

論文94-31B-10-3

DSP 칩을 이용한 다중채널 R2MFC/DTMF/CCT 겸용 수신기

(A Single-Chip, Multichannel Combined R2MFC/DTMF/CCT Receiver Using Digital Signal Processor)

金德煥*, 李榮豪**, 金大榮***

(Deok Hwan Kim, Hyeong Ho Lee and Dae Young Kim)

要約

본 논문은 전자교환기에서 호처리 제어를 위한 신호서비스 기능을 제공하는 다중채널 R2MFC/DTMF/CCT 겸용 수신기에 관한 것으로서, TMS320C25 DSP 칩을 사용하여 칩 당 8채널의 R2MFC, DTMF 및 CCT 신호를 동시에 처리하는 기능 다중형 수신기를 구현하였다. 채널 다중도를 증대시키기 위해 R2MFC 및 CCT 수신기에는 Goertzel 알고리즘을 이용한 DFT 기법을 그리고 DTMF 수신기에는 4KHz subsampling을 이용한 디지털 필터를 적용하여 설계하였다. 본 겸용 수신기는 각 채널별로 R2MFC, DTMF, CCT 및 Idle 등 4가지 기능모드를 가지고 있으며, 이들 기능모드는 단일칩 마이크로 콘트롤러에 의해 언제나 선택될 수 있다. 따라서 각 기능모드로 할당된 채널의 수는 신호 트래픽 변화에 따라 동적으로 변경될 수 있다. 테스트베드를 이용한 시험 결과, 각 수신기의 규격을 만족하고 우수한 채널 다중도 및 성능을 제공함을 입증하였다. 이에따라 본 겸용 수신기는 기존의 수신기와 비교하여 경제성, 신뢰성, 이용성 및 서비스 효율성을 크게 개선할 수 있을 것이다.

Abstract

This paper describes the multichannel combined R2MFC/DTMF/CCT receiver which provides a signaling service functions for call processing control in digital switching system. Using the TMS320C25 DSP chip, we have implemented multi-function receiver which processes 8 channels of R2MFC, DTMF, and CCT signals simultaneously. In order to increase the channel multiplicity of the combined receiver, R2MFC and CCT receiver were employed by discrete Fourier transform(DFT) method using Goertzel algorithm, and DTMF receiver was employed by infinite impulse response(IIR) filtering method using 4KHz subsampling technique. The combined receiver has 4 function modes for each channel such as R2MFC, DTMF, CCT, and Idle modes. The function mode of each channel may be selected at any time by single-chip micro-controller(μ C). Hence, the number of channels assigned for each function mode can be adjusted dynamically according to the signaling traffic variations. From the experimental test results using the test-bed, it has been proved that the combined receiver satisfies all receiver specifications, and provides good channel multiplicity and performance. Therefore, it may give a great improvement than existing receiver in cost, reliability, availability, and serviceability.

*正會員, 舟城專門大學 電子通信科
(Dept. of Comm. Eng., Juseong Junior College)
**正會員, 韓國電子通信研究所
(Elec. and Telecommunications Research

Institute (ETRI))
***正會員, 忠南大學校 情報通信工學科
(Dept. of Comm. Eng., Chungnam Nat 1 Univ.)
接受日字 : 1994年 1月 17日

I. 서론

디지털 신호처리 기술과 반도체 집적회로 기술의 급속한 발전과 함께 고속 연산이 가능해진 DSP (Digital Signal Processor) 칩이 개발됨에 따라 전자교환기내에서 호처리에 사용되는 R2MFC(R2 Multi-frequency Compelled), DTMF(Dual Tone Multi-frequency) 및 CCT(Continuity Check Tone) 등 디지털 신호의 발생 및 검출기능을 DSP 칩에 구현이 가능해졌다.^[1] 특히, 이들 기술을 이용하여 신호별로 각자의 장치로 구현되었던 것들을 하나의 장치에 집적화시킨 범용형 신호서비스장치의 구현기술에 대해서 이미 그 가능성을 검토한 바 있다.^[2] 디지털 기술이 적용된 신호서비스장치의 성능은 다수의 채널을 통해 입력되는 여러종류의 신호를 동시에 처리할 수 있음을 나타내는 채널 다중도(multiplicity)에 크게 좌우되는바, 단일 DSP 칩을 사용해서 다중도를 높이기 위한 알고리즘이 연구되고 있다.^[3] 다중도는 교환국의 운용 상황에 따라 요구되는 신호처리 기능이 변동되는데 대응하여 DSP 프로그램을 동적으로(dynamically) 변경 및 재정되도록 하는 원리에 따른 것으로서, 결과적으로 부피의 감소, 신뢰도의 향상, 가격의 저렴화, 유지보수의 간편화 등 장점이 있다.

DSP를 이용한 다중채널 수신기는 표본화 주파수의 결정 주기내에 펌웨어(firmware), 즉 프로그램에 의해 구현될 수 있다. 이러한 수신기의 채널 다중도(MUL_{CH})는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$MUL_{CH} = \frac{1}{F_s \cdot N_p \cdot T_o} \quad (1)$$

여기서, F_s 는 표본화 주파수이고, N_p 는 단일채널 수신기당 처리 명령수이며, T_o 는 DSP의 명령처리시간이다. 따라서 다중도를 증대시키기 위해서는 식 (1)에서 F_s , N_p 및 T_o 를 작게해야 한다. T_o 는 고속의 DSP를 사용하여 줄일 수 있다. 그러나, F_s 는 일반적인 통신시스템에서 8KHz로 사용되고 있고, 또한 신호별로 검출 알고리즘이 독특하게 사용되고 있는바, F_s 와 N_p 를 개선하기 위해서는 신호검출 알고리즘의 개량으로 가능해 질 수 있다. 이경우 알고리즘을 구현시 소요되는 메모리의 양을 함께 고려해야 한다.

본 논문은 μ -law 혹은 A-law 코딩(coding) 규칙이 적용된 R2MFC, DTMF 및 CCT 신호를 모두 수신, 검출하는 겸용 수신기에 관한 것이다. 채널 다중도를 높이기 위해 R2MFC와 CCT 신호의 검출에는 Goertzel 알고리즘을 이용한 DFT(Discrete Fourier Transform) 방식을 이용하여 계산수를 줄

임으로써 N_p 를 개선하고, DTMF 신호의 검출에는 주파수 대역이 2KHz 이내인 것에 착안하여 Nyquist sampling 이론에 따라 표본화 주파수를 4KHz로 낮추어 사용함으로써 F_s 를 감소시킬 수 있음을 검토한다. 이와같은 신호검출 알고리즘을 TMS320C25 DSP 칩에 펌웨어로써 구현하여 칩 당 8채널을 처리하는 구현기술과 단일칩 micro-controller(μ C)의 제어를 받아 채널별로 수신기 기능모드가 동적으로 변경되면서 동시에 제공가능한 운용기술을 논한다. 본 논문의 구성은 서론에 뒤이어 II장에서 신호별 기능과 규격 특성에 따른 효과적인 검출 알고리즘과 이의 구현기술에 대하여 기술하였고, III장에서는 단일 DSP 칩에 R2MFC/DTMF/CCT 신호들을 다중채널로 동시에 검출하기 위한 겸용 수신기의 하드웨어 및 펌웨어 구성에 관해서 기술하였으며, 이어서 IV장에서는 구현된 겸용 수신기에 대한 규격 및 성능 특성을 테스트베드(test-bed)를 사용하여 평가하였고, V장에서 결론을 맺었다.

