

論 文

# 디지털 이동 통신용 RPE-LTP 음성 부호화기의 실시간 H/W 구현

正會員 金 善 榮\* 正會員 金 在 功\*\*

## Real-Time H/W Implementation of RPE-LTP Speech Coder for Digital Mobile Communications

Sun Young KIM\*, Jae Kong KIM\*\* *Regular Members*

**要 約** 디지털 이동 통신 시스템 검토에 있어서 고품질 저전송 속도의 음성 부호화기 연구는 가용 주파수 대역의 제한을 극복하여 통신 서비스를 증대시키기 위한 필수 사항의 하나이다.

본 논문에서는 디지털 이동 통신용 13 kbps RPE-LTP 음성 부호화기의 구현에 관하여 다루었다. 하나의 DSP 칩을 이용하여 양방향 통신방식으로 실시간 구현(DSP 로딩율 약 75%)이 가능함을 나타냈으며, 또한 H/W 구현을 위한 고정 소수점 시플레이션 및 채널코딩과의 연계에 고려할 각 전송 파라미터의 비트 중요도 분석 결과를 제시하였다.

**ABSTRACT** In the discussion of digital mobile communication systems, the speech coder based on the high quality low bit rate is an essential part of topics to overcome the limited availability of radio spectrum, which will enhance the communication services.

In this paper we present the implementation and performance evaluation of 13 kbps RPE-LTP speech coder. An implementation of a real time full duplex coder with 75% of DSP loading rate using a single DSP chip has been shown, and also the fixed point simulations for H/W implementation has been performed. Finally, analysis result for relative bit importance of each transmitting parameter has been shown for channel coding.

### I. 서 론

현대와 같은 정보화 사회에서 신속 정확한 정보의 상호 교환은 통신의 필수 사항이며 이같은 목적을 위한 방법의 하나인 디지털 이동통신

시스템의 중요성의 강조는 좋은 본보기의 하나라 하겠다. 이같은 차원에서 세계 각국은 디지털 이동통신 시스템의 개발에 박차를 가하고 있으며 이들의 공통 목표점은 제한된 대역폭안에 많은 가입자를 수용하기 위한 선수조건인 하나로 음질 저하없이 가능한한 전송 속도가 낮은 음성의 부호화이다. 디지털 이동통신을 위한 지금까지의 음성부호화의 주 관심은 음질, 주파수 효율, 실시

\*韓國電子通信研究所 移動通信 研究室  
Electronics And Telecommunications Research Institute  
\*\*東國大學校 電子工學科  
Dept. of Electronics Engineering Dongguk University  
論文番號 : 91 - 8 (接受1990. 12. 5)

표 1. 제안된 디지털 이동통신용 음성 부호화기

	Type	Source Bit Rate	Gross Bit Rate
Ericsson Sweden	RPE-LTP CELP	13.0 kbps 8.7 kbps	19.5 kbps 13.0 kbps
AT & T U.S.A	SBC CELP	12.0 kbps 8.0 kbps	16.0 kbps 16.0 kbps
Motorola U.S.A.	CELP	6.6 kbps	9.0 kbps
NEC Japan	MPE-LPC	8.0 kbps	9.7 kbps
NTT Japan	TC-WVQ	6.7 kbps	8.0 kbps
Northern Telecom Canada	MPE-LPC	16.0 kbps 8.0 kbps	
CEPT / GSM Pan Europe	RPE-LTP	13.0 kbps	22.8 kbps
*British Telecom U.K.	MPE-LTP	9.6 kbps	
CTIA U.S.A.	VSELP	8 kbps	16 kbps
RCR Japan	VSELP	6.7 kbps	11.2 kbps

\*항공기 공중전화

간 처리, 채널에 대한 강인성 등이며 전송속도는 8 16kbps이다<sup>13)</sup>. 표 1은 디지털 이동 통신용 음성 부호화기의 제안이며 이들은 유럽의 RPE-LTP (Regular Pulse Excited Long Term Prediction), 북미의 VSELP(Vector Sum Excited Linear Prediction), 일본의 VSELP 및 TC-WVQ(Transform Coded Weighted Vector Quantization)로 대별할 수가 있다<sup>14)</sup>.

이같은 환경하에서 필자는 DSBC(Dynamic bit allocation Sub-Band Coding) 방식에 의거, 디지털 이동통신용 음성 부호화기의 실현 가능성을 검토한 바 있다<sup>15)</sup>. 본 논문에서는 동일한 목적으로 RPE-LTP 음성 부호화기의 구현 가능성을

검토하고자 한다. II 장에서는 먼저 기본 이론인 분석/합성 부호화 방식을, 그리고 III 장에서는 RPE-LTP 음성 부호화기의 구성을 간단히 살펴 본다. IV 장에서는 II 장, III 장의 이론에 기초하여 고정 소수점 시뮬레이션 및 H/W 구성을, 그리고 V 장에서는 수행량의 비교 및 검토, 그리고 채널 코딩과의 연계를 고려한 각 파라미터의 비트 중요도를 해석하였다. 끝으로 결론을 VI 장에서 언급하였다.

## II. 분석/합성 부호화

RPE-LTP 음성 부호화기의 구성에 앞서 음성

의 분석/합성 부호화의 원리를 간단히 요약한다.

디지털 음성 부호화 방식은 (i) 원음의 파형을 가능한한 그대로 재생시키는 파형 부호화, (ii) 음성 생성 모델을 이용한 파원 부호화, 그리고 이 둘의 장점을 합친 (iii) 복합 부호화 방식으로 분류된다. 복합 부호화 방식의 원리는 송신측에서 원음의 인접 샘플간의 상관관계를 제거한 후(ST : Short Term 분석), 다시 피치간의 상관관계를 제거한 (LT : Long Term 분석) 잔여신호를 부호화하고 전송하여 수신측에서 역으로 원신호를 합성하는 방법이다. 잔여 신호의 부호화 방법에서 RELP(Residual Excited Linear Prediction) 방법은 전송속도 10 kbps 이하에서 양자화 오차가 크기 때문에 재생 음질이 크게 저하되므로<sup>(2)</sup> 분석/합성 (Analysis by Synthesis) 부호화 기법에 의해 잔여 신호를 다른 형태로 부호화하는 방법이 이용되고 있다<sup>(2)</sup>. 그림 1은 분석/합성 부호화 기법을 나타내고 부호화기의 계수는 입력 신호와 합성 신호와의 차가 최소가 되도록 구해진다. 분석/합성 부호화는 잔여신호의 부호화방법에 따라 MPE-LPC (MultiPulse Excited Linear Predictive Coding), RPE-LTP, CELP 등으로 분류된다. MPE-LPC는 잔여 신호를 크기가 다르고 간격이 비균등한 펄스열로 대체하여 부호화하는 방법이고 RPE

-LTP는 잔여 신호를 균등 간격의 펄스열로 대체하는 점만 다르다. CELP는 잔여 신호의 부호화를 위해 코드북(Codebook)을 구성하여 잔여 신호와 가장 유사한 코드워드 (Codeword)의 인덱스(Index)로써 잔여 신호를 대체하는 방법이다.

### III. RPE-LTP 음성 부호화기

IV장의 H/W 구성에 응용하기 위해 RPE-LTP 음성 부호화를 간단히 요약한다. 그림 2는 ST 및 LT 과정에 앞절의 분석/합성 절차가 첨가된 RPE LTP의 블록도이다. 이들 각 부분의 기능은 다음과 같다.

