

# NEC 7720 DSP를 이용한 SBC Codec의 실시간 구현 (Real-Time Implementation of a SBC Codec Using a NEC 7720 DSP)

吳 守 煥\*, 李 商 郁\*  
(Soo Hwan Oh and Sang Uk Lee)

### 要 約

본 논문에서는 디지털 음성 코우딩 방식의 하나인 SBC(Sub-Band-Coding)를 NEC 7720 DSP (Digital Signal Processor)를 사용하여 full-duplex로 실시간 구현하였다.

SBC 알고리즘은 대역필터로 QMF बैं크를 사용하여 tree 구조로 4 octave band로 대역 분할을 하였다. 각 대역 신호의 부호화에는 APCM (Adaptive Pulse Code Modulation) 부호기를 사용 하였다. NEC7720의 고정 숫자점 연산에 대한 영향은 청각조사와 SNR 및 LPC(Linear Predictive Coding) 거리 측정을 통해 조사되었으며 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 알고리즘에 필요한 값들을 결정하였다. Codec의 실시간 동작 여부는 real-time hardware emulator를 통해 확인하였다.

### Abstract

In this paper we have designed and implemented a real-time, full-duplex SBC (sub-band coding) codec at 16kbps using a high speed digital signal processor, NEC 7720. The SBC codec employs a QMF (quadrature mirror filter) filter bank based on the tree structures of two-band analysis-synthesis pairs to partition speech signal into 4 octave bands. Computer simulation has been done to investigate the effect of fixed-point computation of the NEC 7720. Three different performance measures, the conventional signal-to-noise ratio, the informal listening test, and an LPC (linear predictive coding) distance measure, have been used in this simulation. The necessary parameters have been optimized through the simulation. The developed hardware and software have been tested in real-time operation using a hardware emulator.

### I. 序 論

지난 10년 동안 반도체 특히 VLSI (Very Large Scale Integrated Circuit) 및 마이크로프로세서의 급격한 기술 발달은 오늘날 전기 및 전자 분야에 많은 영향을 미치고 있다. 그 결과 과거에는 아날로그(analog) 방식을 사용한 음성 통신 방식이 많이 사용되어 왔으나, 최근에는 디지털 방식을 이용한 음성 통신에 많은

관심이 집중되고 있다.<sup>[1]</sup> 음성 통신에서 널리 사용되고 있는 것 중의 하나가 Mobile 라디오이다. Mobile 라디오는 SSB (Single Side Band), AM 및 FM 등 아날로그 방식이 지금까지는 주종을 이루어 왔다. 또한 과거에는 신호의 전송에만 노력을 경주해 왔으나, 최근에는 통신의 보안(privacy) 유지에도 많은 관심이 고조되고 있다.<sup>[2]</sup> 통신 보안 문제는 아직까지는 일부 특수 분야에 국한되어 있지만, 불원 일반 public 통신에서도 고려되어야 한다는 것이 많은 전문가들의 공통된 의견이다. 아날로그 방식에 의한 100% 통신 보안 유지는 전송 채널 대역폭의 증가없이 거의 불가능하다는 것이 정설이다.<sup>[3]</sup> 그러나, 음성을 디지털화 해서 보내면

---

\*正會員, 서울大學校 制御計測工學科  
(Dept. of Control & Instru., Seoul National Univ.)  
接受日字: 1985年 12月 12日

많은 잇점들이 있는데, 그 중 한 가지는 암호화(encryption)가 쉬워 통신 보안 유지가 용이하다는 것이다. 그러나, 디지털 방식의 단점은 전송 품질의 손상(degradation)을 적게 줄려면 전송율(bit-rate)이 증대한다는 것이다. 보통 VHF용 디지털 방식에서 잡음이나 간섭의 영향을 적게 받으려면 1bit당 1Hz의 전송채널 대역폭이 필요하다.<sup>13)</sup> 현재 FCC(Federal Communication Commission)에서 승인한 VHF용 FM 무전기의 전송 대역폭은 25KHz이므로 디지털 방식으로는 전송율이 14~16Kbps가 최대 상한선이다. 또한 VHF용 전송 채널은 Rayleigh-fading의 영향을 심하게 받으므로<sup>14)</sup> 선택하는 음성 코우딩 기법은 강한 강인도(robustness)를 가지고 있어야 한다. 또한 디지털 방식은 아나로그 방식과 비교하여 아직도 가격이 비싸다. 이런 이유에서 지금까지 소개된 디지털 방식 VHF용 Mobile 라디오는 거의 대부분 DM(Delta Modulation)의 일종인 CVSD(Continuously Variable Slope Delta) 방식을 채택하며 전송율은 16Kbps 이하로 제한하고 있는 실정이다.<sup>15)</sup> 그러나, 16Kbps CVSD는 음질의 급격한 저하를 초래해, 통신 보안이 절대적으로 요구되는 law-enforcement 및 군사용을 제외하고는 거의 일반에게 보급되지 않고 있다. 이와 같은 이유로 최근 미국 및 일본 등 선진 국가에서는 현존 25KHz 전송 채널에 사용될 수 있는 디지털 방식의 Mobile 라디오 개발에 많은 연구와 투자를 하고 있다.

16Kbps에서 toll-quality는 유지하지 못하나, CVSD 보다는 월등히 음질이 좋으며 구성이 비교적 복잡하지 않는 것으로 SBC(Sub-Band Coding) 방식이 제안되고 있다.<sup>16,17)</sup> SBC는 그림 1에서 보는 바와 같이 음성 신호를 대역 필터  $H_n(z)$ 를 통해 대역 신호로 분할하여 대역 신호의 대역폭에 따라 decimation한다. 이러

한 각 대역 신호는 APCM(Adaptive PCM) 혹은 ADPCM(Adaptive Differential PCM) 부호기를 통해 부호화된다. 수신측에서는 복호화된 각 대역 신호들을 interpolation 필터  $G_n(z)$ 를 통해 원래의 샘플링 율로 복원하고, 이 필터 출력들을 합하여 재생 신호  $\hat{x}(n)$ 을 만들게 된다.<sup>17)</sup> 각 대역 신호를 부호화할 때, 음성 명료도에 중요한 저주파수 대역 신호에는 비트 수를 많이 할당하고, 중요하지 않은 고주파수 대역 신호에는 비트 수를 적게 할당함으로써 전체 음질의 손상없이 전송율을 감소시킬 수 있다. 또한, 각 대역에서 발생하는 양자화 오차(quantization noise)는 그 대역에만 한정되어 전체 대역 신호를 양자화하는 경우 보다 명료도 면에서 유리한 면이 있다.<sup>18)</sup>

SBC에서 음질에 영향을 주는 중요한 요인이 대역 분할 필터의 특성과 각 대역에서의 양자화 오차이다. 특히, 중요한 것이 대역 필터의 특성이다. 각 대역을 따로 생각해 보면, 각 대역 필터 자체에서 주파수 왜곡(frequency distortion)과 위상 왜곡(phase distortion)을 포함하고 있으며, 전체적으로 보면 각 필터들의 특성이 이상적이지 못하므로 대역 상호간의 간섭으로 인한 왜곡(interband aliasing distortion)이 발생한다.