II. R2MFC/DTMF/CCT 신호검출 알고리즘

1. R2MFC 신호의 특성 및 검출 알고리즘

R2MFC 신호 송수신기능은 개별선신호방식(channel associated signaling)을 사용하는 전자교환기간에 원활한 정보 교환을 수행하기 위해 사용된다. R2MFC 신호는 음성대역(300~3,400Hz) 내 6개 주파수가 고주파대와 저주파대로 각각 구성된 전진(forward) 및 후진(backward) 신호의 조합에 의해 신호정보가 구분되어 연속확인형(compelled) 방식으로 전송되며, 상세한 규격은 표 1과 같다.

표 1. R2MFC/DTMF/CCT 신호의 수신규격
Table 1. Signaling system requirements.

신호종류 항 목		R2MFC	DTMF	CCT
수신 주파수 [Hz]	저주	1140,1020,900, 780,660,540	697,770,852,941	-
	고주	1380,1500,1620, 1740,1860,1980	1209,1336,1477, 1633	1780,2000
동작주파수 범위 [Hz]		±10 이내	±1.5% 이내	±30 이내
비동작주파수 범위 [Hz]		-	±3.5% 이상	±200 이상
동작레벨 [dBm0]		-5 ~ -35/freq.	-3 ~ -24/freq.	*1) (-3+n) (-6+n)
비동작레벨 [dBm0]		-42/freq. 이하	-29/freq. 이하	-22+n 이하
레벨 twist [dB]		5 ~ 7	-8 ~ +4	-
신호 지속시간 [ms]		80 이하	24 ~ 40	30 ~ 60
디지털간 지속 시간 [ms]		-	40 이상	-
신호 interrupt [ms]		7	10	-

*1) n : 수신기 입력단에서의 상대 전력 레벨

신호검출 알고리즘으로는 DF(Digital Filter) 방식과 DFT 방식이 이용되고 있는데, DF 방식은 DFT에 의한 방법보다 주파수 검출 특성이 우수한 반면에 많은 계수를 기억시켜야 하는 약점이 있다.^[4,8] R2MFC 신호 주파수 검출에는 예민한 주파수 특성보다는 주파수의 유무 판별만을 필요로 하며, 특히 사용되는 공칭주파수가 120Hz 등간격으로 구분되고 음성이 혼입되지 않기 때문에 DFT 방식이 더욱 효율적이다.^[5] 본 논문에서는 어떤 한 점에서 값을 얻는데 효과적인 DFT 계산방식을 이용하며, 특히 계수도 작고, 충분히 빠른 시간내에 신호 분석이 가능한 Goertzel 알고리즘을 적용한다.

Goertzel 알고리즘은 수열 W_N^{kn} 의 주기성을 이용하여 계산량을 줄이는 방법으로서, 다음과 같이 유도된다. 일반적으로 길이 N인 유한 길이 수열(sequence)의 DFT는

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n]W_N^{kn}, \quad k=0,1,\dots,N-1 \quad (2)$$

이 되고, 여기서 $W_N = e^{-j2\pi/N}$ 이다.

한편, $W_N^{kN} = e^{-j2\pi k} = 1$ 의 관계에 따라 W_N^{kN} 을 식 (2)의 우변에 곱하면,

$$X[k] = W_N^{-kN} \sum_{n=0}^{N-1} x[n]W_N^{kn} = \sum_{r=0}^{N-1} x[r]W_N^{-k(N-r)} \quad (3)$$

가 성립한다. 편의상 다음과 같은 새로운 수열 $y_k[n]$ 을 정의한다.

$$y_k[n] = \sum_{r=-\infty}^{\infty} x[r]w_N^{k(n-r)}u[n-r] \quad (4)$$

식 (3)과 (4) 및 $n(0 \text{와 } n)=N$ 에 대하여 $x[n]=0$ 이 성립한다는 사실로부터,

$$x[k] = y_k[n] \Big|_{n=N} \quad (5)$$

이 된다. 식 (4)는 한정된 구간을 갖는 수열 $x[n]$, $0 \leq n \leq N-1$ 과 $W_N^{kn}u[n]$ 의 discrete convolution이다. 즉, $y_k[n]$ 은 시스템의 임펄스 응답이 $W_N^{kn}u[n]$ 이고 입력이 $x[n]$ 일 때의 시스템 출력이 되므로 $X[k]$ 는 $n=N$ 일 때의 출력값이 된다. 따라서 $y_k[n] = x[n] * h[n]$ 의 관계로부터 시스템 전달함수를 구하면 다음과 같다.

$$H_k[z] = \frac{1}{1 - W_N^k z^{-1}} \quad (6)$$

이러한 시스템에서 $x[n]$ 과 W_N^{kN} 이 모두 복소수

이므로, $y_k[n]$ 의 새로운 값을 계산하기 위해서는 4번의 곱셈과 4번의 덧셈을 필요로 한다. 그러나 계수 $W_N^{kn}(n=0,1,\dots,N-1)$ 을 모두 기억할 필요없이 W_N^k 만 기억하면 되므로 곱셈의 수를 절반으로 줄일 수 있다.

식 (6)의 분자와 분모에 $(1 - W_N^k z^{-1})$ 을 곱하면,

$$\begin{aligned} H_k[z] &= \frac{1 - W_N^k z^{-1}}{(1 - W_N^k z^{-1})(1 - W_N^k z^{-1})} \\ &= \frac{1 - W_N^k z^{-1}}{1 - 2\cos(2\pi k/N)z^{-1} + z^{-2}} \end{aligned} \quad (7)$$

가 성립한다. 이것에 대한 입출력식은 다음과 같고, 시스템의 흐름도는 그림 1과 같다.

$$y_k[n] = x[n] - W_N^k x[n-1] + 2\cos(2\pi k/N)y_k[n-1] - y_k[n-2] \quad (8)$$

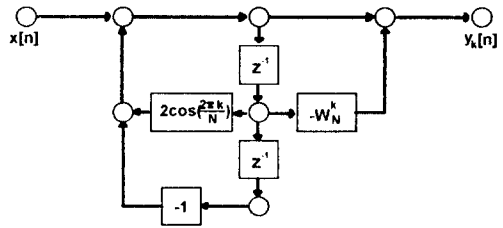


그림 1. Goertzel 알고리즘의 반복연산 흐름도
Fig. 1. Flow graph of Goertzel algorithm.