#### 1. 음성 부호화 및 복호

입력의 부호화는 그림 2 a와 같이 5단계로 이루어진다. 전처리 과정에서는 입력의 직류분이 다음의 Notch 필터로 제거되며

$$s_{of}(n) = s_o(n) - s_o(n-1) - 0.999 s_{of}(n-1) \quad (1)$$

고주파 성분은 다음의 프리엠퍼시스 (Preemphasis) 필터로 강조된다.

$$s(n) = s_{of}(n) - 0.86 s_{of}(n-1) \quad (2)$$

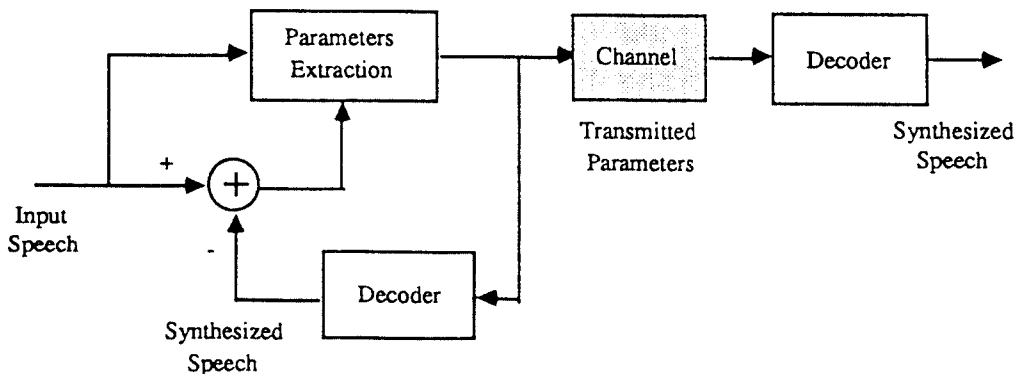
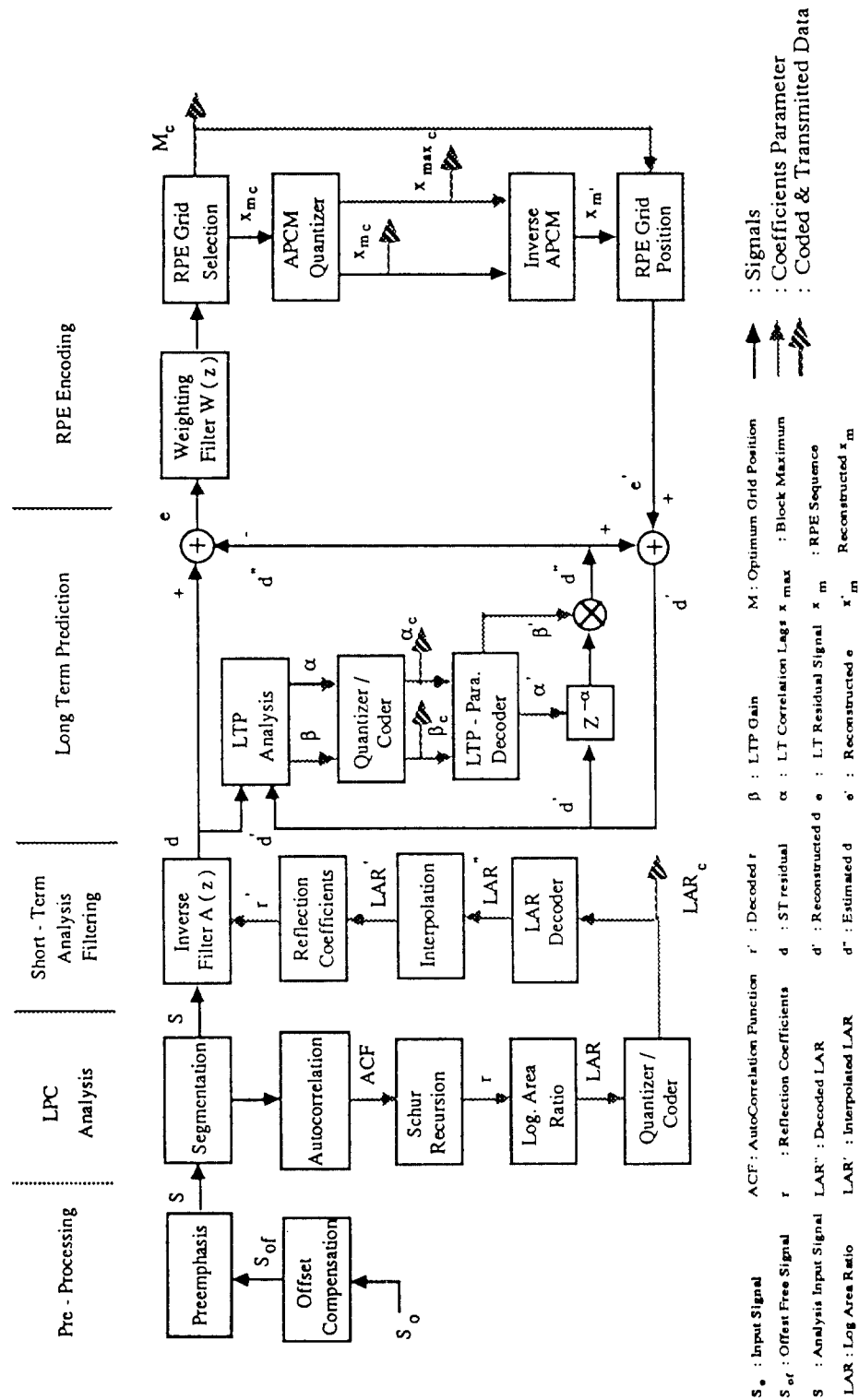
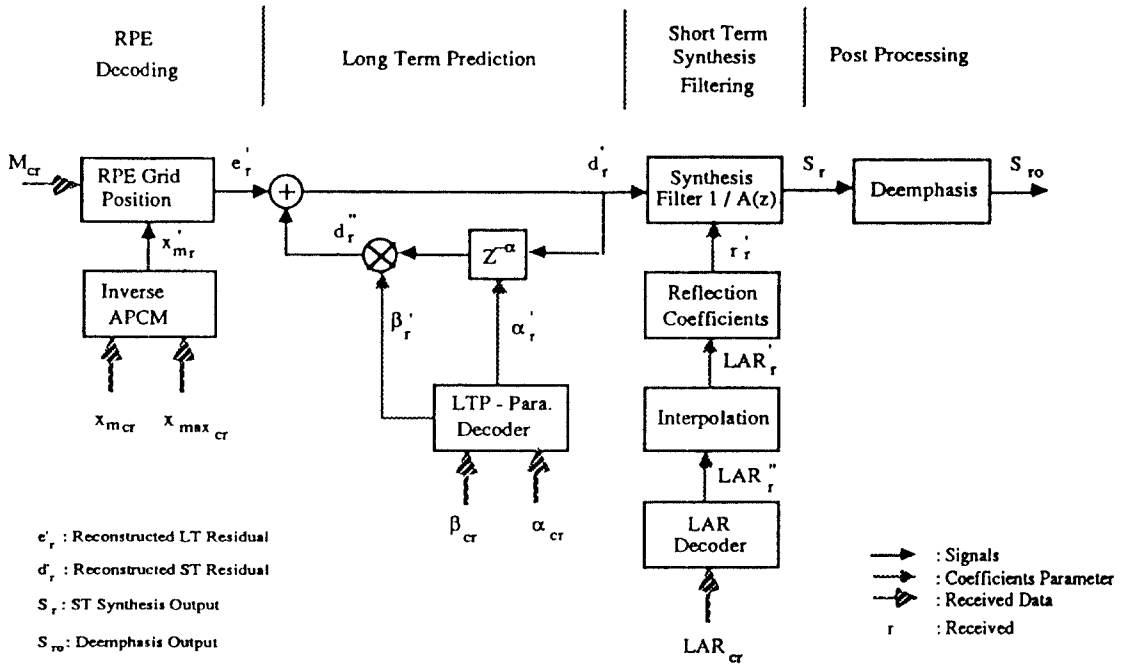