따라서, 대역 필터의 설계는 SBC의 음질 결정에 중요한 관건이다. Crochiere 등<sup>17,18)</sup>이 제안한 시스템에서는 FIR 혹은 IIR 형태의 대역 필터를 사용하였으나, 이는 대역 상호간의 간섭으로 인한 왜곡, 주파수 왜곡, 위상 왜곡 등을 모두 포함한다. 최근에는 Esteban 등<sup>19)</sup>이 QMF(Quadrature Mirror Filter)의 개념을 소개하였다. QMF는 그 대역의 경우에는 대역 상호간의 간섭으로 인한 왜곡이 두 필터의 대칭적 성질에 의해 제거되며, 같은 차수의 선형 위상 필터(linear phase fil-

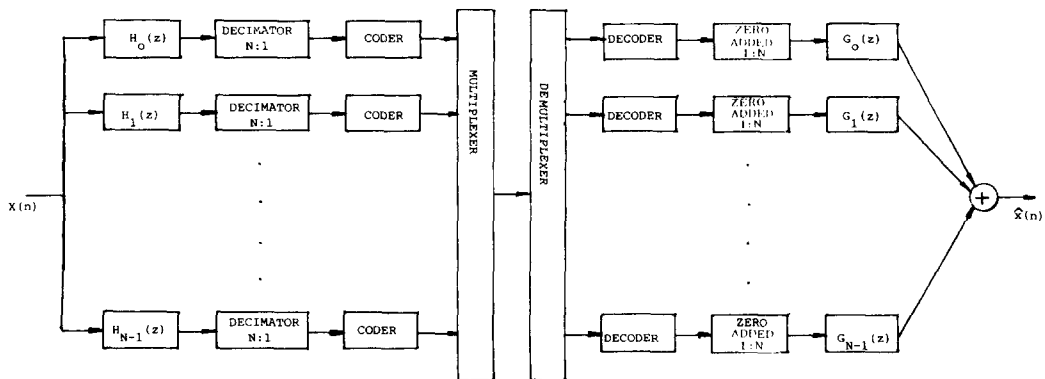


그림 1. SBC 블록 선도.  
Fig. 1. Block diagram of the SBC.

ter)를 사용하면 전체 시스템의 전달 함수도 선형 위상(linear phase)이 됨이 증명됐다.<sup>19)</sup> 그리고 QMF बैं크(bank)를 2 대역 polyphase 필터 बैं크 구조로 변환하면 계산상의 잇점을 얻을 수 있다.<sup>17)</sup> SBC codec을 하드웨어로 구현한 예는 Bell Labs의 DSP를 사용한 2 대역 시스템이 있다.<sup>11)</sup> 대역 필터로 QMF बैं크를 사용하였는데, 2 대역 시스템은 대역 분할을 하여 부호화하는데 따른 잇점이 거의 없다.

본 논문에서는 대역 필터로 QMF를 사용하여 16Kbps 4 대역 SBC 시스템을 DSP의 일종인 NEC 7720을 이용하여 실시간 구현을 하였다. 대역 분할은 QMF बैं크를 polyphase 필터 बैं크 구조로 변환하여 이를 tree 구조로 확장하여 4 octave band로 하였다. 각 대역신호의 양자화는 대역신호들이 원래의 음성 신호와는 달리 샘플 상호간의 상관관계(correlation)가 적으므로 APCM 알고리즘을 사용하였다. ADPCM(Adaptive Differential PCM)이나 DPCM의 잇점은 샘플상호간의 상관관계가 크면 칼수록 좋으나, SBC에서는 APCM으로서도 충분하다. 음성신호는 S3507A codec(coder/decoder)을 통해  $\mu$ -law PCM 데이터를 얻는데, 선형 PCM의 데이터 변환은 CCITT 권고안 G, 711을 따랐다.<sup>116)</sup> 본 논문의 구성은 제 II 장에서 QMF बैं크를 이용한 SBC 알고리즘을 소개하고, 제 III 장에서는 컴퓨터 시뮬레이션 및 그 결과를 논하며, 제 IV 장에서는 하드웨어의 구성을 제 V 장에서는 소프트웨어의 개발에 대해 설명하였다. 끝으로 제 VI 장에서는 본 논문의 결론을 제시하였다.

II. QMF를 사용한 SBC알고리즘

QMF बैं크를 이용한 2 대역 시스템을 기초로 하여 tree 구조로 octave band SBC 시스템을 구성하므로 먼저 2 대역 시스템에 대해 설명한다. 그림 2(a)에서 2 대역 시스템의 블록 선도를 보인다. 입력 신호 X(n)은 윗쪽 채널에서는 half-band 저역 필터  $h_0(n)$ 을 통과하고, 아래 쪽 채널에서는 half-band 고역 필터(high pass filter)를 통과하여 각각 2 : 1로 decimation된 후 부호화되어 전송 채널을 통해 수신 측으로 전송된다. 수신 측에서는 이 두 신호를 받아 부호화시킨 후 interpolation 필터  $g_0(n)$ 과  $g_1(n)$ 을 통과시켜 원래의 샘플링 주파수로 환원시켜 합함으로써  $\hat{x}(n)$ 을 재생시킨다.<sup>111,121</sup>

한편, QMF बैं크의 두 필터 임펄스 응답 사이에는 다음의 관계가 성립한다.

$$H_1(\omega) = H_0(\omega - \pi) \tag{1}$$

$$\text{즉, } h_1(n) = (-1)^n h_0(n) \tag{2}$$

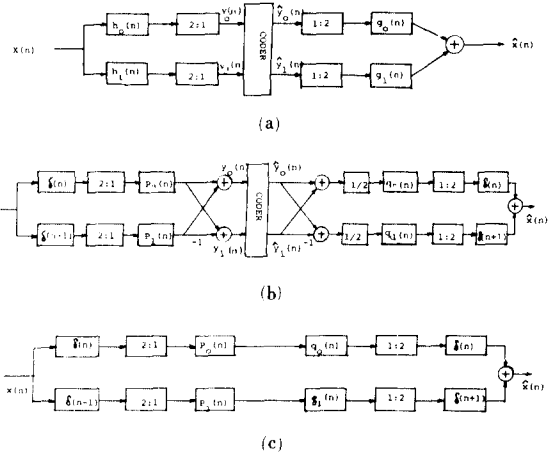


그림 2. (a) 2 대역 시스템의 블록선도  
 (b) 2 대역 polyphase 구조 블록선도  
 (c) (b)의 등가 구조  
 Fig. 2. (a) Block diagram of the two-band system.  
 (b) Block diagram of the two-band polyphase structure.  
 (c) Equivalent structure of (b).