이와같은 2차 시스템에 의한 계산과정을 살펴보면, $2\cos(2\pi k/N)$ 은 실수이므로 2번의 곱셈을 필요로 하고, 인수 -1은 부호만 바꾸면 되므로 계산할 필요가 없다. 또한 $-W_N^k$ 의 곱셈은 계산 중간과정에서는 필요없고, N 번째 반복연산 후에 한번 수행한다. 따라서 전체 계산량은 $2(N+2)$ 개 곱셈과 $4(N+1)$ 개 덧셈만이 요구되며, 직접적인 DFT 계산량의 대략 절반에 해당된다. 이러한 Goertzel 알고리즘으로 M개 점에 대한 스펙트럼을 구하기 위해서는 $2M(N+2)$ 개 곱셈과 $4M(N+1)$ 개 덧셈을 필요로 하며, 계산과정에서 필요한 상수는 $2\cos(2\pi k/N)$ 와 W_N^k 이다. 이와같은 결과로부터 Goertzel 알고리즘은 다른 방법에 비하여 계산시간과 기억소자의 크기면에서 유리하며, 따라서 N_p 의 개선이 가능하여 채널의 다중도를 증대시킬 수 있다.

수신된 R2MFC 신호에 대한 정보의 유무 및 의미를 판단하기 위하여, Goertzel 알고리즘을 수행하여 얻어진 각 주파수에 대한 스펙트럼을 이용하여 전력을 구하였다. 신호 $x[n]$ 에 대한 k번째 주파수의 전력은, (9)

$$P[k] = |X[k]|^2 \quad (9)$$

이고, 여기서 $X[k]$ 는 $x[n]$ 의 DFT이다. Goertzel 알고리즘을 수행한 결과에 대한 실수부 (R_c) 와 허수부 (I_m) 를 취하여 각 주파수에 대해 전력을 계산하였으며, 전력 근사식 P_A 는

$$P_A \cong \max(R_c, I_m) + 0.25 \min(R_c, I_m) \quad (10)$$

으로 이용하였다. 각 주파수의 전력을 계산한 후에 전체 전력을 구하고, S/N 비와 twist를 계산하여 2개의 주파수를 구분하였는데, 신호의 판별을 위해 아래와 같은 3가지 원칙을 적용하였다.

(1) 전체 전력(P_t)이 일정크기(D_1) 이상이어야 한다.

$$P_t = \sum_{k=1}^6 P_k > D_1 \quad (11)$$

여기서, P_k 는 K 번째 주파수의 전력이다.

(2) 2개의 가장 큰 전력 (P_m , P_{nm})의 합을 P_t 에서 뺀 값을 전력 S/N 비 (P_N)라 하고, 이 값이 일정량 (D_2) 이상이 되어야 한다.

$$P_N = P_t - (P_m + P_{nm}) > D_2 \quad (12)$$

(3) 전력이 가장 큰 두 주파수 사이의 전력차, 즉 전력 twist(ΔP)가 일정 범위(D_3) 내에 들어가야 한다.

$$\Delta P = P_m - P_{nm} < D_3 \quad (13)$$

또한, 수신된 신호의 스펙트럼에서 부엽(side lobe)에 의한 간섭을 제거하여 주파수 분리 특성을 향상시키기 위해 windowing 기법을 적용하였는데, 비교적 계산이 간단하고 주파수 특성이 우수한 Hamming window를 사용하였다.

이상과 같은 R2MFC 신호검출 알고리즘을 고려한 수신기의 기능 블록도는 그림 2와 같다. 수신기로 입력되는 R2MFC 신호는 다주파(multi-frequency) 형태의 압축된 비선형 PCM(Pulse Code Modulation) 신호이므로 신장기(Log/Lin)에서 선형 신호로 변환된 후, Hamming window 함수에 의한 window 계수와 곱해져서 12가지 주파수의 스펙트럼 분석을 위한 극점과 영점을 계산하는 DFT 과정을 거치며, 각 주파수 그룹별로 주파수별 신호 레벨이 검출된다. 이때, 검출된 신호 주파수 성분에서 전체 전력, S/N비 및 twist 등에 의한 분석을 통해 선택된 주파수 그룹에서 2개의 주파수가 선정되고, 디지

트의 유효성(validity)과 타이밍(timing)을 확인한 후 최종 결과가 출력된다.

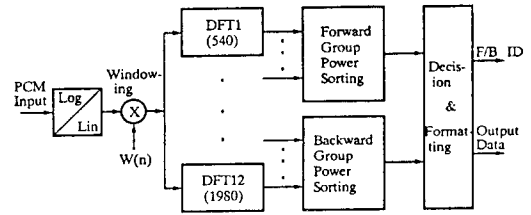


그림 2. R2MFC 신호검출 알고리즘의 구성 블록도
Fig. 2. Simplified block diagram of R2MFC receiver.

한편, 신호성분 검출에 필요한 입력 데이터 갯수는 주파수 분해능과 R2MFC의 cycle 시간을 고려해야 하며, 시뮬레이션과 실험을 통해서 133개로 결정하였다. 그리고, Goertzel 알고리즘을 수행하는데 overflow가 발생하지 않기 위해서는, $C_1 = 2\cos(2\pi k/N)$ 이라 할 경우 C_1 이 1을 넘지 말아야 한다. 이를 방지하기 위하여 극점에 해당되는 부분을 다음과 같이 변형하여 계산하였다.

$$y_k[n] = x[n] + C_1 y_k[n-1] - y_k[n-2] \\ = x[n] + y_k[n-1] + (C_1 - 1)y_k[n-1] - y_k[n-2] \quad (14)$$

또한, 영점에 해당하는 계수 $-W_N^k$ 는 $C_2 = R_e(W_N^k)$, $C_3 = I_m(-W_N^k)$ 로 분류하여 구하였다.

2. DTMF 신호의 특성 및 검출 알고리즘

DTMF 신호 수신기능은 푸쉬버튼 가입자로 부터 발생하는 DTMF 신호를 수신하여 가입자의 숫자 정보를 검출하기 위해 필요하다. DTMF 신호는 음성 대역내의 고주파대와 저주파대에 각각 4개 주파수로 구성된 서로 배타적인 두 주파수 그룹으로 부터 하나씩 발췌된 정현파의 합성과파들로서 16가지 다이얼링 디지털을 표시하며, 상세한 규격은 표 1과 같다

DTMF 신호검출 알고리즘은 복잡한 기술을 필요로 하며 아울러 교환기에서 활발히 연구되고 있는 분야이다. 그 이유는 공칭주파수간 간격의 정교성이 요구되고, 가입자 선로의 길이와 품질 등이 불균일함에 따른 폭넓은 수신감도 범위가 확보되어야 하며, 특히 DTMF 신호와 함께 섞여서 수신될 수 있는 발신음(dial tone) 혹은 음성 신호 등에 대해서 영향을 받지 않아야 한다는 점 등 수신규격이 까다롭기 때문이다.

