

DSP 를 이용한 전전자식 교환기용  
Universal 신호장치의 개발

장말숙, 김수홍, 성승희, 김근배, 하영상, 박찬용  
대우통신 (주) TDX 개발단

An Implimentation of the universal signalling  
equipment using DSP in Digital Switching System.

M.S.JANG, S.H.KIM, S.H.SUNG, K.B.KIM, Y.S.HA, C.E.PARK,  
TDX Development Team. DAEWOO TELECOM.

\* ABSTRACT \*

We implement an universal signalling equipment including many kinds of singlling devices just as R2 MFC sender/receiver,DTMF sender/receiver,Tone sender used in Digital Switching System. The universal signalling equipment has two parts,sender part and receiver part. The sender part is implemented with ROM-LOOK-UP Table method,and the receiver part is implemented with DSP (Digital Signal Processor). It is confirmed that the equipment satisfies the Recomendations of CCITT. Also, the capability of the equipment is evaluated by the LCS (Local Call Simulator)Test in the TDX-1A system.

I 서론

현재 국내의 전전자교환기에 적용되고 있는 신호장치로는 가입자 Service Tone 송신기, DTMF 송·수신기, 구간신호로서 R2-MFC 송·수신기를 들 수 있다. 이러한 신호장치들은 VLSI의 급격한 발전에 따라 H/W 구현이 거의 Digital 화 되어가고 있으며, DSP(Digital Signal Processor)등을 이용하는 방법도 많은 부분에 대하여 발표되고 있다. 현재 TDX-1A System에는 NEC의 DSP Chip인 UPD7720을 이용한 R2 송·수신기가 국내에서 In-Service상태에 있기도 하다.

본 고에서는 이러한 기술추세를 바탕으로 하여 DTMF 신호방식과 R2 신호방식의 유사성을 이용하여 각 송·수신기를 동일한 H/W로 구현하여 S/W Version에 따라 각기 기능을 달리하도록 하고 가입자 service를 위한 Tone 송신기도 역시 동일한 H/W 내에 구현한 Universal 신호장치에 대하여 논하였다. 또한 본 신호장치는 NA방식은 물론 CEPT방식으로도 H/W의 변경없이 사용가능하다. 본 신호장치의 송신부는 기본적으로 ROM-LOOK-UP Table 방식으로 구현하였으며 수신부는 TI사의 TMS32020 DSP를 사용하여 구현하였다.

II 송신부

교환기에서 사용되는 가입자 Service Tone, DTMF 수신기의 On-Line Test를 위한 DTMF Tone 및 R2MFC Tone을 ROM-LOOK-UP Table 방법의에 구현하였으며 따라서 각 Analog Tone을 CCITT 및 KTA의 규격에 따라 Donelley가 제안한 방법[2]에 따라 각종 Tone의 최적 Sample 수 및 적정주파수를 결정하여 Digital Tone Source를 생성하였다. Sampling Rate를 8KHz로 할때 가입자 service tone은 기본주파수를 3.90625Hz를 사용하여 Sample수를 2048개로 하였으며 R2 및 DTMF Tone의 경우 기본주파수를 20Hz로 하여 Sample수를 400개로 하였다. 이렇게 R2 및 DTMF Tone의 Sample수를 같게 함으로써 H/W를 간소화 할 수 있었다. 또한 각 Tone들은 1~4 개 주파수의 합성으로 되어있으며 각 Tone의

Power는 다음과 같은 식에 의해서 계산되어진다.