식 (1)에서  $H(\cdot)$ 는 Fourier 변환을 의미한다.

식 (2)의 관계로부터 그림 2(a)로부터 그림 2(b)의 polyphase 필터 구조로 변환시킬 수 있다. 여기서, 윗쪽 채널에 대한 입력은 원래의 입력을 그대로 사용하고, 아래 채널에서는 1 샘플 지연된 신호를 입력으로 사용한다. 각 입력 신호를 2 : 1로 decimation시킨 후 polyphase 필터를 통과시켜 2-point DFT(Discrete Fourier Transform)를 적용하면 그림 2(a)에서의 결과와 같다. 이때,  $p_0(n)$ 과  $p_1(n)$ 은 다음의 조건을 만족해야 한다.<sup>111,121</sup>

$$p_0(n) = h_0(2n) \tag{3a}$$

$$p_1(n) = h_0(2n+1) \tag{3b}$$

Polyphase 필터를 사용하면 decimate된 신호를 입력으로 취하고, 필터의 차수도 1/2로 줄어들므로 계산상의 잇점이 있다. 그리고 polyphase 필터 구조에서 coder 부분을 제외하면 분할 과정에서의 DFT와 합성 과정에서의 역 DFT가 상쇄되어 그림 2(c)와 같게 된다. 이는  $\hat{x}(\omega)$ 가  $X(\omega)$ 와 polyphase 필터의 특성만으로 표시되어질 수 있음을 의미한다.

$$\hat{x}(\omega) = \frac{1}{2} \{P_0[2\omega] \cdot Q_0[2\omega] + P_1[2\omega] \cdot Q_1[2\omega]\} \cdot X(\omega) + \frac{1}{2} \{P_0[2\omega] \cdot Q_0[2\omega] - P_1[2\omega] \cdot Q_1[2\omega]\} \cdot X(\omega - \pi) \tag{4}$$

식(4)에서  $X(\omega)$ 항을 우리가 원하는 신호 성분이고,  $X(\omega - \pi)$ 항은 image 성분이다. 이 image 성분을 제거하려면 합성 과정에서의 필터  $q_0(n)$ 과  $q_1(n)$ 은 다음의 조건을 만족해야 한다.

$$\begin{aligned} q_0(n) &= p_1(n) \\ q_1(n) &= p_0(n) \end{aligned} \quad (5)$$

이상의 2 대역 시스템을 기본으로 그림 3의 tree 구조를 갖는 4 대역 octave band의 SBC를 구성할 수 있다. 한편 부호기는 Jayant가 제시한 APCM 알고리즘을 사용한다. Jayant가 제시한 순간(instantaneous) step-size 적용은 다음과 같다.<sup>[13]</sup>

$$\Delta(n) = \Delta(n-1) \cdot M(L_{n-1}) \quad (6)$$

식(6)에서  $M(\cdot)$ 은 적응 상수로 시간  $(n-1)$  때의 code  $L_{n-1}$ 에 의해 결정된다. 지금부터 실제 DSP를 사용하여 구현한 알고리즘의 주요 부분에 대해 설명한다.

1. Step-Size 적용

Step-size는 식(6)을 사용하여 적용시키는데, 부호기에서는 각 대역 신호를 양자화할 때 필요한 나눗셈이 시간을 많이 소모하기 때문에 이를 피하기 위해 약간의 수정이 필요하다. NEC 7720에서 곱셈은 1 instruction으로 수행되므로 식(7)과 같이 역 step-size  $\Delta^{-1}(n)$ 을 적용시켜 양자화에 사용함으로써 나눗셈을 피할 수 있다.

$$\Delta^{-1}(n) = \Delta^{-1}(n-1) \cdot M^{-1}(L_{n-1}) \quad (7)$$

식(7)에서  $M^{-1}(\cdot)$ 는 적응 상수  $M(\cdot)$ 의 역수이다. 식(7)에서 구한  $\Delta^{-1}(n)$ 을 부호기 입력 신호와 곱함으로 code  $L_n$ 을 구할 수 있어 나눗셈을 피하였다. 복호기에서는 code word를 구하는 과정이 없으므로 식(6)을 사용하여 step-size를 적용시킨다. 부호기와 복호기에서 사용하는 적응 상수  $M$ 과 역 적응 상수  $M^{-1}$ 는 look-up 테이블 방식을 사용하여 구한다.  $M$ 과  $M^{-1}$ 의 값을 NEC 7720의 데이터 ROM에 저장하여 두고,  $L_{n-1}$ 이 구해지면  $M$ 과  $M^{-1}$ 의 시작 번지와  $L_{n-1}$ 을 합하여 이것을  $\Delta(n)$  혹은  $\Delta^{-1}(n)$ 을 적용시키기 위한 적응 상수  $M(L_{n-1})$  혹은  $M^{-1}(L_{n-1})$ 의 값이 저장된 ROM의 주소로 한다. 적응 상수  $M$ 과 역 적응 상수  $M^{-1}$ 는 정수와 소수가 혼합되어 있으므로, 이를 데이터 ROM에 저장할 때는 모두 1보다 작게 한 후, 나중에 보상해주는 방법을 사용하였다.

2. Tree 구조에 대한 설명

그림 2(b)의 모듈들을 구체적으로 표시한 것이 그림 4이다. 대역 분할 모듈의 입력 신호는 교대로 각 polyphase 필터로 입력되며, 짝수 번째 순서에서 2-

point DFT를 행함으로써 decimation된 저대역 신호와 고대역 신호를 출력시킨다. 대역 합성 모듈에서는 두 신호를 역 DFT시킨 후 각각 polyphase 필터로 입력시킨 후 필터 출력을 차례로 재생 신호로 사용한다.