지금까지 많은 시도가 이루어진 주요 알고리즘은 IIR (Infinite Impulse Response) 혹은 FIR

(Finite Impulse Response)을 이용한 DF 방식, DFT 계산 방식, PARCOR(partial correlation)성분 분석 방식, zero-crossing counter 방식 등이다. 이들 중에서 IIR형 DF 방식은 기존의 체계화된 아날로그 필터 방식의 수신기에서 실현된 성능을 그대로 구현할 수 있는 장점이 있으며, 감도가 높고 잡음 여유도가 좋을 뿐만 아니라 음성으로 인한 디지털 시뮬레이션(digit simulation) 방지 효과가 좋고, 또한 FIR형 DF 방식보다 더 적은 개수의 필터 계수(coefficient)로 원하는 주파수 특성을 얻을 수 있다.⁶⁾ 따라서 본 논문에서는 IIR형 DF 방식을 이용한다.

일반적으로 s평면에서 IIR 필터의 전달함수 H(s)는,

$$H(s) = \frac{\sum_{u=0}^M a_u s^u}{\sum_{v=0}^N b_v s^v} \quad (15)$$

으로 표시되며, 이를 z 평면으로 변환하기 위해 쌍선형(bilinear) 변환법을 적용한다.

$$s = \frac{2}{T} \left(\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right) \quad (16)$$

여기서, T는 표본화 주기이다. 식 (16)을 식 (15)에 대입하여 디지털 필터의 전달함수 H[z]를 구할 수 있다.

$$H(z) = \frac{\sum_{j=0}^M a_j \cdot z^{-j}}{1 + \sum_{i=1}^N b_i \cdot z^{-i}} \quad (17)$$

여기서 a_j와 b_i는 필터 계수이고, N은 필터 차수(order)로서 전달함수에서 극점수를 의미한다.

한편, 쌍선형 변환법은 s 평면의 전체 허수축을 z 평면의 단위원(unit circle)으로 대응시키기 때문에 임펄스 불변(invariance)을 사용함으로써 발생하는 엘리어싱(aliasing) 문제를 방지할 수 있다. 그러나 주파수축은 비선형 특성을 갖는데, 이의 해결은 아날로그 필터의 임계주파수를 다음 식에 따라 입력측에 prewrapping시킴으로써 가능하다.

$$\Omega = \frac{2}{T} \tan(\omega / 2) \quad (18)$$

Prewrapping을 고려하여 설계된 디지털 필터의 전달함수가 식 (17)이라면, 이것은 다음과 같이 2차 합수로 인수분해된다.

$$\begin{aligned} H[z] &= H_0 \cdot \frac{(A_{01} + A_{11}z^{-1} + A_{21}z^{-2})}{(1 + B_{11}z^{-1} + B_{21}z^{-2})} \cdot \\ &\quad \frac{(A_{02} + A_{12}z^{-1} + A_{22}z^{-2})}{(1 + B_{12}z^{-1} + B_{22}z^{-2})} \cdots \\ &= H_0 \cdot H_1[z] \cdot H_2[z] \cdots \end{aligned} \quad (19)$$

이 식에 대한 입출력식은 다음과 같으며, 2차 canonic형 IIR 디지털 필터인 경우 그림 3과 같이 구현될 수 있다.

$$y[n] = \sum_{j=0}^M a_j \cdot x[n-j] + \sum_{i=1}^N b_i \cdot y[n-i] \quad (20)$$

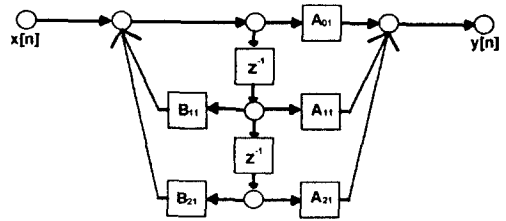


그림 3. 2차 Canonic형 IIR 디지털 필터의 모델
Fig. 3. Model for canonic form IIR filter.

DTMF 신호의 최고 주파수가 1.633Hz이므로 sampling 이론에 의하면 본래의 신호를 재생하기 위해서는 8KHz로 입력되는 PCM 데이터에 대하여 4KHz, 즉 250 μs마다 샘플값을 취하면 충분하다. 또한, IIR 필터는 타 방식에 비하여 요구되는 메모리 용량이 적으며 연산 속도가 빠르다. 이에 따라 F_s를 절반으로 줄일 수 있고, N_p를 개선할 수 있으므로 채널의 다중도를 증대시킬 수 있다.

이상과 같은 DTMF 신호검출 알고리즘을 고려한 수신기의 기능 블록도는 그림 4와 같다. DTMF 입력신호는 저주파대와 고주파대의 신호가 합성된 다주파 형태의 압축된 비선형 PCM 신호이므로 신장기(Log/Lin)에서 선형신호로 변환되고, overflow 방지를 위한 scaling 과정을 거쳐 고주파대 통과필터(HGF)와 저주파대 통과필터(LGF)를 통과함으로써 주파대(frequency band)가 분리되며, 이어서 리미터(LIM)에 가해진다. 여기서, LGF와 HGF는 각각 DTMF 신호 주파수 그룹을 분리하도록 구성하였는데, LGF는 4차의 대역통과필터(BPF)로 설계하여 발신음(350Hz+440Hz) 및 전원 잡음(60Hz, 180Hz) 등을 차단토록 하였다. 또한, 리미터는 전달특성이 비고기로서 구성되어 입력신호의 전력레벨에 무관하게 일정한 진폭의 구형파 신호를 출력함으로써, 수신기의 dynamic range를 넓힐 뿐만 아니라 음성 및 소음 등에 의한 디지털의 판정 오류를 방지시켜 준다. 진폭이 리미트된 각 주파대 신호그룹은 공칭주파수에 맞추어져 있는 4개의 2차 BPF와 레벨 검출기의 뱅크에 입력되어 각 주파대별로 하나의 주파수가 검출된다. 이어서 검출된 신호 주파수 성분에 대하여 전력, S/N비 및

twist 등의 분석에 의해 디지털의 유효성이 확인되고, 타이밍을 비교하여 디지털의 존재 여부와 내용 등이 판정된 후 최종 결과가 출력된다.

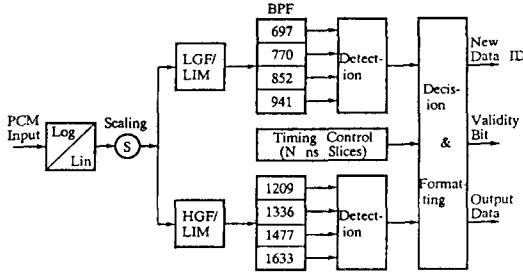


그림 4. DTMF 신호검출 알고리즘의 구성 블록도
Fig. 4. Simplified block diagram of DTMF receiver.

3. CCT 신호의 특성 및 검출 알고리즘

CCT 신호음 송수신기능은 공통선신호방(common channel signaling)을 사용하는 교환국간 통화로의 정상 여부를 확인하기 위하여 필요하다. CCT 신호음은 음성대역내의 단일음(single tone) 주파수로 구성되고, 중계선 통화가 접속되기 전에 상대 교환국과 송수신되며, 상세한 규격은 표 1과 같다.