그림 1. 분석/합성 부호화 방식의 원리  
Fig. 1. Principle of Analysis by Synthesis Coding Method



(a) RPE-LTP Encoder



(b) RPE-LTP Decoder

그림 2. RPE-LTP 음성 부호화기  
 Fig. 2. RPE-LTP Speech Coder

(1)~(2)식에서  $s_{of}(n)$ 는 Offset Free 신호이고  $s_{o}(n)$ 는 입력이다. 프리엠퍼시스된 출력  $s(n)$ 는 ST 분석 필터링에 의해 다음과 같이 잔여 신호를 출력한다.

$$d(n) = s(n) - \hat{s}(n) = s(n) - \sum_{k=1}^p a_k s(n-k) \quad (3)$$

여기서  $a_k$ 는 예측기 계수이며  $p$ 는 차수이다.

계수  $a_k$ 는 (3)식의 최소화 조건에서 다음과 같이 나타난다.

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ a^2 \\ \vdots \\ a_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_0 & R_1 & R_2 & \cdots & R_{p-1} \\ R_1 & R_0 & R_1 & \cdots & R_{p-2} \\ \vdots & & & \ddots & \vdots \\ R_{p-1} & R_{p-2} & R_{p-3} & \cdots & R_0 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} R_1 \\ R_2 \\ \vdots \\ R_p \end{bmatrix} \quad (4)$$

여기서  $R_p = E[s(n)s(n-p)]$ 는 자기상관 함수이다.

그러나 음성의 특성은 서서히 변화하므로 계수를 10~20ms 마다 다시 구해 전송해야 한다. 예측계수는 PARCOR (PARTIAL CORrelation) 계수로의 부호화를 위해 Schur-Recursion 알고리즘<sup>(5,8)</sup>을 이용 자기상관 함수를 구하기로 한다.

계수 양자화 오차를 줄이기 위한 방법의 하나로 PARCOR 계수를 LAR(Log Area Ratio) 변환한다. 이 때 대수 계산이 H/W 구성에 적합하도록 LAR(i)를 6등분 선형 근사화하면<sup>(6)</sup> 다음과 같이 나타난다.

$$LAR(i) = \begin{cases} r(i) & |r(i)| < 0.675 \\ \text{sign}(r(i)) [2|r(i)| - 0.675], & 0.675 < |r(i)| < 0.95 \\ \text{sign}(r(i)) [8|r(i)| - 6.375], & 0.95 < |r(i)| < 1.0 \end{cases} \quad (5)$$

(5) 식을 역변환하면 r(i)는

$$r(i) = \begin{cases} \text{LAR}(i) & |\text{LAR}(i)| < 0.675 \\ \text{sign}[\text{LAR}(i)] * [0.5 * |\text{LAR}(i)| + 0.3375] & 0.675 \leq |\text{LAR}(i)| < 1.225 \\ \text{sign}[\text{LAR}(i)] * [0.125 * |\text{LAR}(i)| + 0.796875] & 1.225 \leq |\text{LAR}(i)| < 1.625 \end{cases} \quad (6)$$

따라서 LAR(i)의 양자화에 단일 양자화기의 이용이 가능해진다<sup>(7)</sup> 프레임 강계 부근에서 LAR(i)의 갑작스런 변화로 인한 일시적 과도상태를 방지하기 위해 LAR(i)를 선형 보간하고 있다.

이상과 같이 ST 필터링된 d(n)은 다시 다음과 같이 LT 필터링 된다.

$$LTP(z) = 1 - \beta z^{-\alpha} \quad (7)$$

여기서 β는 LTP 이득, α는 입력의 위치이다. (7)식의 실현은 그림 3과 같은 백색잡음과 유사한 e(n)이 출력된다.

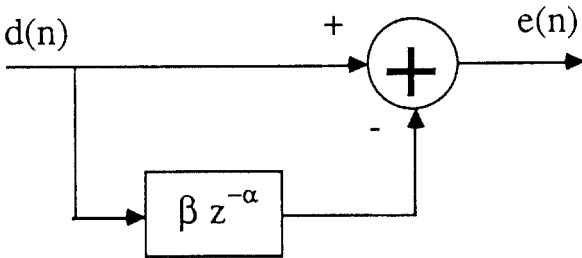


그림 3. 개루프에 의한 위치예측 방법  
Fig. 3. Pitch Prediction Method by Open Loop Structure

여기서 β 및 α는 다음의 최소화로 설정된다.

$$E_{\alpha} = \sum_{n=0}^{N-1} e^2(n)$$

$$= \sum_{n=0}^{N-1} (\alpha(n) - \beta \alpha(n-\alpha))^2 \quad (8)$$

여기서 d(n)은 4개의 부프레임으로 나누어 처리된다.  $dE_{\alpha} / d\beta = 0$ 인 조건에서 (8)식의 β는

$$\beta = \frac{\left[ \sum_{n=0}^{N-1} \alpha(n) \alpha(n-\alpha) \right]^2}{\sum_{n=0}^{N-1} [\alpha(n-\alpha)]^2} \quad (9)$$

(9)식을 (8)식에 대입하면 E<sub>α</sub>의 최소값 E<sub>αmin</sub>은 다음과 같이 결정할 수 있다.

$$E_{\alpha \min} = \sum_{n=0}^{N-1} d^2(n) - \frac{\left[ \sum_{n=0}^{N-1} d(n)d(n-\alpha) \right]^2}{\sum_{n=0}^{N-1} [d(n-\alpha)]^2} \quad (10)$$

(10)식의 최소는 두제항이 최대일 때이고 이는 d(n)과 d(n-α) 사이의 정규화 상관관계가 최대임을 의미한다. 부록 [1]에 의거 α를 7비트, β<sub>j</sub>(j=0, ..., 3)를 2비트 부호화 및 복호화하면

$$\begin{aligned} \beta_j &\leq DLB(i) & \beta_{cj} &= 0 \quad i=0 \\ DLB(i-1) &< \beta_j \leq DLB(i) & \beta_{cj} &= i, \quad i=1,2 \\ DLB(i-1) &< \beta_j & \beta_{cj} &= 3, \quad i=3 \end{aligned} \quad (11)$$

여기서 DLB(i), (i=0, ..., 2)는 양자화기 레벨이고 β<sub>cj</sub>는 β<sub>j</sub>의 양자화 값이며, QLB(i)는 DLB(i)의 역 양자화 레벨 값으로 표 2와 같다.