이것을 그림 3의 tree 구조로 적용시키면 시간 지연의 문제가 발생한다. 즉, 대역 분할 모듈 1의 출력중 저대역 신호  $z_1$ 은 대역 분할 모듈 2의 입력이 되며, 고대역 신호  $y_4$ 는 부호화되어 수신측으로 전송된다. 이때, 수신측에서는 대역 합성 모듈 1의 고대역입력  $\hat{y}_4$ 는 입력이 가능하나, 이에 해당하는 저역 신호  $\hat{z}_1$ 가 입력되지 않아  $\hat{y}_4$ 는  $\hat{z}_1$ 가 입력될 때까지 지연되어야 한

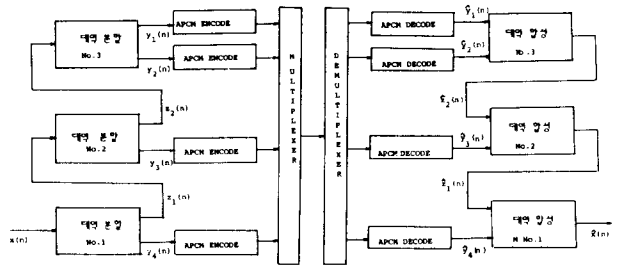


그림 3. Tree 구조의 SBC 시스템 블록선도  
Fig. 3. Block diagram of the SBC system based on the tree structure.

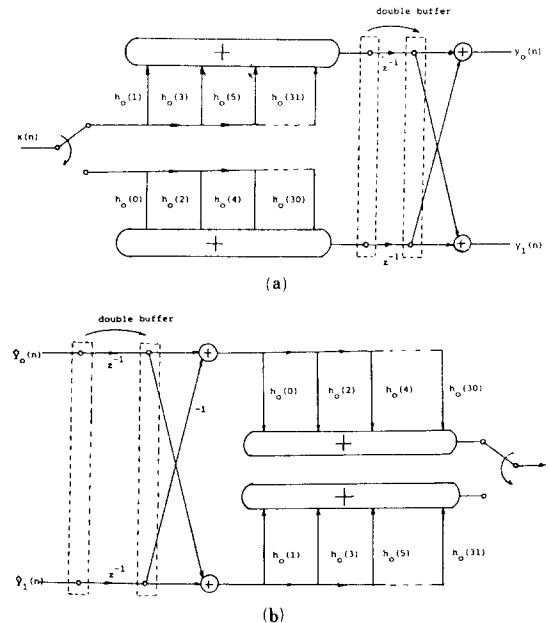


그림 4. Ployphase QMF를 사용한 구조  
(a) 송신부 (b) 수신부  
Fig. 4. Structure using a polyphase QMF.  
(a) transmitter. (b) receiver.

다. 입력 샘플 8개가 입력되면 대역분할 모듈 3에서  $y_1, y_2$ 가 출력되며, 대역 분할 모듈 2에서는  $y_3(1), y_3(2)$ 가, 대역 분할 모듈 1에서는  $y_4(1) \sim y_4(4)$ 가 출력되어 수신측으로 전송된다. 수신측에서는 합성 모듈 3에서  $\hat{y}_1$ 과  $\hat{y}_2$ 으로  $\hat{z}_1(1), \hat{z}_1(2)$ 를 재생시키고, 대역 합성 모듈 2에서는 이것들과  $\hat{y}_3(1), \hat{y}_3(2)$ 를 이용하여  $\hat{z}_1(1) \sim \hat{z}_1(4)$ 를 재생시킨다. 이 신호들과  $\hat{y}_4(1) \sim \hat{y}_4(4)$ 를 이용하여 합성 모듈 1에서 8개의 신호를 차례로 재생시킨다.

따라서, 맨 처음의 입력 신호가 재생되려면 8샘플의 지연이 발생한다. 그리고, 각 음성 신호가 입력될 때마다 각 모듈에서의 작업 내용이 달라지는데, 이는 8개의 샘플을 주기로 반복되어진다.

3. 대역 필터의 설계

대역 필터로 사용되는 QMF 뱅크는 식(2)의 성질이 있으므로, half-band 저역 필터만을 설계한다. 필터의 차수는 NEC 7720의 내부 RAM 크기와 계산 속도를 고려하여 32차의 FIR 필터로 설계하였다. 필터의 설계는 Johnston<sup>[17]</sup>이 제안한 방법을 사용하였다. 본 논문에서 사용한 QMF 필터의 주파수 특성을 그림 6에 도시한다.

4. 대역별 비트 수 할당 및 전송율

SBC는 각 대역 신호의 양자화 시 할당되는 비트 수에 따라 음질의 차이가 발생한다. 따라서, 음성 이해도에 중요하고 에너지가 많이 분포되어 있는 저주파수 대역에 많은 비트 수를 할당한다. 본 논문에서는 대역별 비트 할당을 표 1에 도시한 것 중에서 선택할 수 있도록 하였는데, 이는 제 IV장에서 자세히 설명했다.

대역 4(2,000~4,000Hz)에서 대역폭이 2KHz인데, 샘플링 주파수를 4KHz가 아닌 2KHz로 한 것은 입력 신호가 S3507A codec내에서 200~3,200Hz로 pre-filtering되므로 대역 4의 신호가 갖는 대역폭은 실제로 1KHz 정도에 불과하며, 2,000~4,000Hz 부근의 신

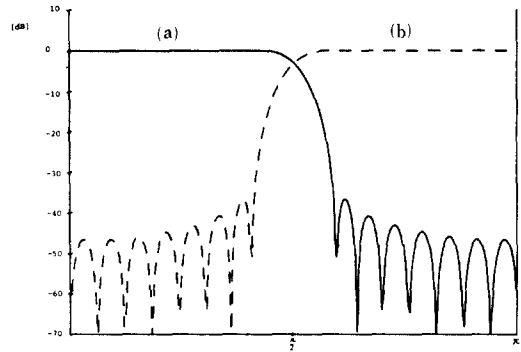


그림 5. QMF 뱅크의 주파수 특성(32차)

(a) 저역필터 (b) 고역필터

Fig. 5. Frequency response of the QMF bank (32).

(a) low pass filter. (b) high pass filter.

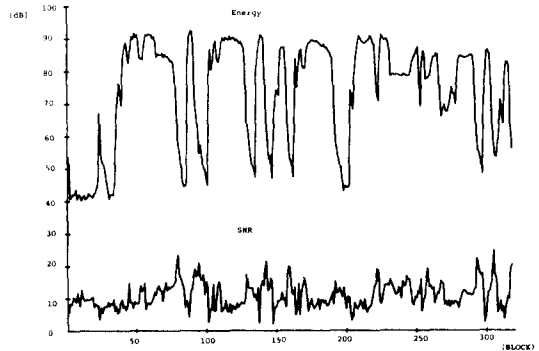


그림 6. 남자음성의 Energy대 SNR( 전송율 : 16kbps)

Fig. 6. Energy VS SNR of a male speech.

