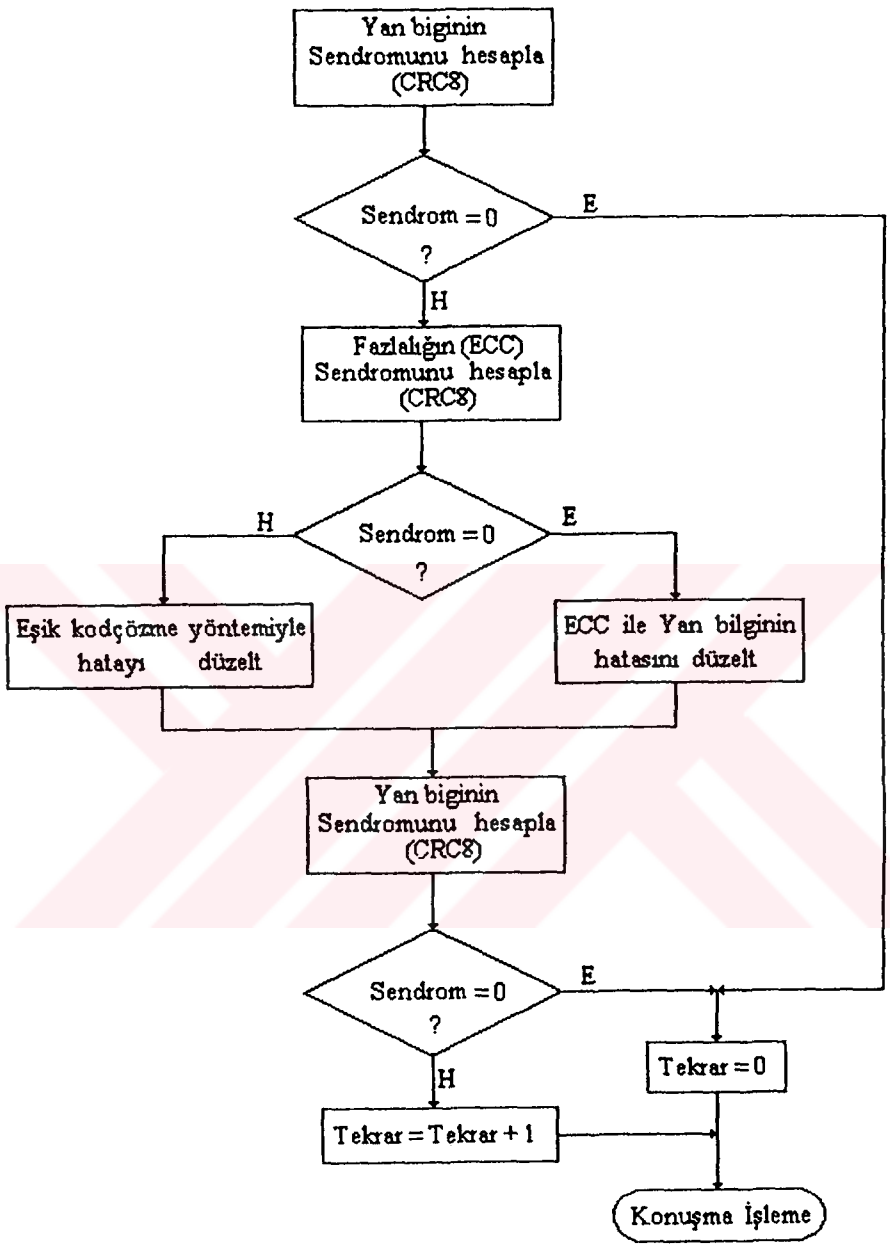
Şekil 5.4 Hata kontrol kodlamalı SBC 'nin veri formatı

Yan bilgi bloğunu hata sezildiğinde tekrar iletmek yerine , hatayı sezip düzeltmek için bir hata düzeltme kodu (ECC) kullanıp fazla bitler iletmek daha sağlıklıdır. Bu işi başarmak için kod çözülebilir olmalıdır. Yani , bilgi fazlalıklardan tekrar elde edilebilmelidir. Katlamalı kodlar (Covolutional Codes) bu iş için kullanılabilir. Kod çözücünün hesap yükünü hafifletmek için nispeten basit bir kodlama yapılır. Örneğin mikroişlemcili bir sistemle çözülebilen (2,1) katlamalı kodu kullanılabilir. Kod , M=5 hafizaya , N_e=11 etkin uzunluğa ve N_a=12 gerçek uzunluğa sahiptir. Bu kodun fazlalıkları , bigi bloğuyla üreteç polinomunun çarpılmasıyla oluşan bit dizilerinden üretilir. Üreteç polinomu aşağıdaki gibidir.