결론으로 최적 구동 방식열을 선택 전송하기 위해 e(n)을 웨이팅하면

$$x_m(i) = x(j * 40 + m + 3 * i),$$

$$m = 0, 1, 2, 3$$

$$i = 0, 1, \dots, 12 \quad (12)$$

표 2. LTP 이득의 양자화 테이블  
Table 2. Quantization Table for the LTP gain

i	DLB(i)	QLG(i)
0	0.2	0.1
1	0.5	0.35
2	0.8	0.65
3		1.00

여기서  $x$ 는 구동펄스열이다. 일정한각의 4고음으로 나누어진  $x_m(i)$ 는 다음에 의해 각각의 에너지가 구해지고

$$E_M = \text{Max}_m \sum_{i=0}^{12} x_m^2(i), \quad m=0, 1, 2, 3 \quad (13)$$

$$i = 0, 1, \dots, 12$$

그중 에너지가 가장 큰 그룹 및 최적 그리드 위치  $M$ 이 선택된다. (12) (13)식에서  $i$ 는 펄스위치,  $m$ 은 그리드 위치, 그리고  $j$ 는 부프레임 인덱스이다. 선택된  $x_M(i)$ 는 블록 최대값으로 스케일되어 적응 PCM 전송된다. 여기서 블록 최대값  $x_{max}$ 는 Logarithmic 양자화기로 6비트 양자화한다<sup>6)</sup>.

Decoding은 그림 2-b와 같이 4 부분,

- 1) RPE 복호, 2) LTP, 3) ST 합성 필터, 4) 후단처리 (Deemphasis)으로 구성되며 이들 기능은 II절에서 언급한 바와 같다.

#### IV. PRE-LTP의 H/W 구현

(I)~(III)절에 의거 RPE-LTP를 H/W 구현하기 위해서는 먼저 알고리즘 구현에 적절한 칩의 선정과 고정 소숫점 시뮬레이션 및 어셈블리 프로그램 작성이 필요하게 된다.

#### 1. 고정 소숫점 (Fixed Point) 시뮬레이션

고정 소숫점 시뮬레이션에서 실수 연산은 고정 소숫점 연산으로 바뀌어지고 반복적인 고정소수점 연산은 유한장 레지스터로 인한 오버플로우 및 언더플로우 (Underflow)를 발생시켜 음질 저하의 요인이 된다. 이를 미리 예측, 방지하기 위해서는 고정 소숫점 시뮬레이션이 필요하게 되며 또한 이같은 시뮬레이션은 어셈블리 프로그램 작성 및 수정(Debugging)을 용이하게 해주기도 한다. 본 논문에서는 TMS320C25 칩을 이용하기 위해 고정소숫점 시뮬레이션 기본 함수를 표3과 같이 정의하였다.

#### 2. H/W 구성

그림 4는 TMS320C25를 이용한 RPE-LTP 음성 부호화기의 H/W 구성도이다. 이는 아날로그 접속부, DSP 부, 데이터 임출력부 및 클럭 발생부로 구분된다. 아날로그 접속부는 TI사의 TLC32041 칩으로 구성하였으며 이는 내부에 대역필터(0.2~3.4 KHz), 저역필터(0~4 KHz), A/D 및 D/A 변환기를 포함하며 표본주파수 8 KHz로 실행 14비트 직렬 데이터를 발생한다. TLC32041과 TMS320C25의 접속은 TMS320C25의 병렬 출력 단자 대신, 직렬 입출력부와 직접 연결시킴으로써 부수적인 H/W 필요없이 시스템의 간략화를 시도하였다. DSP 부는 TMS320C25로 구성되며 RPE LTP 알고리즘의 수행을 담당한다. 이칩의 명령어 수행속도는 100 ns이며 본 알고리즘의 수행을 위해서 마이크로 프로세서 모우드로 동작시켰다. 외부 프로그램 메모리는 Zero Wait로 동작시키기 위해 액세스 시간이 35ns인 Wafer Scale사의 8 Kbyte 57C49B EPROM을 사용하여 4K 워드까지만 장착했다. 외부 데이터 역시 Zero Wait 액세스를 하도록 IDT사의 30ns RAM을 4K 워드까지 확장시켰다. 데이터 임출력 제어부에서는 시스템을 전이중 (Full Duplex) 모우드로 동작시키기 위해서 인코더 부분은 블록 B1 메모리중 데이터 페이지 6을, 디코더 부분은 데이터 페이지 7을 사용했다. 또한 알고리즘 구현에는

표 3. 고정 소숫점 시뮬레이션을 위한 필요 함수  
Table 3. Required Functions for Fixed Point Simulation

Function Name	# of Argument	Description
ADD	2	Overflow Control과 Saturation을 갖는 16Bit 덧셈 연산, $-32768 < \text{ADD}(\text{var1}, \text{var2}) < 32767$
SUB	2	Overflow Control과 Saturation을 갖는 16Bit 뺄셈 연산, $-32768 < \text{SUB}(\text{var1}, \text{var2}) = \text{var1} - \text{var2} < 32767$
Mult	2	16Bit 곱셈, $\text{Mult}(\text{var1}, \text{var2}) = 15\text{Bit Shift Right of}(\text{var1} * \text{var2})$
Mult r	2	반올림이 있는 16Bit 곱셈
ABS	1	절대값 연산
DIV	2	나눗셈 연산, 결과는 16Bit로 제한된다, $\text{DIV}(\text{var1}, \text{var2}) = \text{var1} / \text{var2}, 0 < \text{var1} < \text{var2}$
L mult	2	결과치가 32Bit인 곱셈 연산, $\text{L mult}(\text{var1}, \text{var2}) = 1\text{Bit Shift Left of}(\text{var1} * \text{var2})$
L ADD	2	Overflow Control과 Saturation을 갖는 두 개의 32Bit 정수의 합
L-SUB	2	Overflow Control과 Saturation을 갖는 두 개의 32Bit 정수의 차
NORM	2	L var1이 $0^{2^n} < X < 0^{2^{n+1}}$ 인 정수 X가 되기 위한 Shift Left의 횟수
L-var2=var1		16Bit 정수의 32Bit 정수로의 변환
var2=L-var1		32Bit 정수의 16Bit 정수로의 변환

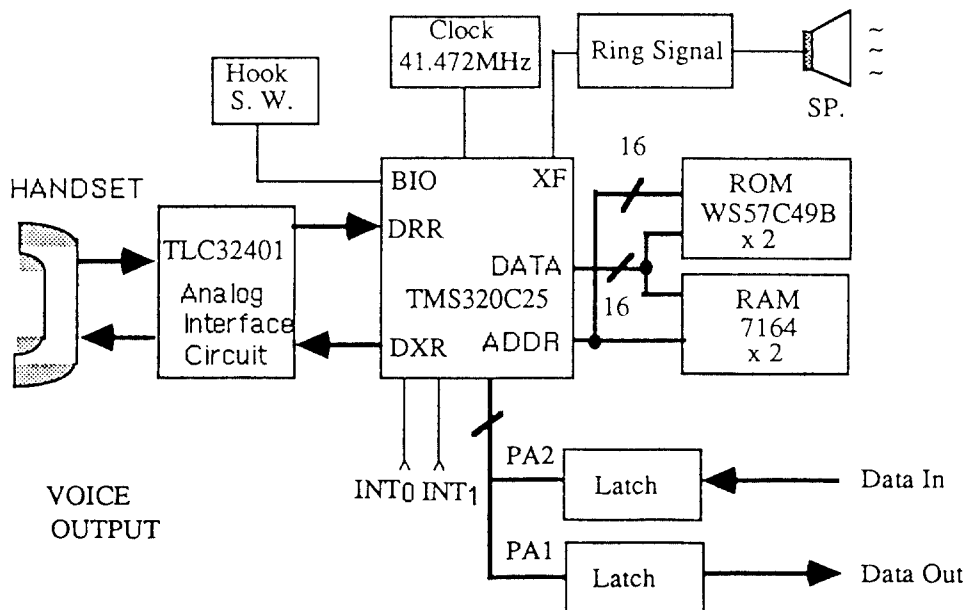


그림 4. RPE LTP 음성 부호화기 H/W 구성도  
Fig. 4. H/W Configuration of RPE LTP Speech Codec