(bit rate : 16kbps)

호는 음성 이해도에 크게 중요하지 않으므로 샘플링 주파수를 2KHz로 하였다. 이렇게 함으로써 대역 4에서 할당된 비트 수×2Kbps의 전송율을 줄일 수 있었다.

표 1. 대역별 비트 할당 및 전송율

Table 1. Bit-Assignment for sub-bands and a bit-rate.

	대역주파수 (Hz)	decimation율	1		2		3		4	
			비트수	전송율 (Kbps)	비트수	전송율 (Kbps)	비트수	전송율 (Kbps)	비트수	전송율 (Kbps)
대역 1	0~500	8 : 1	5	5	4	4	3	3	2	2
대역 2	500~1000	8 : 1	3	3	3	3	3	3	2	2
대역 3	1000~2000	4 : 1	2	4	2	4	2	4	2	4
대역 4	2000~4000	4 : 1	2	4	2	4	2	4	2	4
합 계				16		15		14		12

III. 컴퓨터 시뮬레이션 및 검토

컴퓨터 시뮬레이션은 NEC7720이 16비트 고정 숫자점 연산을 하기 때문에 발생하는 절삭 오차(truncation error)에 대한 영향을 조사하기 위해 고정 숫자점 연산(fixed point arithmetic)과 유동 숫자점 연산(floating point arithmetic)을 병행하였다. 필터의 계수와 step-size 적용 상수 등을 NEC7720에서 사용하기 적합한 값 즉, NEC7720의 데이터 ROM이 13비트로 구성되어 있으므로 이에 맞도록 고쳐서 고정 숫자점 연산에서 사용하였다. 이에 대한 값들은 표 1과 2에 도시한다. 그리고, 시뮬레이션을 통해 각 대역 부호기에서 사용한 step-size의 dynamic range는  $20\log_{10}(\Delta_{max}/\Delta_{min})=20\log_{10}(1024)=60.2\text{dB}$ 로 선택하였다. 시뮬레이션에 사용한 음성 데이터는 대역폭이 200~3,200Hz 이고 샘플링 주파수가 8KHz인 PCM codec으로 부티 구한 약 10초간의 남자 음성과 여자 음성이다. 컴퓨터 시뮬레이션은 PDP 11/44로 실시하였다. 알고리즘의 성능은 주관적인 청각조사와 단시간(short-time) SNR 그리고 LPC 거리척도(LPC distance measure)<sup>11)</sup> 등을 통해 조사 되었다. 대역별 비트 할당은 주로 표1의 첫번째 경우(5, 3, 2, 2 비트)를 사용하였다.

청각 조사에서 원음과 약간의 차이가 있었으나, 16 Kbps CVSD 보다는 음질이 향상된 것으로 확인되었다. 그림 6과 7은 남자 음성과 여자 음성의 에너지대 단시간 SNR을 그린 것으로 1 블록은 128샘플이다. 그림 6과 7에서 에너지가 낮은 무성음 부분의 단시간 SNR이 낮은 이유는 무성음부분은 고주파수 대역에 에너지가 상대적으로 많이 분포되어 있는데 비해 이 부분에 할당된 비트 수가 작기 때문이다. 그림 8에는 원음과 필터링만 한 SBC 음성과 APCM 부호화를 한 SBC 음성의 파형을 도시한다. 그림8에서 보듯

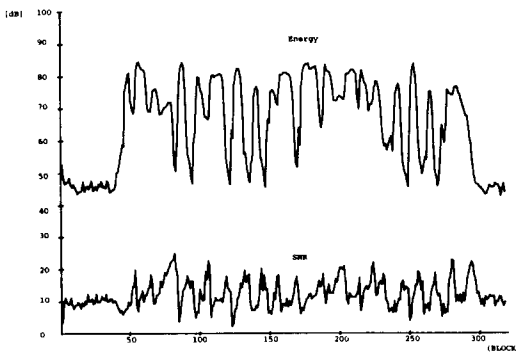


그림 7. 여자음성의 Energy대 SNR (전송율 : 16kbps)  
Fig. 7. Energy VS SNR of a female speech. (bit rate : 16kbps)

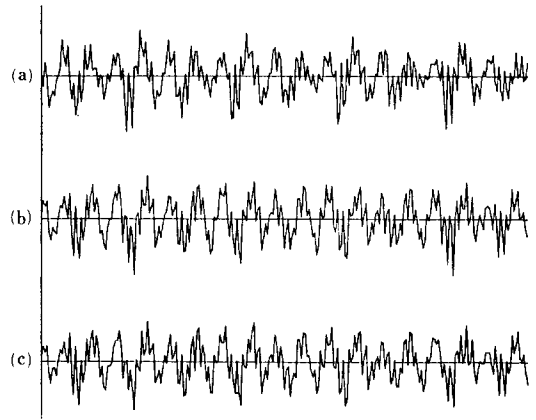


그림 8. 원래의 음성신호와 처리된 음성파형  
(a) 원 음 (b) 부호기가 없는 경우  
(c) 부호기 포함(전송율 : 16Kbps)  
Fig. 8. Waveform of the original and processed speech waveform.  
(a) original. (b) filtered speech W/O coder. (c) SBC processed speech(bit rate : 16Kbps).

이 필터링 과정에서 파형이 약간 변형되었으나 APCM 부호화 과정에서는 거의 차이가 나지 않음을 보이고 있다. 이것은 SBC에서 필터의 특성이 음질에 보다 많은 영향을 미치고 있음을 의미한다. 최근에 SNR과 더불어 음성 부호기 알고리즘의 성능을 조사하는데 Itakura가 제안한 LPC 거리 척도를 많이 사용하고 있다.<sup>11)</sup> 그림 9에 남자 음성과 여자 음성에 대한 블록별 LPC 거리를 도시한다. LPC 거리 척도도 역시 단시간 SNR처럼 무성음 부분에서 좋지 않은 것을 알 수 있다. 표 2에는 고정 숫자점 연산과 유동숫자점 연산으로 구한 평균 SNR을, 표 3(a)에서는 원음에 대한 평균 LPC 거리 척도, 표 3(b)에서는 필터링만 한 음성에 대한 평균 LPC 거리 척도를 보였다. 표 2, 3에서 보듯이 16bit 고정숫자점 연산으로 인한 절삭오차의 영향은 거의 없는 것으로 나타났으며, 실제 청각 조사를 통해서도 음질의 차이를 거의 느끼지 못하였다.

IV. 하드웨어의 설계

SBC codec을 하드웨어로 구현할 때 고려할 사항은 소형이고 시스템에 유연성(flexibility)이 있으며, 비싼 하드웨어 승산기의 사용을 피하는 것이다.