CCT 방식은 단일 주파수 검출 기술이 필요하고 음성이 혼재하지 않으며, 예민한 주파수 응답 특성보다는 특정한 점에서의 주파수 스펙트럼 정보가 필요하기 때문에, 본 논문에서는 R2MFC 신호에서와 같이 Goertzel 알고리즘을 이용한다. 수신된 신호음에 대해 스펙트럼을 계산하여 주파수를 분리한 후, 전체 전력과 S/N비 등의 판정계수에 의해 CCT 신호음 성분을 검출하였는데, 이때 다음과 같은 판정조건을 적용하였다.

$$P_1 > T_h, P_1 > P_i / M, P_2 < T_h \quad (21)$$

$$P_2 > T_h, P_2 > P_i / M, P_1 < T_h \quad (22)$$

여기서 P_i 는 입력된 전체 전력이고, P_1 과 P_2 는 각각 f_1 및 f_2 의 전력이다. T_h 는 동작 레벨의 임계치로서 최소 동작 레벨과 최대 비동작 레벨 사이의 중간값으로 결정하였다. 또한 M 은 잡음레벨 허용치로서 M 이 클수록 입력된 전체 전력에서 잡음의 허용범위가 커지게되므로, 신호음 검출이 용이한 값을 실험에 의해서 결정하였다.

한편, CCT 수신기의 기능 블록도는 겸용 수신기의 효율적인 구현을 위해, R2MFC 신호검출에 이용되

는 내용을 상당부분 공통으로 사용하였다.

III. R2MFC/DTMF/CCT 겸용 수신기의 구성

1. 하드웨어의 구성¹⁷⁾

신호검출 알고리즘은 고속의 실시간(real time) 신호처리 기술이 적용됨에 따라 DSP 칩을 이용하여 펌웨어로써 구현하였다. DSP 칩의 명령처리시간 T_c 가 채널 다중도에 큰 영향을 미치기때문에, 본 논문에서는 계산속도, 메모리 용량, I/O 능력 및 개발 tool 등을 고려하여 TI사의 TMS320C25 DSP 칩을 선정하였으며¹⁸⁾, 주요 사양은 표 2와 같다.

표 2. TMS320C25의 주요 사양

Table 2. Specifications of TMS320C25.

구 분	사 양
Instruction Time	100 ns
Word Length	16 bits
Internal ROM	4K words
Data RAM	544 words
Data/Program space	128K words
Multiplier	16 x 16 -> 31 bits
I/O Capability	serial/parallel
Technology	CMOS
Pin	68 PGA, PLCC
Power Supply	+5 volt

채널을 다중화하기 위해서는 서론에서 언급하였던 바와 같이 DSP 칩의 성능 및 수신기의 계산량이 함께 고려되어야 하는데, 계산량은 주로 신호검출 알고리즘으로 이용되는 필터와 DFT 계산량에 좌우된다. II장에서 기술한 신호검출 알고리즘을 TMS320C25 DSP 칩에 구현한 결과, R2MFC, DTMF 및 CCT 신호 모두에 대해서 각 채널별로 기능모드를 동적으로 변경할 수 있는 8채널 처리의 겸용 수신기를 구성할 수 있었다. 특히, DSP 칩과 외부와의 데이터 입출력 처리시간이 수신기 처리성능에 큰 영향을 주므로, 이를 효율적으로 구현하기 위해 각 수신기별로 제어형태를 통일하여 μC 와 DSP 칩 사이의 통신 인터페이스를 표준화하였다.

DSP 칩을 중심으로 한 겸용 수신기의 하드웨어 구성은 그림 5와 같이 프로그램 메모리(EPROM), 채널 다중화 회로(CH MUX), I/O 메모리 회로, 클럭 모니터 회로, 타이밍 제어회로 및 리셋트 회로로 설계하였다. 실시간 신호처리에는 빠른 계산시간과 많은 메모리가 요구되는데, 본 수신기는 신호 처리시간

을 단축하기 위해 외부의 프로그램 메모리를 wait 없이 액세스할 수 있도록 했으며, 이러한 속도에 맞출 수 있도록 주변 논리회로를 fast TTL로 사용하였다. 메모리 용량은 향후 기능 추가와 보안을 위해 4K 및 8K word를 수용할 수 있도록 설계하였다.

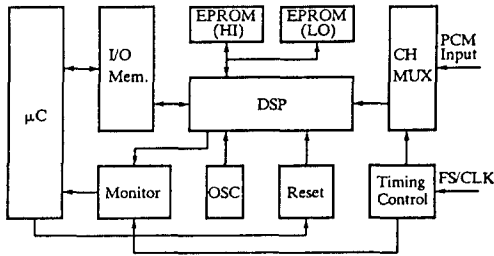
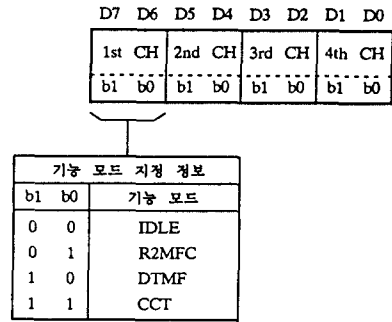


그림 5. R2MFC/DTMF/CCT 겸용 수신기의 하드웨어 구성도

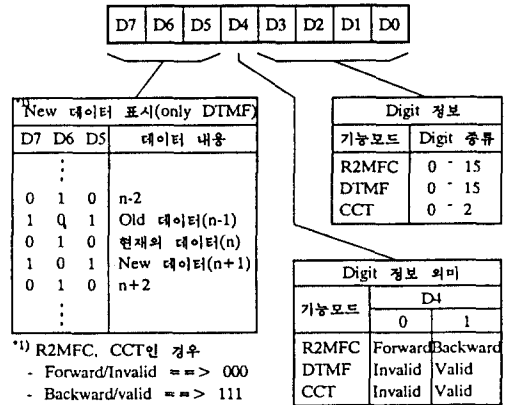
Fig. 5. Hardware architecture of the combined R2MFC/DTMF/CCT receiver.

I/O 메모리 회로는 수신기로 부터 검출된 정보를 상위의 제어장치로 알려주고, 또한 DSP 칩이 수행해야 할 기능모드 정보를 제어장치로 부터 가져오기 위한 μC와 DSP 칩 사이의 정합기능에 이용된다. I/O 메모리를 통하여 교환되는 통신메시지 형태는 그림 6 과 같이 μC로 부터 송신되어 오는 기능모드 정보를 DSP 칩에서 읽어오기 위해 사용하는 송신영역과 DSP 칩에서 검출된 정보를 μC가 수신하도록 사용하는 수신영역이 있다. 송신영역은 1채널당 R2MFC/DTMF/CCT 기능모드를 나타내기 위해 2비트가 소요되어 8채널을 처리함에 따라 2바이트가 사용되는데, 여기에 μ-law 혹은 A-law 정보의 전달을 위해 추가로 1바이트가 이용된다. 수신영역은 채널별로 디지털 정보 4비트, 디지털 정보의 의미를 나타내는 1비트, DTMF 신호정보의 new 데이터 표시를 위한 3비트가 합쳐져서 1바이트로 구성되며, 8채널을 처리함에 따라 8바이트가 사용된다.