$$G(D) = 1 + D^3 + D^4 + D^5 \qquad (5.8)$$

Kod , 11 bitlik bir bloktaki 2 bit hatayı düzeltebilir. Fazlalıklar , bit dizilerini G(D) 'ye bölmek suretiyle atılır. Şekil 5.5 , alıcıdaki hata kontrolu için kod çözme algoritmasını göstermektedir.

İlk olarak kod çözücü CRC 'deki sendromu hesaplayarak yan bilgi bloğundaki hataları sezmeye çalışır. Eğer hata sezilmezse o çerçeve için konuşma işlenir. Ancak hata sezilmişse CRC kullanılarak fazlalık blok kontrol edilir. Eğer hata sezilmezse iletilen bilgi bloğunu elde etmek için fazlalıklar atılır. Eğer hata sezilmişse eşik kod çözme yöntemiyle hata düzeltilmeye çalışılır. Bu düzeltme işleminden sonra düzeltilmiş veri üzerindeki CRC tekrardan hesaplanır. Bu son hata kontroluyla sistem oldukça dayanıklı hale gelir. Eğer düzeltme başarılı ise konuşma işlemeye devam edilir. Ancak düzeltme başarısız olursa sayaç bir arttırılır. Sayaç 1'e eşit olursa bir önceki doğru konuşma çerçevesi tekrar edilir. Ardışık iki çerçevenin silinmesi kesintili bir konuşma doğurur. Bu yöntem kullanıldığı sürece ve bu silinmeler çok sık gözlenmediğinde , silinmiş çerçeveler konuşmanın anlaşılırlığını bozmaz.



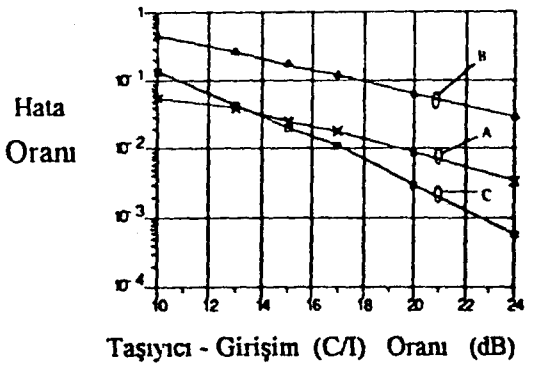
Şekil 5.5 Hata düzeltme için kod çözme algoritması

Kanaldaki 15 kb/s 'nin 12 kb/s 'si tamamiyle sayısal konuşmaya ve 2.6 kb/s 'si de hata kontrol kodlamasına ayrılır. 0.4 kb/s hızında olan 16 bitlik bir kelime , kontrol ve çerçeve zamanlaması için her konuşma çerçevesinde gönderilir Hata kontrolü için kullanılan algoritmalar iyi bir kodlama kazancı sağlar. Bunun yanında konuşma kodlama işine göre , hesap yükü nispeten daha azdır.

5.2.3. Deneysel Sistemin Performansı

Hata kontrollü altband kodlayıcı sistemi , mobil radyo kanal şartlarında laboratuar testlerine tabi tutulmuştur. Radyo ortamı , bir Rayleigh zayıflama simülatörü kullanılarak oluşturulmuştur. Rayleigh zayıflaması , şehir içi propagasyonun en kötü haldeki zayıflama karakteristiğini temsil eder.