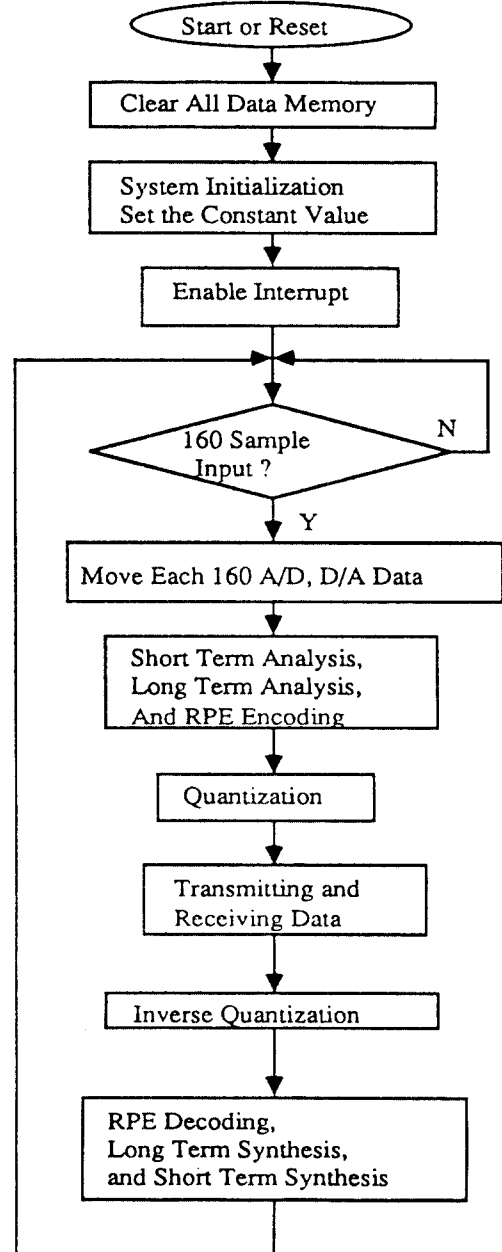
시스템 초기화 과정에서 데이터 수신사의 인터럽트만이 가능하게 하였다. 즉 시스템의 동작중 외부로부터 데이터가 입력될 때마다 즉 8KHz 샘플링의 경우 매 125  $\mu$ sec마다, 인터럽트가 발생하여 한 데이터의 입력 및 출력 서비스를 수행토록 하였다. RPE LTP의 경우 프레임당 샘플수는 160이므로, 표본화 주파수 8KHz에 대한 프레임당 처리시간은 20 msec(160샘플 \* 1sec / 8K 샘플)가 되어 한 프레임 처리에 소요되는 160번의 인터럽트 수행시간 2ms를 제외하면 알고리즘만을 위한 순수 처리시간은 약 18 msec 어내가 되어야 한다. 여기서 전송속도를 13Kbps로 하기 위해서는 프레임당 필요 전송 비트수는 260 비트(13 Kbps \* 20msec)가 된다 (부록 I).

### 3. 어셈블리 작성

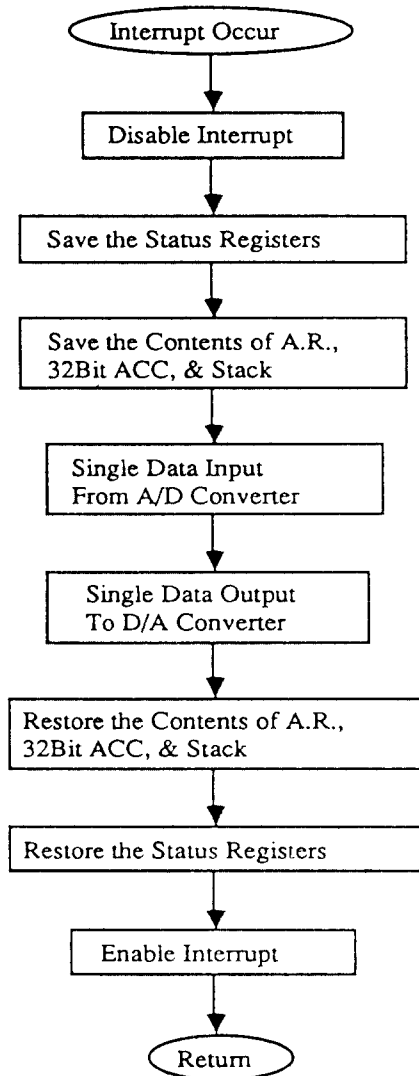
RPE-LTP 어셈블리 프로그램은 시스템 초기화 부분, RPE-LTP 본 프로그램 및 데이터 I/O를 위한 인터럽트 서비스 루틴으로 구성하였다. 시스템 초기화 부분은 데이터의 입출력을 위한 포트 선정, TLC32041의 초기화, 인터럽트 모드 설정, 필요한 데이터 RAM의 초기치 및 양자화 테이블의 설정등으로 구성하였다. 그림 7 a는 어셈블리 작성을 위한 시스템 흐름도로써 매 데이터가 입력될 때마다 인터럽트가 발생되며 이 때 인터럽트 루틴은 그림 7-b와 같이 이루어진다. 이 인터럽트 서비스 루틴에서는 입력 데이터를 지정된 버전에 저장한 후 처리된 데이터를 D/A 출력을 위하여 특정버전(Output Prot)에 저장하게 된다. 이와 같이 프레임당 160개의 데이터가 입력 버퍼에 채워지면 그림 7-a와 같이 RPE-LTP 알고리즘이 수행된다. 송신측에서는 III절의 (1), (2), (4), (9-10), (12-13)식에 의해 전송 파라미터 (LAR 계수, 피치 이득  $\beta$  및 지연  $\alpha$ , 구동 펄스, 그리드 위치  $m$ , 그리고 펄스 최대값  $x_{max}$ )가 구해지며 이들 값은 (5-6), (11)식등에 의해 양자화 및 2진 부호화 된다. 이 때 양자화 레벨값과 관계되는 표 2의 상수는 메모리에 미리 저장하였다가

이용하였으며 양자화 비트수는 부록 [ I ]의 비트 할당에 근거하였다.

수신측에서는 지금까지의 과정을 역순으로 수행하면 합성음이 출력된다. 어셈블리 작성에



(a) RPE-LTP System Operation



(b) Interrupt Service Routine

그림 5. Firmware 구성을 위한 시스템 흐름도.  
Fig. 5. System Flow for Firmware Configuration

있어서 매단계마다 고정 소숫점 결과와 TMS320C25 시뮬레이터의 수행 결과를 비교하여 검증하였다.

## V. 성능 분석 및 결과

### 1. 시뮬레이션

RPE-LTP를 시뮬레이션 하기 위해 부록 [1]와 같이 비트할당하였다. 표에서 전체전송 속도 13 kbps는 IV장의 2절에서 언급한 바 있다.