이상과 같이 DSP 칩은 μC로 부터 채널별로 기능모드를 지정받아 스위치 네트워크에서 입력되는 PCM 데이터를 수신하여 해당되는 신호검출 기능을 수행하며, 검출된 정보는 μC를 통해서 상위의 제어장치로 통보된다. 또한, DSP 칩은 동작중에 언제나 채널별로 다른 기능모드로의 변경이 가능하며, μ-law 및 A-law 코딩 규칙에 대한 선형변환 테이블을 준비하여 μC의 제어에 의해 이들 서비스를 제공할 수 있다. 스위치 네트워크에서 입력되는 R2MFC, DTMF 및 CCT 신호의 PCM 데이터는 DSP 칩의



(a)



*1) R2MFC, CCT인 경우
 - Forward/Invalid ==> 000
 - Backward/valid ==> 111

(b)

그림 6. I/O 메모리의 통신메시지 형태
 (a) 기능모드 지정정보 데이터 형태
 (b) 수신정보 데이터 형태

Fig. 6. Communication message formats of I/O memory.
 (a) Data formats of function mode
 (b) Data formats of received information

DR(Data Receive) 단자를 통하여 수신되며, 이때 채널 다중화회로에서는 스위치 네트워크로 부터 제공되는 프레임신호(FS)와 클럭신호(CLK)를 이용한 채널배정 신호가 생성되어 DSP 칩의 FSR(Frame Synchronization for Receive) 단자에 제공된다. 이밖에 DSP 칩내 수행기능의 정상 작동여부를 감지하기 위해, DSP 칩은 매 프레임 주기마다 XF(External Flag) 신호를 이용하여 외부의 클럭 감지회로를 구동시킨다. 이 회로는 μC가 주기적으로 감시하며 비정상으로 판명되면 리셋 신호를 사용하여

DSP 칩 프로그램을 초기화시킨다.

2. Firmware의 구성^[7]

겸용 수신기에서 N_p 에 의한 채널 다중도를 향상시키기 위한 한가지 방법은 DSP 칩내 펌웨어를 각 수신기별로 표준화하고, 공통되는 부분을 늘려서 효율적으로 구성하는 것이다. 이에따라 그림 7과 같이 초기화 프로그램, R2MFC 주프로그램, DTMF 주프로그램, CCT 주프로그램 그리고 채널 설정과 외부와의 입출력 등 각 프로그램에 공통으로 사용되는 보조 프로그램으로 대별하여 구성하였다. 초기화 프로그램은 DSP 칩의 리셋트에 의해 수행되는데, RAM을 클리어하고 신호검출 및 채널 다중화에 이용되는 각종 파라미터를 셋트하며, 또한 μ -law 혹은 A-law 코

한 프로그램 수행시간은 실시간 처리를 요구하는 신호검출 시간과 무관하므로 N_p 에 영향을 미치지 않는다. 초기화 프로그램이 수행된 후, 각 채널별로 μC 로부터 보내온 기능모드를 읽어서 지정된 기능모드를 선정하여 신호검출을 위한 각 신호별 주프로그램을 수행토록 하였다. DSP 칩에 입력되는 PCM 신호 데이터는 비선형 압축된 형태이므로 table look-up 방식을 이용하여 선형 데이터로 바꾸어 사용하였다. R2MFC 신호 검출시 Goertzel 알고리즘의 계수가 주파수에 따라 1보다 커질 수가 있으므로 식 (14)와 같이 연산계수를 1보다 작도록 변경하여 사용하였으며, 동작시간과 의사신호에 의한 오동작을 막기 위해 DFT 계산 결과가 2번 이상 연속으로 동일할 경우에만 유효 데이터로 판정하였다.

한편, DSP 칩으로 필터 알고리즘을 구현하는 경우 그 칩의 word 길이가 유한한 고정 소숫점 연산만이 허용되므로 필터 계수의 양자화 및 연산 결과의 round-off로 인한 잡음, overflow 등 여러 문제가 야기된다. 이를 위해 DTMF 신호 검출시 적당한 값으로 입력 신호를 scaling 하였다. 또한, 메모리의 양과 실시간 처리를 고려해서 DTMF 신호의 twist 확인은 그룹 필터의 출력을 이용하여 수행하였다. 신호 검출은 DTMF의 까다로운 타이밍 조건을 고려하여 54개의 입력 데이터 블럭 단위로 수행하였다. 검출된 신호에 대해서는 연속해서 2번 이상의 동일한 데이터가 바로 이전에 수신되었던 3번 이상의 데이터와 다르게 검출될 때에만 유효 데이터로 판정하였다. 특히 DTMF 신호검출시 4KHz로 subsampling을 수행함에 따라 DTMF 신호검출 프로그램을 전처리 및 후처리 부분으로 나누어서 효율적으로 처리토록 하였는데, 전처리에서는 그룹분리 필터와 고주파대 그룹의 주파수분리 필터를 수행하고, 후처리에서는 저주파대 그룹의 주파수분리 필터와 주파수별 레벨 검출기 및 데이터 유효성 검사를 수행하였다.

기능 및 채널 다중화의 효율적인 처리를 위해 메모리 운용과 프로그램 처리 기법을 고도화하였다. 메모리의 운용은 128word로 구성되는 page 당 2채널씩 구현하였고, page 0 영역은 DTMF 필터 계수와 채널별로 공용되는 채널 순번 및 채널별 기능모드 정보 등 외부 입출력에 관련된 내용을 저장하였다. 프로그램 코딩은 실시간 처리를 고려하여 direct addressing 방법을 주로 이용하였으며, 다중채널 서비스가 동적으로 변경이 용이하도록 외부 인터페이스는 polling 방식을 사용하였다. 특히, 실시간 다중채널 서비스를 위해서는 각 채널별로 신호검출 기능을 수행하지 않을 경우, 보다 짧은 주기로 I/O 메모리를

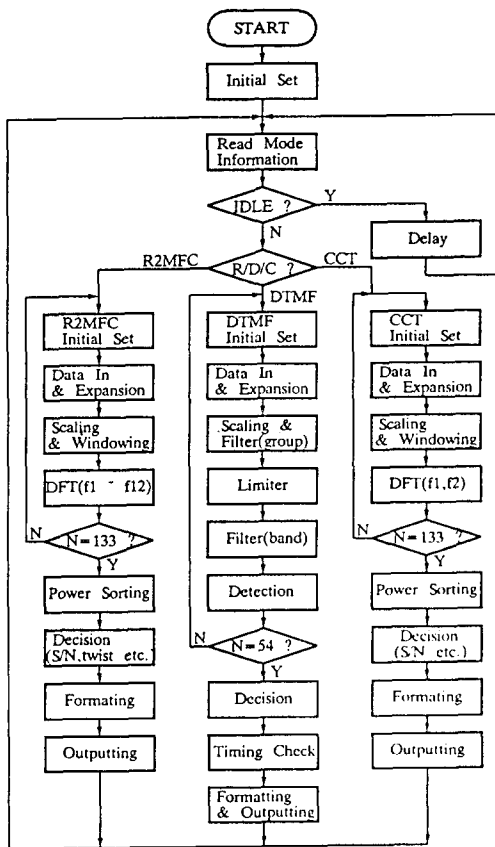


그림 7. DSP 칩내의 R2MFC/DTMF/CCT 겸용 수신기의 펌웨어 흐름도

Fig. 7. Firmware flowchart of the combined receiver in DSP chip.