그림10에 SBC codec의 블록 선도가 주어져 있는데, 아나로그 필터와 codec부, NEC7720부, 콘트롤부, 그리고 클럭 발생부의 4 부분으로 되어 있다.

아나로그 필터와 PCM codec부는 음성 신호로부터

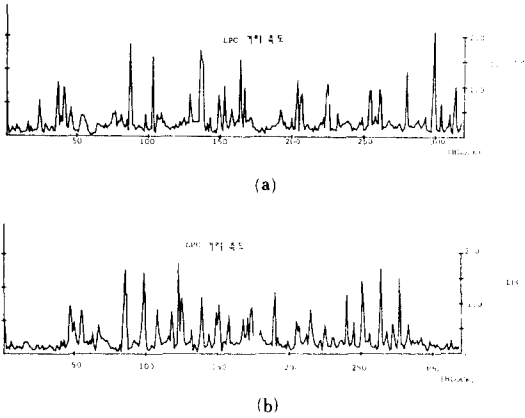


그림 9. LPC 거리 척도(전송율: 16Kbps)

- (a) 남자음성
- (b) 여자음성

Fig. 9. LPC distance measurement

- (bit rate: 16Kbps).
- (a) male speech.
- (b) female speech.

	평균 LPC 거리 척도	
	유동숫자점 연산	고정숫자점 연산
남자음성	$3.49 \times 10^{-2}$	$3.68 \times 10^{-2}$
여자음성	$3.41 \times 10^{-2}$	$3.93 \times 10^{-2}$

(b)

표 2. 유동 숫자점 연산과 고정숫자점 연산의 평균 SNR 비교

Table 2. SNR comparison between a floating-point and a fixed-point arithmetic.

	평균 SNR [dB]	
	유동숫자점 연산	고정숫자점 연산
남자음성	11.93	11.61
여자음성	12.18	11.73

표 3. 평균 LPC거리 척도(기준: 원음)

- (a) SBC 처리된 음성과의 비교
- (b) 부호기를 사용하지 않고 필터링만 한 음성과의 비교

Table 3. Average LPC distance measurement (ref: original).

- (a) Comparison with the SBC processed speech.
- (b) Comparison with the filtered speech without encoder/decoder.

	평균 LPC 거리 척도		
	부호기가 없는 경우	유동숫자점 연산 (부호기 포함)	고정숫자점 연산 (부호기 포함)
남자음성	0.358	0.365	0.360
여자음성	0.410	0.424	0.402

(a)

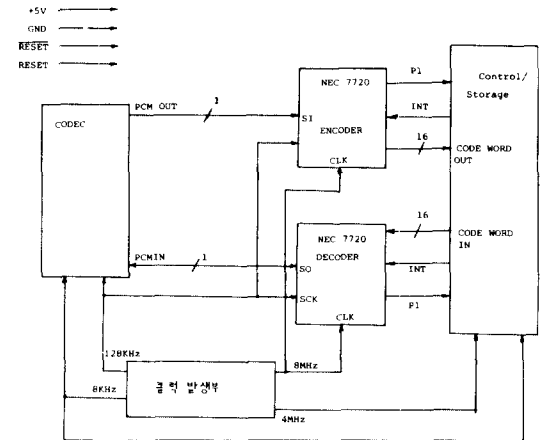


그림 10. SBC codec의 블록 선도

Fig. 10. Block diagram of the SBC codec.

$\mu$ -law PCM 데이터를 발생시키고, 또  $\mu$ -law PCM 데이터로부터 음성 신호를 재생하는 부분으로 S3507 A codec으로 구성되어 있다. S3507A의 내부에는 200~3,400Hz의 대역 필터와 증폭기가 있다. 음성 신호의 샘플링 주파수는 8KHz이고 PCM 데이터는 128KHz의 shift 클럭과 8KHz 클럭을 이용하여 NEC7720의 serial port를 통해 입출력된다. NEC7720의 parallel port를 이용하지 않고 S3507A의 serial 입출력 기능과 NEC 7720의 serial 입출력부를 직접 연결함으로써 부수적인 하드웨어가 필요없어 전체 시스템이 간단해진다.

NEC7720부의 부호기에서는 codec으로부터 입력된  $\mu$ -law PCM 데이터를 선형 PCM 데이터로 변환시켜 대역 분할 및 부호화를 수행하고, 복호기에서는 대역 합성 및 선형 PCM 데이터를  $\mu$ -law PCM 데이터로 변환시켜 codec으로 출력시킨다.

컨트롤부에서는 NEC7720에서 각 샘플마다 처리 시간이 불일치하므로 INT신호를 이용하여 8KHz로 동기 시키며, code word의 입출력을 매 1KHz마다 16비트씩 이루어지도록 부호기와 복호기를 동기시킨다. 그리고, 대역별 비트 수 할당을 외부에서 선택할 수 있게 하였다. 표 3에 표시된 4 가지 경우를 외부 스위치를 통해서 지정하면 컨트롤부에서 이것을 NEC 7720으로 입력시켜 부호기와 복호기에서 해석을 하여 각 대역별

로 비트 수를 할당한다. 이렇게 함으로써 표 1에 표시된 바와 같이 쉽게 전송율을 변경할 수 있다.

하아드웨어의 실시간 동작은 2 가지 방법으로 조사하였다. 부호기의 출력을 메모리에 저장하였다가 복호기로 입력하여 음성 신호를 재생하는 방법과 부호기의 출력을 직접 복호기로 입력하여 음성 신호를 재생하는 방법이다. 첫 번째 방법은 Intel 8255 PPI와 64Kbyte 메모리를 갖는 Z-80 마이크로컴퓨터를 사용하여 실시하였다. 부호기에서 매 1KHz마다 parallel port를 통해 16비트씩 출력되는 것을 NEC7720의  $p_1$ 신호를 이용하여 Intel 8255 PPI를 통해 Z-80 마이크로컴퓨터의 메모리에 저장한다. 복호기에서는 이 저장된 데이터를 NEC7720의  $p_1$ 신호를 이용하여 Intel 8255 PPI를 통해 NEC 7720의 parallel port를 통해 16비트씩 1KHz 마다 입력시켜 음성 신호를 재생하여 수화기를 통해 확인하였다.

두 번째 방법은 부호기의 출력을 NEC7720의 serial 출력부를 통해 전송하면 복호기의 serial 입력부에서 이를 받아 음성 신호를 재생하였다.

실제 구성된 하아드웨어는 S3507A codec 1개, 부호기와 복호기의 NEC 7720 1개씩, 클럭 발생용 TTL 6개 등 전체 9개의 chip을 사용하여 full-duplex로 구성되었으며 실물 사진을 그림 11에 도시하였다.