· 단일 주파수의 경우

$$P = \frac{V_p^2}{R} \cdot \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} (\text{SIN}(2\pi \cdot F_1 \cdot t)) dt$$

$$= \frac{V_p^2}{2R} = \frac{V_{rms}^2}{R} \quad \text{(식 1)}$$

· 두 주파수의 합성인 경우

$$P = \frac{V_p^2}{R} \cdot \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} (\text{SIN}(2\pi \cdot F_1 \cdot t) + \text{SIN}(2\pi \cdot F_2 \cdot t)) dt$$

$$= \frac{V_p^2}{R} = 2 \cdot \frac{V_{rms}^2}{R} \quad \text{(식 2)}$$

· 네가지 주파수의 합성인 경우

$$P = \frac{V_p^2}{R} \cdot \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} (\text{SIN}(2\pi \cdot F_1 \cdot t) + \text{SIN}(2\pi \cdot F_2 \cdot t) + \text{SIN}(2\pi \cdot F_3 \cdot t) + \text{SIN}(2\pi \cdot F_4 \cdot t)) dt$$

$$= 2 \cdot \frac{V_p^2}{R} = 4 \cdot \frac{V_{rms}^2}{R} \quad \text{(식 3)}$$

Digital Tone Source를 생성하기 위한 program의 Flow Chart는 (그림1)과 같다.

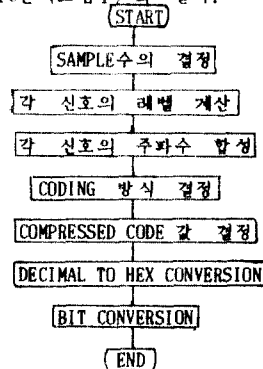
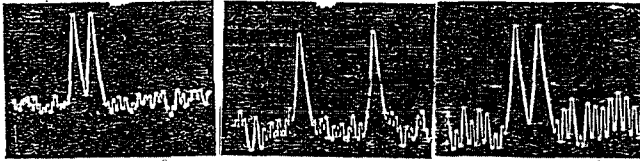


그림1) Digital Tone Source 생성Program Flow-Chart  
Fig.1) Digital Tone Source Generation Program Flow-Chart.

또한 그림2)는 D/A 변환후 각 Tone의 Spectrum이다.



Dial Tone      DTMF 0 Digit      R2MFC F1 Signal

그림2) 각 Tone별 Spectrum  
fig.2) Various Tone - Spectrum

### III 수신부

DSP S/W Version 에 따라 타국으로부터 입력되는 R2-MFC 신호를 분석하거나, MFC 가입자로부터 수신된 DTMF 신호를 분석하여 결과를 상위 Processor 에 통보하는 역할을 한다. 본 신호장치에서는 R2 및 DTMF 신호수신을 하여 8 개의 DSP Chip을 사용하여 32채널을 service 할수 있도록 채널을 다중화하여 구현하였다. 일반적인 DTMF수신기 및 R2 수신기의 규격은 각각 다음 표1)과 표2)에서와 같다.

- Signal Frequency ;
Low Group - 697, 770, 852, 941Hz
High Group - 1209, 1336, 1477, 1633Hz
- Frequency Tolerance (af) ; 1.5% ≤ af ≤ 3.5%
- Power Level ;
Operation - -3dBm ~ -24dBm
No Operation - Max. -29dBm
- Power Level Difference between Frequencies ;
Max. 5dB
- Signal Duration ; 24ms ~ 40ms
- Pause Duration ; Min. 30ms
- Signal - to - Noise Ratio ; 16dB

표1) DTMF수신기의 규격  
Table 1) DTMF Receiver Specification

- Signal Frequency
Forward Frequency ; 1380, 1500, 1620, 1740, 1860, 1980Hz
Backward Frequency ; 1140, 1020, 900, 880, 660, 540Hz
- Power Level ; -5dBm ~ -35dBm
- Frequency Tolerance ; ±10Hz
- Power Level difference between frequencies ;
5dB ~ 7dB
- R2 Compelled 방식의 Cycle Time(T) ; 120ms ≤ T ≤ 200ms

표2) R2MFC수신기의 규격  
Table 2) R2MFC Receiver Specification

#### 1. DTMF 수신기의 SW 설계

기존의 Analog Filter 방식의 수신기에서 실현된 성능을 그대로 실현할수 있으며 연산속도 및 점유성능이 우수한 IIR Digital Filter 방식을 DSP 에 적용하여 실현하였다. Fiter Approximation 으로는 최소의 차수로 천이 대역을 최소화하면서 적은 Ripple특성을 얻기에 최적인 라원형 합수를 설정하여 이를 양선형 변환에 의하여 설계하였다. 또한 Digital Filter를 구성함에 있어서 DTMF신호를 구성하고 있는 주파수중 최고주파수가 1633Hz로서 수신기에서 정보의 유실없이 신호를 재생하기 위해서는 Nyquist Sampling이론에 의해 Sampling rate가 4KHz이면 충분하며 이는 DSP S/W 의 실시간 처리에 매우 유리하므로 Sampling Rate 를

4KHz로 하여 설계 하였다.