당 규칙을 선정토록 하였다. 그러나 이들 기능에 대

액세스하여 새로운 기능모드 정보를 빠른 시간내에 읽어와야 한다. 따라서 이들 기능을 수행하는 Idle 기능모드를 DSP 칩에 별도로 구현하였다. 또한, 기능 및 채널 다중화를 제어하기 위한 채널 제어기능, μ C로 부터 보내온 기능모드에 따른 해당 기능모드의 선정기능, 검출된 데이터 정보에 대한 통신메시지 형태로의 변환기능 등을 수행하는 프로그램들을 각 수신기에서 공통적으로 이용함으로써 N_p 를 개선하였다.

이러한 하드웨어와 펌웨어를 이용하면 1개 DSP 칩 당 동시에 8채널을 처리하는 R2MFC/ DTMF/ CCT 겸용 수신기의 구현이 가능하다. 그림 8은 본 겸용 수신기를 사용한 회로팩(circuit package)을 보여주고 있는데, 이 회로팩에서는 2개의 DSP 칩으로 16채널을 처리하고 있다.

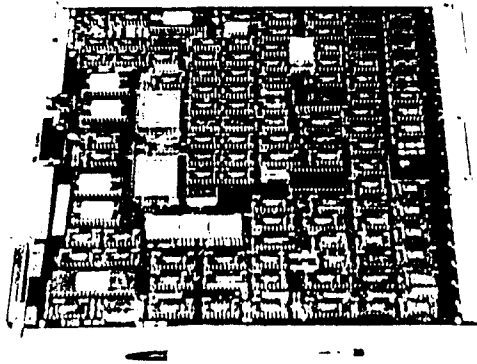


그림 8. R2MFC/DTMF/CCT 겸용 수신기가 구현된 회로팩

Fig. 8. Circuit package of the combined R2MFC /DTMF/CCT receiver.

IV. 겸용 수신기의 특성 평가

개발 완료된 겸용 수신기에 대한 시험평가 과정을 통하여 규격 및 성능의 만족여부를 확인하기 위한 절차가 필요하며, 본 논문에서는 CCITT(현 ITU-T) 요구사항에 근거한 표 1의 규격을 어느정도 충족시키는지를 평가하였다. 합리적인 방법의 시험과 다양하고 보다 정확한 신호원(signal source)의 사용을 위하여 그림 9와 같은 테스트베드를 별도로 구성하였다. 여기서 신호원은 3가지 형태를 사용하였는데, 이들은 각 수신기별로 신호의 주파수, 레벨 및 타이밍 등을 다양하게 발생하는 GN_{Elmi} 사의 MF test equipment(ZTEK 75312)^[9]의 출력, 전화기로 부터 발생하는 실신호(real signal), DTMF 수신기의 성능을 측정하기 위한 Mitel 사의 test tape^[10] 출력 등이다.

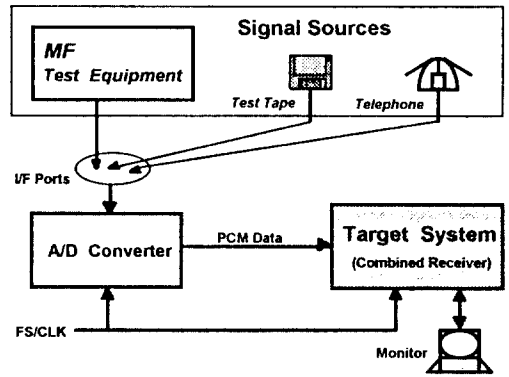


그림 9. 겸용 수신기의 테스트베드 구성도

Fig. 9. Test-bed of the combined receiver.

테스트베드를 이용하여 신호원을 다양하게 가변하면서 겸용 수신기의 동작 특성을 평가하였다. 그림 10은 2개 공칭주파수가 각각 10Hz씩 변이되어 조합된 R2MFC 주파수에 대하여 레벨 twist를 고려한 R2MFC 수신기의 동작 특성을 나타낸 것이다. 그림 11은 DTMF 수신기에 대한 동작 레벨 특성을 나타낸 것으로서, 이때 저주파대 그룹의 주파수 변이는 공칭주파수 (f_0)보다 +1.5% 이고, 고주파대 그룹의 주파수 변이는 공칭주파수보다 -1.5% 인 경우이다. 그림 12는 1,780Hz에 대하여 주파수 변이 (Δf)에 따른 CCT 수신기의 동작 레벨 특성을 나타낸 것이다. 겸용 수신기의 동작특성 결과를 나타낸 그래프에서 알 수 있듯이 테스트베드를 이용한 규격 및 성능 시험에서 동작레벨과 주파수 및 타이밍 등 권고된 규

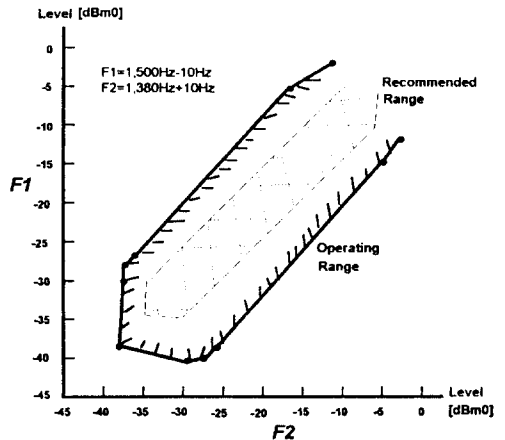


그림 10. R2MFC 수신기의 동작 특성

Fig. 10. Operating characteristics of R2MFC receiver.

격이 만족됨을 확인하였다. 또한, TDX-10 전전자교환기내에서 본 검출 수신기가 적용된 신호서비스장치를 운용 및 시험한 결과, 우수한 동작 및 성능 특성을 구비하고 있음을 검증하였다.

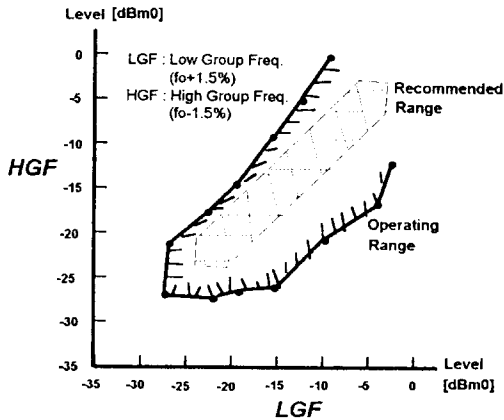


그림 11. DTMF 수신기의 동작 특성
Fig. 11. Operating characteristics of DTMF receiver.