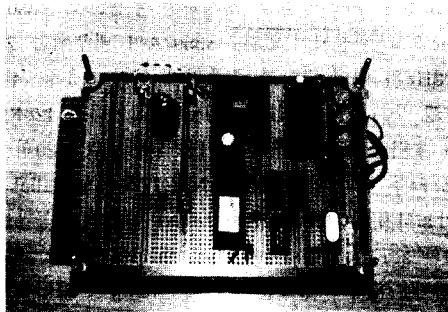


그림 11. SBC codec의 실물사진  
Fig. 11. Photograph of the SBC codec.

V. 소프트웨어의 개발

NEC 7720 프로그램은 cross-assembler와 비실시간(non-real time) 시뮬레이터를 사용하여 개발되었다. 완성된 프로그램은 real-time emulator인 EVAKIT - 7720<sup>11)</sup>으로 IV장에서 구성한 하아드웨어의 실시간 동작을 확인하였다.

그림 12와 13에 부호기와 복호기 알고리즘의 흐름도를 각각 도시한다. 알고리즘 흐름도에서 중요한 부분

에 대해 설명하고자 한다. 먼저, 초기치 설정 부분에서는 대역별 비트 할당에 대한 code를 해석하여 각 대

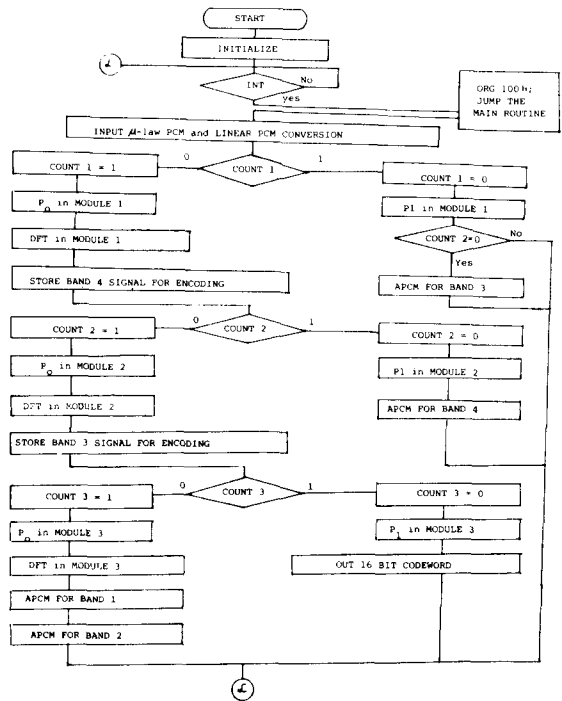


그림 12. 부호기 알고리즘의 흐름도  
Fig. 12. Flow chart of the encoder algorithm.

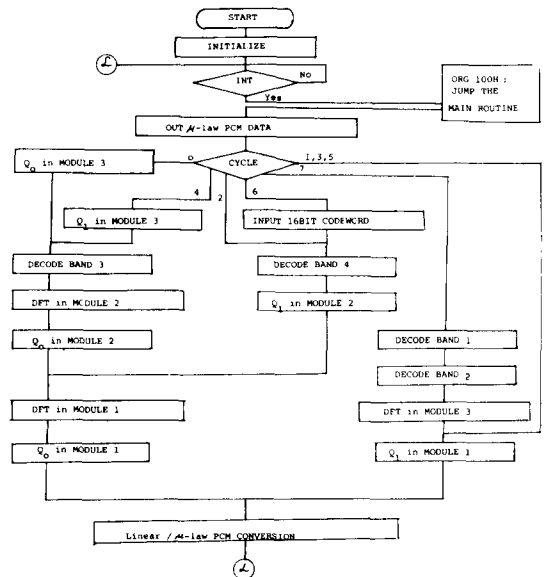


그림 13. 복호기 알고리즘의 흐름도  
Fig. 13. Flow chart of the decoder algorithm.



역별로 비트를 할당한다. Interrupt를 기다리는 부분은 시스템을 8KHz로 동기시키는 부분으로 NEC 7720의 INT 핀에 interrupt 신호가 입력되면 프로그램은 100H 번지에서 restart한다.  $\mu$ -law/linear PCM 상호 변환부는 CCITT 권고안에 따라 look-up테이블 방식을 이용하였다.<sup>15)</sup> 부호기 알고리즘에서 count 1, 2, 3은 8개의 cycle을 구분하기 위해 3개의 비트를 나타내며, 복호기에서는 8개의 cycle을 프로그램 초기에서 구분하여 해당번지로 점프하여 프로그램을 수행하였다. 부호기와 복호기의 모든 cycle은 125 $\mu$ sec(500instruction cycle) 내에서 처리되어야 한다. 그러나, 부호기의 cycle 0와 4는 대역 분할 필터링을 3번 해야하고, 4대역 전부에서 APCM 부호화를 하여야 하므로 125 $\mu$ sec를 초과한다. 따라서, 대역 3의 APCM 부호화는 cycle 1과 5로, 대역 4의 APCM 부호화는 cycle 2와 6에서 수행하도록 함으로써 전체 cycle을 125 $\mu$ sec이내에서 처리되도록 하였다. 복호기에서도 cycle 0일때 3번의 대역 합성 필터링과 3번의 APCM 복호화를 하여야 하므로 125 $\mu$ sec를 초과한다. 따라서 대역 1과 2의 APCM 복호화를 cycle 7에서 미리 수행함으로써 cycle 0을 125 $\mu$ sec 내에서 처리할 수 있었다.

표 4에 부호기와 복호기 알고리즘을 수행하는데 사용한 instruction ROM의 부분별 사용 갯수를 보여주고 있다. Instruction ROM은 전체 512개의 word로 되어 있는데, 부호기에서는 381 word, 복호기에서는 411 word를 사용하고 있다. 표 5에는 부호기와 복호기에서 cycle 별로 소요한 시간을 도시하는데, 각 cycle이 모두 125 $\mu$ sec 내에서 처리됨을 알 수 있다. 표 6에는 데이터 ROM의 사용 내용을 보여주는데, 부호기에서 복호기보다  $\mu$ -law/선형 PCM 변환 테이블 만큼 더 사용하게 된다.

내부 RAM은 필터의 tap들에 대한 값, 각 대역 step-size, cycle 선택, code word의 임시 저장, 기타 계산에 필요한 상수들과 중간 계산 값을 저장하는데 사용된다. 부호기와 복호기에서 RAM 전체를 사용하는데, 전체 128 word 중에서 96 word(75%)를 필터의 tap들에 대한 값들을 저장하는데 사용한다.