그림 6은 부동 및 고정 소숫점 시뮬레이션 결과이다. 그림으로부터 두 결과는 거의 차이가 없음을 관찰할 수 있다.

그림 7은 각 단계별 파형을 나타낸다. 그림 7 a의 원음을 ST 필터링하면 그림 7 b와 같고 이를 다시 LT 필터링한 잔여 신호 7 c는 백색잡음에 가깝게 나타나고 있다. 이 잔여 신호 중 원음과의 차가 최소가 되는 일정 간격의 샘플링을 송신하여 수신측에서 합성음이 그림 8 c와 같이 나타났다. 그림 7 a의 원음과 그림 8-c의 재생음을 매우 가까움을 볼 수 있다.

### 2. 수행시간 및 메모리 수요

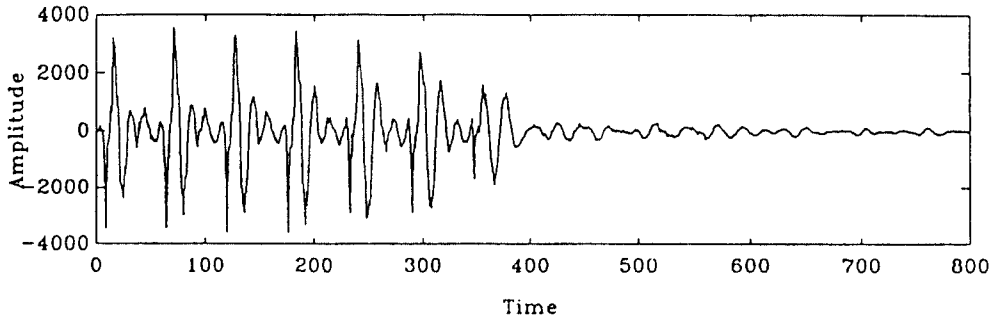
표 4는 각 루틴별 수행시간이다. 한 프레임이 20msec이므로 실시간 수행을 하려면 처리시간은 개이 관련 처리시간을 제외한 18msec 이내이어야 한다. 그런데 구현된 H/W에서는 1 프레임 처리시간이 14.98 msec이었으므로 DSP Loading Rate는 74.9%가 되어 실시간 수행이 가능함을 알 수 있다.

표 5는 RPE-LTP 음성 부호화에 필요한 메모리 크기로 전체 프로그램 길이가 약 3.4K 워드임을 알 수 있다.

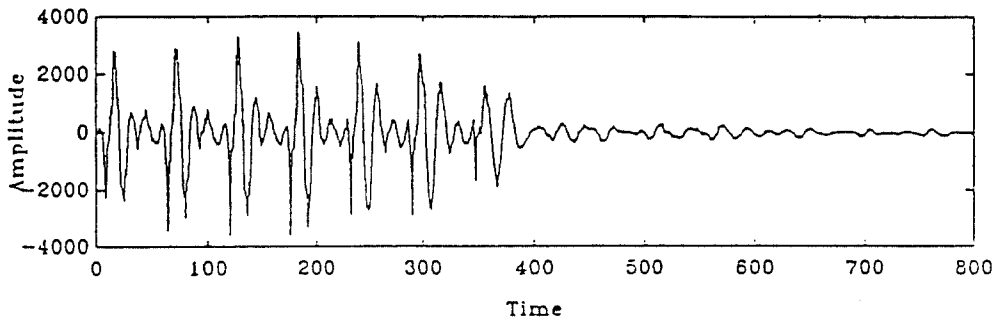
그림 10은 이상의 과정에 의한 RPE-LTP Codec의 실제 H/W이다.

### 4. 비트 중요도 해석

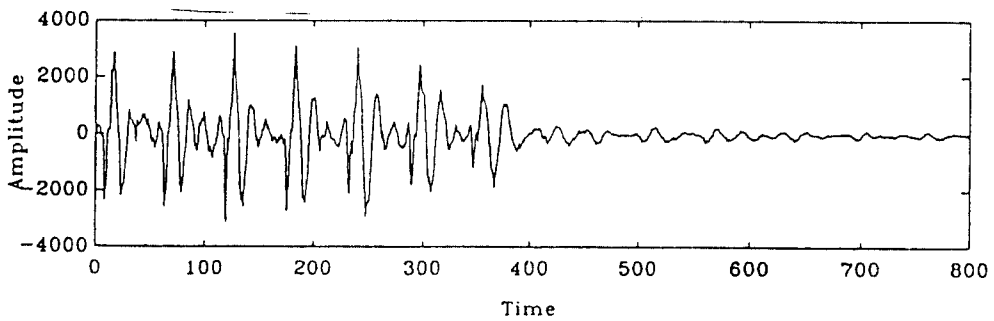
음성 정보의 각 파라미터 전송에 있어서 전송 채널의 영향 특히 이동 통신에서의 다중경로에 의한 페이닝의 영향은 비트에러의 발생 요인이 된다. 이 같은 비트에러의 발생은 정보전달에 무시 못할 영향을 주고 이 영향은 각 파라미터와 그 파라미터의 개개 비트에 따라 다르게 나타난다.



(a) 원래음성



(b) 합성음성(부동 소숫점 시퀀레이션)



(c) 합성음성(고정 소숫점 시퀀레이션)