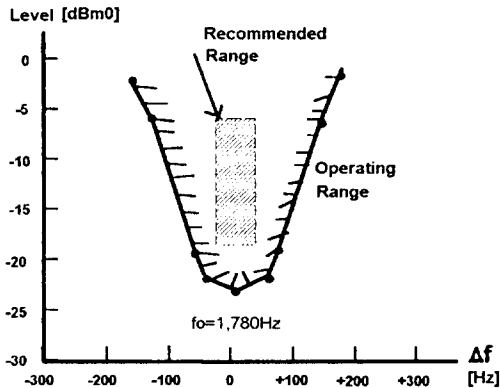


그림 12. CCT 수신기의 동작 특성
Fig. 12. Operating characteristics of CCT receiver.

V. 결론

단일 DSP 칩과 고도의 디지털 신호처리 기술을 적용함으로써 다수의 채널을 통해 입력되는 여러종류의 신호를 동시에 처리할 수 있게 되었다. 본 논문에서는 전자교환기에서 호처리를 위해 사용되고 있는 R2MFC, DTMF 및 CCT 신호를 다중채널로 동시에

검출할 수 있는 기능 다중형 수신기에 관한 것으로서, 채널 다중도를 증대시키기 위하여 R2MFC 및 CCT 수신기는 Goertzel 알고리즘을 이용한 DFT 계산을, DTMF 수신기는 4KHz subsampling 방법을 이용한 IIR 디지털 필터를 적용하였다. TMS320C25 DSP 칩을 이용하여 단일칩내에 8채널 처리가 가능토록 구현하였고, 각 채널별로 R2MFC, DTMF, CCT 및 Idle 등 4가지 수신기 기능모드를 가지고 있어서 서비스중에 μ C의 제어를 받아 채널별로 이들 기능모드가 동적으로 변경되어 지정된 신호를 수신, 검출하도록 하였다. 그러나 지금까지의 연구는 서비스중에 동적으로 기능모드 변경이 불가능하였다.^[3] 테스트베드를 이용한 규격 및 성능 시험과 함께 TDX-10 전전자교환기내에서 본 검출 수신기가 적용된 신호서비스장치를 운용 및 시험한 결과, 권고된 규격을 만족하고 우수한 동작 및 성능 특성을 구비하고 있음을 확인하였다.

교환기내에서 R2MFC/DTMF/CCT 검출 수신기에 DSP 칩이 활용됨으로써, DSP 프로그램의 변경 및 보완만으로 알고리즘을 grade-up 할 수 있으며 아울러 새로운 기능의 추가가 용이한 장점이 있다. 본 검출 수신기는 교환기내에서 분산 수용되어 서비스되고 있는 각자의 장치들을 하나의 장치로 구현이 가능하고, 또한 local 및 transit 교환기에 모두 사용 가능함으로써^[2] 경제성, 신뢰성, 이용성, 서비스 효율성, 유지보수성 및 생산성 면에서 크게 개선된 것이다. 본 검출 수신기는 미국에 특허 등록이 완료되었고^[7], 현재 TDX-10 전전자교환기에서 이용되고 있으며, 각종 신호정보 수신에 이용되는 통신시스템에서 효율적으로 사용될 수 있을 것이다. 향후, 본 검출 수신기에 보다 고성능 DSP 칩을 이용하거나 혹은 ASIC(Application Specific IC) 화를 적용할 경우, 더욱 향상된 특성을 얻을 수 있을 것이다. 또한, DTMF 신호 검출에 이용된 필터 방식은 신호전력이 신호검출 파라미터로서 이용되기 때문에, 입력 신호의 레벨 변동 및 종류에 따른 검출 임계치의 설정을 위해 실제의 전화망에서 충분한 실험이 요망된다.

參 考 文 獻

- [1] 川口正晴, 中里秀則, “デジタル信號處理技術の交換機への應用” 沖電氣研究開發, vol.53, no.4, pp.17-22, Oct. 1986
- [2] 김덕환, 백제인, 이형호, “TDX-10 전자교환기용 범용형 신호서비스장치의 구조 설계”, 전자통신논문지, vol.10, no.2, pp.20-31, Jul. 1988

- [3] A. Fukui and Y. Fujihashi, "A Single-chip, 4-channel MF/MFC/PB Receiver," IEEE GLOBECOM '87, pp.468-471, 1987.
- [4] Alan N. Oppenheim, et al., Discrete-Time Signal Processing, Prentice-Hall, 1989.
- [5] I. Koval and G. Gara, "Digital MF Receiver Using Discrete Fourier Transforms", IEEE Trans. on Communications, vol.COM-21, no.12, pp.1331-1335, Dec. 1973.
- [6] J. R. Boddile, N. Sachs, and J. Tow, "Receiver for Touch-Tone Service," BSTJ, vol.60, no.7, pp.1573-1583, Sep. 1981.
- [7] Deok H Kim, Hyeong H Lee, et al., "General Signaling Service Unit of Electronic Switching System", US Patent No. : 5,091,904, Feb. 1992.
- [8] Texas Instruments, TMS320C25 User's Guide : Digital Signal Processor, Texas Instruments Inc., 1989.
- [9] "Multi Frequency Test Equipment ZTEK 75312", GN_{Elmi} Inc., 1990.
- [10] Mitel Semiconductor, "CM7291 DTMF Receiver Test Cassette," Microelectronic Product for Telecommunications, Jun. 1983.

— 著 者 紹 介 —



金 德 煥(正會員)

1959年 6月 8日生. 1984年 2月 서울시립대학교 공과대학 전자공학과 졸업(공학사). 1992年 8月 충남대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 1994年 3月 ~ 현재 충남대학교 대학원 전자공학과 박사과정 재학중. 1984年 3月 ~ 1993年 2月 한국전자통신연구소(ETRI) 선임연구원. 1993年 3月 ~ 현재 주성전문대학 전자통신과 교수. 주관심 분야는 교환기술, 고속통신 프로토콜, 정보통신 등임.



李 榮 豪(正會員)

1955年 4月 3日生. 1977年 2月 서울대학교 공업교육과 졸업(학사). 1979年 2月 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학석사). 1983年 8月 한국과학기술원(KAIST) 전기 및 전자공학과(공학박사). 1983年 9月 ~ 1984年 11月 한국전자통신연구소(ETRI) 교육훈련실 선임연구원. 1984年 12月 ~ 1986年 11月 미국 AT&T Bell Laboratories 방문연구원. 1986年 12月 ~ 현재 한국전자통신연구소 교환기술연구단 책임연구원. 주관심 분야는 고도지능망, 교환기술 등임.



金 大 榮(正會員)

1952年 5月 28日生. 1975年 2月 서울대학교 공과대학 전자공학과 졸업(공학사). 1977年 2月 한국과학기술원(KAIST) 전기 및 전자공학과 졸업(공학석사). 1983年 2月 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학박사). 1979年 ~ 1981年 서독 RWTH Aachen, UNI Hannover 공대 연구원. 1987年 ~ 1988年 미국 University of California Davis 분교 객원연구원. 1983年 ~ 현재 충남대학교 공과대학 정보통신공학과 교수. 주관심 분야는 라인코드, 고속통신 프로토콜, 멀티미디어 통신 등임.