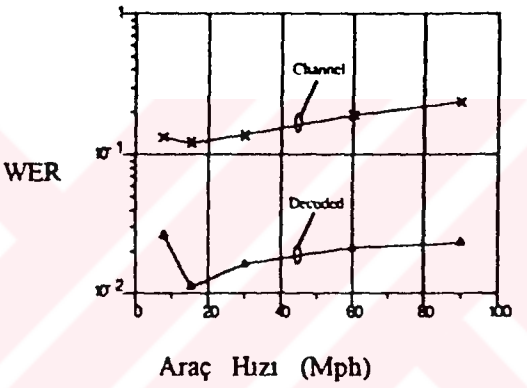
Şekil 5.6 , değişik seviyelerdeki ortak kanal girişimlerinde kanal kodlamasının performansını göstermektedir. Kanalın kelime hata oranı , yani bilgideki CRC tarafından sezilen , hata içeren çerçevelerin oranıdır. Düzeltilmiş (kod çözülmüş) kelime hata oranı da , düzeltilememiş hataların oranı olur. Bu oran aynı zamanda , kanal bozulmaları yüzünden silinen çerçevelerin oranıdır. Silinen çerçevelerin yerine bir önceki doğru çerçeve konulabilir veya boş bırakılabilir. Test sonuçlarına göre çerçevelerin yaklaşık %5 'i silindiğinde, konuşma kalitesi kötüleşmeye başlar. Şekil 5.6 'ya göre kodlanmış kanalda bu olay 20 dB C/I 'da görülür ve 13 dB C/I 'ya yükseltilir. Bu noktada aynı zamanda BER 'e de eşit olur. Yüksek kalite 17 dB C/I 'ya kadar sürer.



Şekil 5.6 Hata kontrol kodlamasının performansı
(a) Kanal bit hata oranı (BER) (b) Kanal kelime hata oranı (WER)
(c) Düzeltilmiş kelime hata oranı

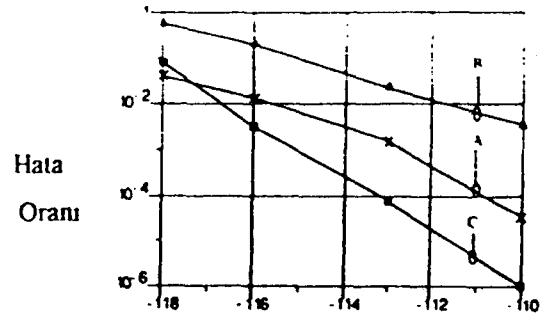
Şekil 5.6 'daki veriden elde edilen ilginç bir sonuç ise , her durumda, düzeltilmiş kelime hata oranının WER 'in karesine yakın , fakat onun hep altında olmasıdır Buna göre , daha önce de bahsedilen zaman farkı kavramının bu uygulama için doğru olduğu görülmektedir.

Değişen araç hızlarında zaman aralığının kodlama kazancına etkisini görmek için , şekil 5.7 kanal ve düzeltilmiş WER verisini araç hızının bir fonksyonu olarak göstermektedir. Şekilden anlaşıldığı gibi , kanal kodlaması 17 db C/I 'da çalışmak üzere her hızda gerekli kodlama kazancını sağlamaktadır. Her durumda düzeltilmiş WER , kanal WER 'inin karesinden azdır. En büyük kazanç 90 mph 'de sağlanır.



Şekil 5.7 Değişen araç hızlarında kanal kodlamasının performansı
(a) Kanal WER (b) Düzeltilmiş WER (17 dB C/I)

Statik kanal durumunda sistemin performansı şekil 5.8 'de görülmektedir. Konuşma , %5 'lik BER 'de anlaşılabilirdir ve yüksek kaliteli konuşma %2 'lik BER 'e kadar görülür. Hücresel sistemler , iyi tasarımlarla bu sonuçlardan daha güçlü işaretler sağlayabilir. Rasgele hata düzeltme kapasiteleri , özellikle mobil cep telefonları için , haberleşmenin yürütülmesinin zor olduğu bölgelerde büyük fayda sağlar. Standart yer mobil radyo sistemleri sık sık bu tip şartlar altında çalışabilir.



Şekil 5.8 Statik kanal şartlarında kanal kodlamasının performansı
(a) Kanal BER (b) Kanal WER (c) Düzeltilmiş WER

Hücresel bir sistemde konuşma kalitesi , alınan işareti zayıflatan ve bozan bir çok farklı bozucular tarafından etkilenir. Bu etkenler , zayıf işaret şartları , işaret seviyesinin azalması ve kanaldaki girişim işaretleri olabilir. Analog bir sistemde bu işaret bozulmalarının her biri farklı tip ses etkilerine sahiptir. Ancak , sayısal sistemlerde kanal hatalarının konuşma işaretine etkisi aynıdır ve kanal hatalarının belli kaynaklarından bağımsızdır.