그림 6. 13 kbps RPE-LTP 시뮬레이션 결과  
Fig 6. Simulation Results of 13 kbps RPE-LTP

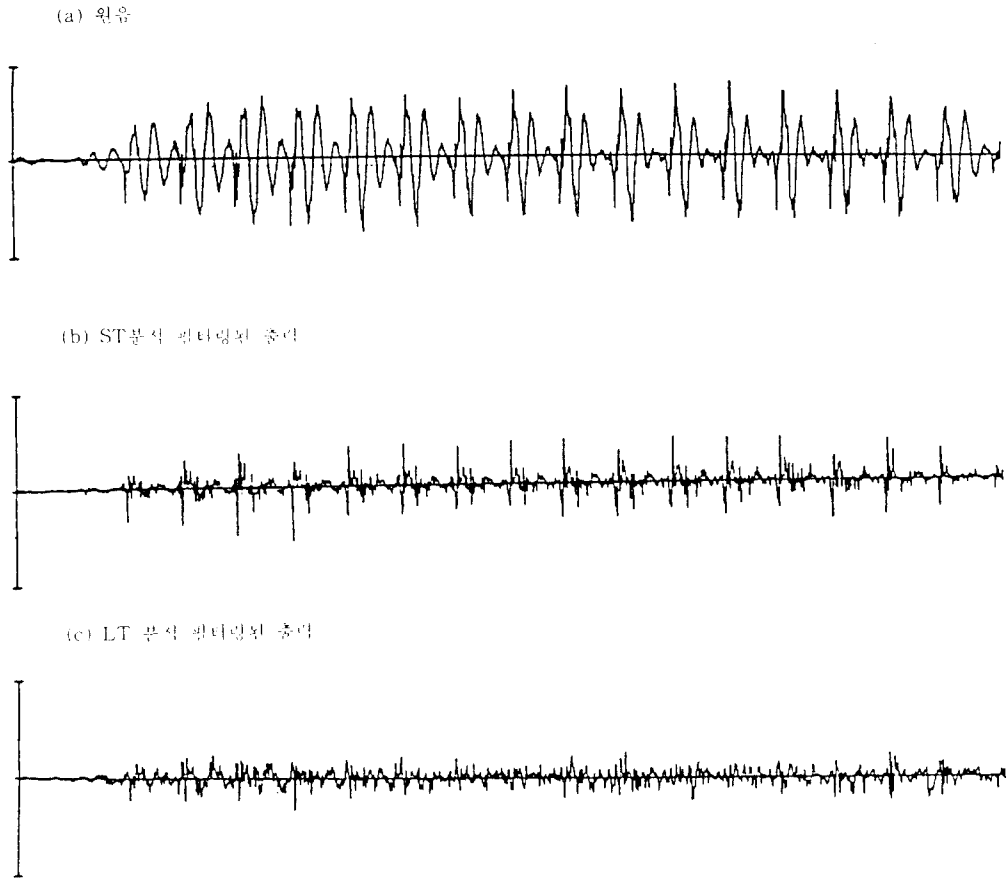
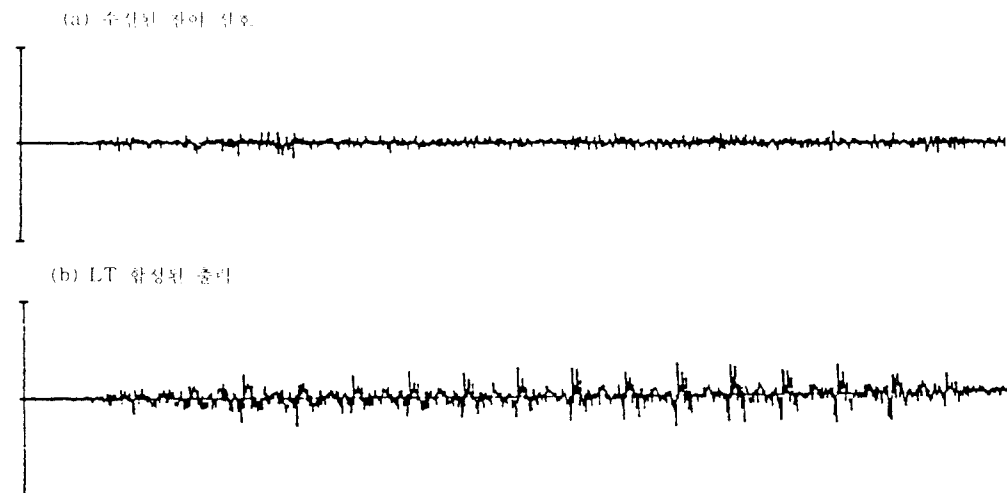


그림 7. RPE LTP 음성 부호화기 송신부의 각 단계별 출력

Fig. 7. Outputs for Each Transmitter Part of RPE LTP Speech Coder



(c) 합성음

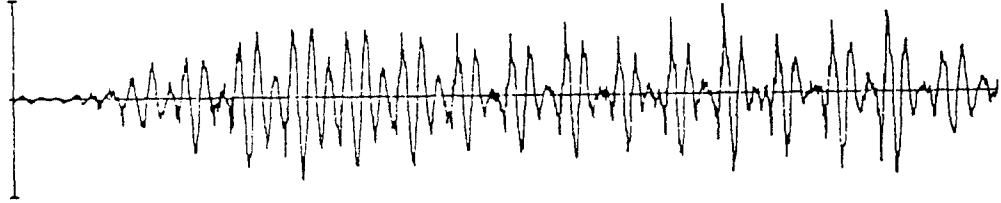


그림 8. RPE LTP 음성 부호화기 수신부의 각 단계별 출력 과정  
Fig. 8 Outputs for Each Receiver Part of RPE LTP Speech Coder

표 4. 각 루틴별 평균 수행시간  
Table 4. Average Execution Time for Each Routine

	Routine Name	Time
Encoding Part	Short Term Analysis	4.48
	Long Term Analysis	6.38
	RPE Encoding	0.7
Decoding Part		3.42
Total		14.98 msec

표 5. 메모리 소요  
Table 5. Storage Requirements

알고리즘	메모리 소요 (Words)
시스템 초기화	1,470
RPE-LTP 알고리즘	1,890
I/O 인터럽트 수행 루틴	75
프로그램 크기	3,435

다. 따라서 중요 정보 비트의 채널 코딩은 상대적으로 많은 보호 비트를 사용하는 것이 바람직하다. 이같은 비트 에러가 음질에 미치는 영향은 매 프레임마다 음성 정보 비트의 에러 감도 평균치를 구함으로써 가능하다.

원음  $S(t)$ 의 한 프레임  $T_b(20\text{ ms})$ 을  $N(260\text{ 비트})$ 으로 부호화한 후, 이를 에러없이 재구성한 음성을  $r(t)$ 라 하고, 에러를 발생가능한  $2^N - 1$  경우로 발생시킨 다음 재구성한 음성을  $r_e(t)$ 라 하면  $j$ 번째 프레임의 신호  $p(j)$  및 잡음 전력  $n(j)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$p^j = \frac{1}{T_b} \int_{n-1T_b}^{jT_b} [s(t)]^2 dt \quad (14)$$

$$n^j = \frac{1}{T_b} \int_{n-1T_b}^{jT_b} [s(t) - r(t)]^2 dt + \sum_{i=1}^{j-1} P_e \left[ \frac{1}{T_b} \int_{n-1T_b}^{iT_b} \{ (s(t) - r_e(t))^2 + 2(s(t) - r_e(t))^2 (r(t) - r_e(t)) \} dt \right] \quad (15)$$

채널 에러 확률을  $P_e$ 라 하면,  $j$ 번째 프레임의 신호대 잡음비는

$$SEGSNR^j = 10 \log_{10} P^j / n^j \quad (16)$$

프레임수를  $J$ 라 하면 (16)식의 평균은 다음과 같이 표현된다.

$$SEGSNR = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J 10 \log_{10} p^j / n^j \quad (17)$$

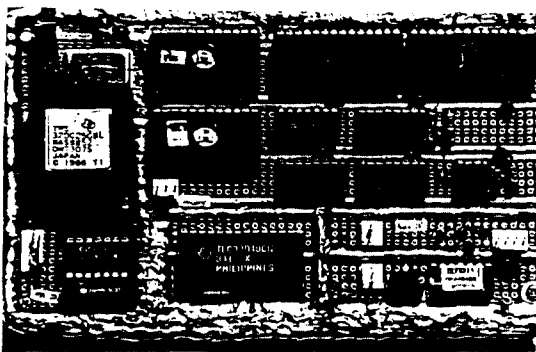


그림 10. 제작된 전이중 방식 프로토타입 RPE LTP 음성코더  
Fig. 10. Configured Full-Duplex Prototype RPE LTP Speech Coder