**VI. 結 論**

본 논문에서는 디지털 음성 코우딩 방식 중에서 16 Kbps에서 양호한 음질을 유지하는 SBC codec을 NEC 7720을 이용하여 full-duplex로 실시간 구현을 하였다. 외부에서 각 대역의 할당 비트 수를 선택할 수 있게 함으로써, 필요에 따라 전송율과 비트 수를 쉽게 변경할 수 있도록 하였다. 대역 필터로 QMF 뱅크를 사용

**표 4. Instruction ROM 사용표**

**Table 4. Description of the instruction ROM.**

	부 호 기	복 호 기
초기치 설정	56	76
$\mu$ -law/선형 PCM 변환	18	-
선형/ $\mu$ -law PCM 변환	-	56
양 자 화	80	-
역 양자화	-	136
CYCLE 선택	22	27
스텝 사이즈 적응	99	22
입 출 력	40	13
필 터 링	12	12
대역 분할	54	-
대역 합성	-	75
합 계	381 word (74.4%)	411 word (80.2%)

**표 5. Cycle별 시간사용표**

**Table 5. A table for required time of each cycle.**  
단위 :  $\mu$ s

	0	1	2	3	4	5	6	7
부호기	97.5	38	61.5	27.25	71.75	38	61.5	27.25
복호기	106.75	48	58.25	47.5	107.5	47.25	58.25	71.75

**표 6. 데이터 ROM 사용표**

**Table 6. Description of the data ROM.**

A) 부호기

수 소(HEX)	내 용
002~081	$\mu$ -law/선형 PCM 변환 테이블
090~0CF	스텝사이즈 적응 상수
0D0~0EF	필터 계수

B) 복호기

수 소(HEX)	내 용
010~04F	스텝사이즈 적응 상수
050~06F	필터 계수
100~107	2의 누승( $2^i - 2^*$ ) <sup>*</sup>

\* : 선형 PCM/ $\mu$ -law PCM 변환 과정에서 이용

하였고, 이것을 polyphase 필터 구조로 변환하여 계산량을 줄였으며, 2 대역 시스템을 기초로 tree 구조로 확장하여 4 대역 octave band sub-band coder를 구현하였다. Tree 구조로 인한 시간 지연의 분해는 8샘플을 한 단위로 하여 해결할 수 있었으며, 한 단위를 8개의 cycle로 구분하여 소요시간이 125 $\mu$ sec를 초과하는 경우에는 이 cycle의 작업 내용 일부를 시간이 적

게 소요되는 cycle에서 처리함으로써 전 cycle을  $125\mu$  sec 내에서 수행하였다. 16비트 고정 숫자점 연산으로 인한 절삭 오차에 대한 영향을 청각조사, SNR 그리고 LPC 거리 척도 등을 통해 조사하였는데 16-bit 고정 숫자점 연산은 유동숫자점 연산과 정확도에 있어 거의 차이가 없었다. 실제 제작된 SBC codec의 음질은 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 얻은 음질과 청각조사를 통해 차이를 느끼지 못하였다.

현재 각 대역별로 비트 수가 고정되어 있으나, 입력 신호의 시간적 변화에 따른 dynamic bit 할당 알고리즘을 채택함으로써 음질개선이 기대되며 또한 본 SBC codec은 앞으로 예상되는 디지털 무전기에의 응용도 아울러 기대된다.

#### 參 考 文 獻

- [1] L.R. Rabiner and R.W. Schafer, *Digital Processing of Speech Signals*, Englewood Cliffs, Prentice-Hall, 1978.
- [2] S. Asakawa and et.al., "A voice scrambler for mobile communication," *IEEE Trans. on VT*, VT-29, no. 1, pp. 81-87, Feb. 1980.
- [3] P.B. Gieselar and F.B. O'neal, Jr., *Speech Bandwidth Reduction*. Federal Communication Commission OPP Working Paper Series, Nov. 1979.
- [4] W.C. Jakes, Ed., *Microwave Mobile Communication*, New York, Wiley, 1974.
- [5] R. Steel, *Delta Modulation*, London, Engleland, Pentech, 1975.
- [6] J.L. Flanagan et. al., "Speech coding," *IEEE Trans. on Communications*, vol. COM-27, no. 4, pp. 710-737, Apr. 1979.
- [7] R.E. Crochiere et. al., "Digital coding of speech in sub-bands," *B.S.T.J.*, vol. 55, no. 7, pp. 1069-1085, Oct. 1976.
- [8] R.E. Crochiere, "On the design of sub-band coder for low-bit-rate speech communications," *B.S.T.J.*, vol. 56, pp. 747-770, May-June, 1977.
- [9] A Crosier, S. Esteban, and G. Galand, *Perfect Channel Splitting by use of Interpolation/decimation/tree decomposition techniques*. presented at the 1976 Int. Conf. Inform. Sci. Syst., Patras, Greece, 1976.
- [10] H.G. Bellanger, G. Bonnerst, and M. Coudreuse, "Digital filtering by polyphase network: application to sample rate alteration and filter banks," *IEEE Trans. on ASSP*, vol. ASSP-24, pp. 109-114, Apr. 1976.
- [11] R. E. Crochiere, "Sub-band coding," *B.S.T. J.*, vol. 60, pp. 1633-1653, Sep. 1981.
- [12] T.P. Barnwell, III, "Subband coder design incorporating recursive quadrature filters and optimum ADPCM coders," *IEEE Trans. on ASSP*, vol. ASSP-30, no. 5, pp. 751-765, Oct., 1982.
- [13] N.S. Jayant, "Digital coding of speech waveforms: PCM, DPCM, and DM quantizers," *Proc. IEEE*, vol. 62, pp. 611-632, May 1974.
- [14] F. Itakura, "Minimum prediction residual principle applied to speech recognition," *IEEE Trans. on ASSP*, vol. ASSP-23, pp. 67-72, Feb. 1975.
- [15] K.S. Lee, "Real-time implementation of a multi-channel ADPCM Codec," M.S. thesis, Dept. of Control & Instru. Eng., Seoul National Univ., Feb. 1985.
- [16] CCITT Yellow Book, *Volume III-Facsimile 111.3-Digital Networks-Transmission System and Multiplexing Equipment*, Geneva, Nov. 1980.
- [17] J.D. Johnston, "A filter family designed for use in quadrature mirror filter banks," *Proc. IEEE Int. Conf. ASSP*, pp. 291-294, Apr. 1980.
- [18] NEC Microcomputer,  $\mu$ PD 7720 Signal Processing Interface (SPI) User's Manual.
- [19] NEC Microcomputer, EVAKIT-7720 Operational Manual.