10^{-3} 'ün altındaki hata oranlarında , konuşma kalitesi etkileri farkedilemez. %1 BER 'de ses yavaşça etkilenmeye başlar , %2 BER 'de ise farkedilir şekilde etkilenir. Kalite biraz kötüleşir. Bu kötüleşme , bozulmuş olan yüksek enerjili altbandların örnek değerlerine bağlıdır. %4 BER 'de konuşma , çerçeve kayıplarının daha sık görülmeye başlamasından dolayı bazı kesintilere uğrar. Bu noktada konuşma kalitesi daha farkedilir bir şekilde etkilenir ve rahatsızlık vermeye başlar. %8 'lik BER 'de ise konuşma anlaşılırlığını kaybeder.

Hata düzeltme işleminin etkinliğini belirlemek için sistem , hata düzeltmeksizin yalnız hata sezme koduyla birlikte çalıştırılmıştır. Buna göre konuşma , %1 BER 'de rahatsızlık vermeye başlar , %2 BER 'de ise anlaşılırlığını kaybeder. Bu sonuçlara göre hata düzeltme işlemi sistemin bit hata performansını 4 kat iyileştirmiştir. Bu , 7 dB 'lik C/I artışına karşı düşer. Son olarak söylenebilir ki , kelime hata oranı (WER) konuşma kalitesini etkileyen baş faktördür [9].

SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışmada mobil haberleşme sistemlerinde kullanılabilen konuşma kodlama teknikleri anlatılmıştır. Bir kodlayıcının mobil sistemlerde kullanılabilmesi için gerekli en önemli özellik düşük bit hızıdır. Bir öngörü filtresi kodlayıcının bit hızını son derece azaltır. Bu tip bir kodlayıcıda konuşma işaretinin kendisi yerine öngörü farkı kodlanır ve buna öngörüsel kodlama denir (Predictive Coding). Öngörü filtresinin katsayıları bir adaptasyon işlemiyle ayarlanıyorsa buna da adaptif öngörüsel kodlama (APC) denir. İki tür adaptasyon işlemi vardır, ileri ve geri adaptasyon. Geriye adaptasyon işlemi kullanılırsa kodlama gecikmesi oldukça azaltılır.

Mobil haberleşme sistemlerinde kullanılan bir başka üstün teknik de "Altband Kodlama" tekniğidir. Bu teknikte konuşma işareti belli sayıda altbandlara ayrılıp öyle kodlanır. Böylece konuşma işaretinin frekans spektrumu temsil edilmiş olur. Yüksek enerjiye sahip bandlara daha fazla bit tahsis etmek suretiyle bit gereksinimi ve dolayısıyla bit hızı azaltılmış olur. Bu işlem dinamik olarak da gerçekleştirilebilir. Böylece zamanla oluşan değişiklikler takip edilir ve sistem performansı arttırılmış olunur. Altband kodlama tekniğinde, sistem performansını arttırmanın bir yolu da band ayrışımlarında QMF kullanmaktır.

Bit hızını oldukça azaltan diğer bir kodlayıcı tipi de "Uyarmalı Kodlayıcılar" dır. Bu teknikte konuşmanın kendisi değil , konuşmayı oluşturan parametreler kodlanmaktadır. Bu oldukça etkin bir yöntemdir. Uyarmalı kodlayıcılara örnek RPE ve CELP 'dir. Konuşma işareti , periyodik bir darbe katarı ve filtreler yardımıyla üretilebilir. Alıcı tarafa sadece darbe periyodu ve filtre katsayıları iletilirse , bu parametreler yardımıyla , aynı konuşma bir sentezleyici tarafından üretilebilir. Böylece iletilmesi gereken bit sayısı oldukça azaltılmıştır. Bu kodlayıcılara parametre kodlayıcıları da denilebilir. GSM 'de 13 kbit/s 'lik RPE kodlayıcısı kullanılmaktadır.