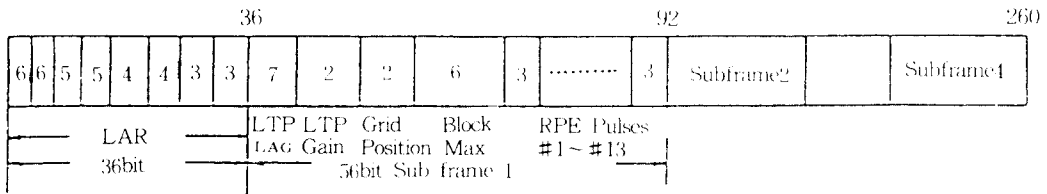


그림 11. RPE LTP 음성 부호화기의 프레임 형태  
 Fig. 11. Frame Format for RPE LTP Speech Coder

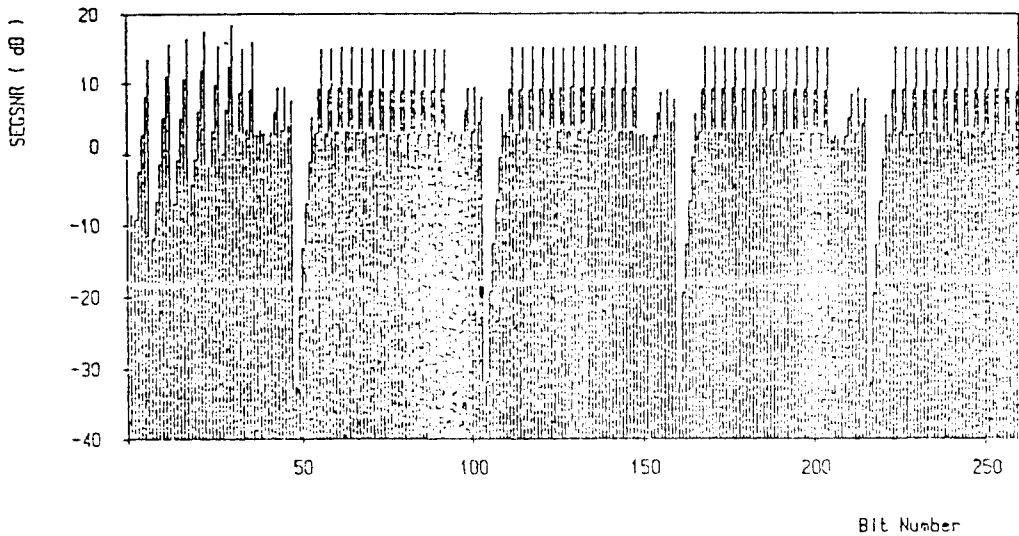


그림 12. 13 kbps RPE LTP 음성 부호화의 비트 중요도  
 Fig. 12. Bit Importance for 13 kbps RPE LTP Speech Coder

(17)식에서 에러가 발생 가능한  $2^N - 1$  경우 대신 결정적인 영향을 미칠 수 있는 N의 경우로 줄여 해석한다해도 이들의 효과는 비슷할 것이므로<sup>(12)</sup> 첫번째 비트에서 N번째 비트까지 한 비트씩 에러를 발생시킬 때 i번째 비트에서 에러가 발생되었다면 (15)식은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$n_1^0 = \frac{1}{T_b} \int_{0}^{T_b} [s(t) - r(t)]^2 dt + \frac{1}{T_b} \int_{0}^{T_b} \{ (s(t) - r_1(t))^2 + 2|s(t) - r_1(t)| |r(t) - r_1(t)| \} dt \quad (18)$$

13 kbps RPE LTP 방식의 프레임 형태를 그림 11과 같이 가정할 때 (17)-(18)식에 의한 음성정보 비트의 에러 감도는 그림 12와 같다.

이로부터 SEGSMR는 특정 정보 비트에 깊이 관계되고 있음을 알 수 있다. 따라서 그림 12로부터 에러가 발생할 때 SEGSMR이 크게 저하되는 블록 최대치 및 1~36 비트 부분의 LAR 계수가 중요 정보임을 알 수 있고 그러므로 채널 코딩과 연계할 경우 이들 중요 정보에 대한 보호 비트가 상대적으로 많아야 함을 알 수 있다.

## VI. 맺음말

본 논문에서는 이동통신용 음성 부호화 방식을 의식한 13kbps RPE LTP 방식의 H/W를 하나의 TMS320C25 DSP 칩을 이용하여 실시간으로 구현하였다. 본 시스템은 양방향 통신방식으로 Loading Rate가 약 75%로써 알고리즘의 실시간 수행 가능성을 나타냈다. 따라서 계산량이 별로 많지 않은 DTX(Discontinuous Transmission) 기능을 추가하여 단일 칩으로의 구현 가능성을 생각해 볼 수 있다. 차후 DSBC, CELP와 같은 각 방식의 성능비교는 마린적합 정보를 제공해 줄 것이라 믿어지기 Half Rate 부호화 방식은 계속 검토되어야 할 귀찮시형이라고 생각된다.

## 參 考 文 獻

1. J.E. Natvig, "Evaluation of six medium bit rate coders for the pan European digital mobile radio system", IEEE J. on SAC, vol. 6, no. 2, Feb. 1988.
2. C.B. Southcott and et al., "Low bit rate speech coding for practical applications", British Tech. J., vol. 6, no. 2, April 1988.
3. N.S. Jayant, "High quality coding of telephone speech and wideband audio", IEEE Comm. Mag., vol. 28, no. 1, January 1990.
4. CCIR Document 8/564 E, "Digital cellular public land mobile telecommunication system", November 1989.
5. CEPT/GSM, "GSM full rate speech transcoding", Recommendation 06.10
6. EIA/TIA, "Dual mode mobile station base station compatibility standard", IS54, January 1990.
7. Sun Y. Kim and Jae K. Kim, "A study on the implementation of DSBC speech coder for digital mobile communications", KIEE J., vol. 27, no. 8, August 1990.
8. J.D. Markel and A.H. Gray, Linear Prediction of Speech, Springer-Verlag, 1980.
9. R.J. Sluyter, "A regular-pulse excited linear predictive codec", Speech Communication, pp. 209~215, 1988.
10. P. Kroon, et al., "Regular pulse excitation a novel

approach to effective and efficient multipulse coding of speech", IEEE Trans. ASSP, vol. 34, no. 5, Oct. 1986.

11. TMS320C25 User's Guide, Texas Instrument.
12. J. Hagenauer et al., "Variable-Rate Subband Speech Coding and Matched Channel Coding for Mobile Radio Channels", IEEE VTC, June 1988.

## 부록 [ I ], RPE-LTP 비트할당

그림 2와 III 장으로부터 전송하여야 할 파라미터는 ST 계수 (LAR), LT 계수 ( $\beta$ ) 및 지연 ( $\alpha$ ), 구동펄스  $x_M(i)$  및 그리드 위치 M, 블록 최대값  $x_{max}$ 임을 살펴보았으며 다음은 전송속도를 13 kbps로 하기 위한 각 파라미터 별 비트 할당을 나타낸다.

Parameter	RPE LTP
Frame Size	20 msec
Sub Frame Size	5 msec
Sampling Rate	8 KHz
8 LAR's(LAR(i))	32 bit
4 LTP Coeff.( $\beta$ )	8 bit
4 LTP Delays( $\alpha$ )	28 bit
4 RPE Grid(M)	8 bit
4 Block Max.( $x_{max}$ )	24 bit
52 RPE Samples( $x_M(i)$ )	156 bit
Gross Bit	260 bit
Bit Rates	13.0 Kbps



金善榮(Sun Young KIM) 正會員  
1982年：東國大 電子工學科(學士)  
1984年：東國大 電子工學科(碩士)  
1991年 2月：東國大 電子工學科(博士)  
1985年～現在：韓國電子通信研究所 勤務



金在功(Jae Kong KIM) 正會員  
1938年生  
1961年：漢陽大學校 工科大学 電氣工學  
科 卒業  
1964年：同 大學院 卒業  
1966年：日本國 早稻田大學 電氣通信科  
研究  
1980年：英國 Loughborough 大學校 電子  
電氣科 研究員(10年)  
1970年～現在：東國大學校 工科大学 電子工學科 教授(工博)  
※關心分野：信號 傳送