Bu çalışmada anlatılan konuşma kodlama teknikleri karşılaştırıldığında uyarmalı kodlayıcıların çok düşük bit hızlarına inmesine rağmen , konuşma çıkışı kalitesinin daha sentetik yapıda olduğu görülür. Ancak buna karşın altband ve APC kodlayıcıları daha iyi konuşma kalitesinde ve daha yüksek bit hızlarındadır. Bu kodlayıcıların tercih edilirliği uygulama alanına göre değişir. Ancak kesin olan bir şey vardır ki, o da CELP kodlama tekniğinin en yeni ve geleceğe yönelik olmasıdır. Karmaşıklığı azaltan ACELP (Adaptif CELP) , gecikmeyi azaltan BACELP (Backward Adaptif CELP) teknikleri CELP kodlayıcılarının en son aşamalarıdır. Araştırmalar , tüm konuşma kodlayıcılarının işlem yükünü hafifletip, karmaşıklığı ve dolayısıyla, güç harcanımını ve maliyetini azaltmak ve konuşma kalitesini arttırmak üzerinde yoğunlaşmıştır. Ayrıca çıkış filtresinin (postfilter) ve hata kontrol kodlamasının , konuşma kodlayıcılarında performansı arttırdığı gözlenmiştir.

KAYNAKLAR

[1] GÜZEL Emin , Group Special Mobile (GSM) , PTT Ar-Ge Bülteni No. 7 , p.28 , Haziran 1993

[2] OETTING John , Cellular Mobile Radio - An Emerging Technology , IEEE Communications Magazine , P.10 November 1983

[3] CHU Peter L. , Quadrature Mirror Filter Design For Arbitrary Number of Equal Bandwidth Channels , IEEE Transactions on Acoustic , Speech , and Signal Processing , Vol. ASSP-33, No.1 , February 1985

[4] GRIFFITHS John M. , ISDN Explained Worldwide Network and Applications Technology , John Wiley & Sons , p.129 - 135 , 1992

[5] COUCH Leon W. , Digital and Analog Communication Systems , Macmillan , p108 , 1983

[6] IYENGAR Vasu , A Low Delay 16 kbit/s Speech Coder , IEEE Transactions on Signal Processing , Vol.39 No.5 May 1991

[7] RAMACHANDRAN Ravi P. , Pitch Prediction Filters in Speech Coding , IEEE Transactions on Acoustic, Speech, and Signal Processing , Vol.37 No.4 April 1989

[8] HAYKIN Simon , Adaptive Filter Theory , Prentice - Hall , p.162 , 1986

[9] McLAUGHLIN Michael J. , Speech and Channel Coding For Digital Land Mobile Radio , IEEE Journal on Selected Areas in Communications , Vol.6 No.2 February 1988

[19] GERSON Ira A. , Techniques For Improving the Performance of CELP-Type Speech Coders , IEEE Journal on Selected Areas in Communications Vol.10 No.5 June 1992

[20] KROON Peter , A High Quality Multirate Real - Time CELP Coder , IEEE Journal on Selected Areas in Communications , Vol.10 No.5 June1992

[21] RAMABADRAN Tensaki V. , Complexity Reduction of CELP Speech Coders Through the Use of Phase Information , IEEE Transactions on Communications , Vol.42 No.2 February 1994

[22] RAMAMOORTHY V. , Enhancement of ADPCM Speech Coding with Backward-AdaptiveAlgorithms For Postfiltering and Noise Feedback , IEEE Journal on Selected Areas in Communications , Vol.6 No.2 February 1988

[23] ATUNGSIRI S.A. , Error Control For Low-Bit-Rate Speech Communication , IEE Proceedings-I Vol.140 No.2 April 1993

ÖZGEÇMİŞ

1970 yılında İstanbul 'da doğdu. İlk öğrenimini Bakırköy İlkokulu 'nda, orta öğrenimini Yahya Kemal Beyatlı Lisesi 'nde yaptı. 1988 yılında İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik Elektronik Fakültesi , Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümünde yüksek öğrenimine başladı. 1992 yılında yüksek öğrenimini tamamlayıp, aynı yıl İstanbul Teknik Üniversitesi , Fen Bilimleri Enstitüsü , Elektronik - Haberleşme Anabilim dalında yüksek lisans eğitimine devam etti. Halen Netaş Araştırma - Geliştirme departmanında , yazılım tasarım mühendisi olarak görev yapmaktadır.