#### 1) IIR Digital Filter의 설계

일반적으로 Analog System 에 있어서 Laplace 영역에서의 IIR Filter의 전달함수  $H_a(S)$  는 다음과 같다

$$H_a(S) = \frac{Y_a(S)}{X_a(S)} = \frac{\sum_{m=0}^M B_m S^m}{\sum_{r=0}^R A_r S^r} \quad (식 4)$$

식4)의 Analog Filter의 전달함수를 Digital Filter의 전달함수  $H(Z)$ 로 구할 경우 양선형 변환공식에 의하여 구할수 있다. 양선형 변환공식은 식5)와 같다.

$$S \Rightarrow \frac{2}{T} \cdot \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} = 2 \cdot fs \cdot \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \quad (식 5)$$

T: 샘플링주기 fs: 샘플링주파수  
그러나 양선형 변환은 Filter의 진폭은 정확히 변환시켜주지만 Analog주파수  $\Omega$  와 Digital주파수  $\omega$  의 관계가 식6)에서 나타나는 것과 같이 비선형적이어서 주파수 Warpping효과를 유발하므로 양선형 변환법에 의하여 Analog Filter 를 Digital Filter로 설계하고자 하는 경우 식6)에 의하여 Pre-Warpping해줘야 한다.

$$\Omega = \frac{2}{T} \tan\left(\frac{\omega T}{2}\right) \quad (식 6)$$

Warpping효과를 고려하여 양선형 변환법에 의하여 식4)를 IIR Digital Filter  $H(z)$ 로 구하기 위해서는 식5)와 식6)을 식4)에 대입하면 된다.

$$Y(z) = \frac{\sum_{k=0}^M B_k z^{-k}}{X(z) \cdot \frac{1 - \sum_{k=0}^R A_k z^{-k}}{1 + \sum_{k=0}^R A_k z^{-k}}} \quad (식 7)$$

이 식에서 차분방정식을 유도하면 다음과 같다.

$$Y(z) = \frac{\sum_{k=0}^M A_k Y(n-k) + \sum_{k=0}^M B_k X(n-k)}{1 + \sum_{k=0}^R A_k z^{-k}} \quad (식 8)$$

$N=M$  일 경우 이식의 Relization은 그림3)과 같이 Direct-Form II IIR Filter 로 구현할수 있다.

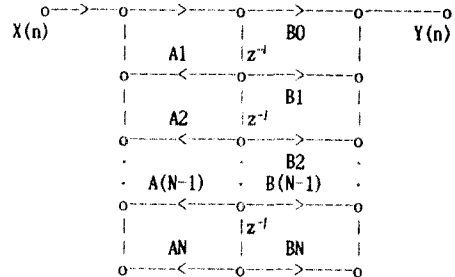


그림3) Direct-Form II IIR Filter  
fig.3) Direct-Form II IIR Filter  
이때  $z^{-1}$ 은 Filter의 Delay Node로  $Ax, Bx$  는 Filter의 weight로 주어진다.

#### 2) DTMF 수신기의 S/W 구성

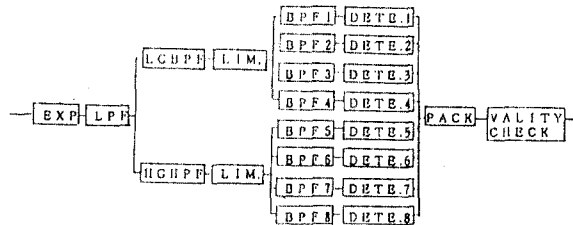


그림4) DTMF수신기 Block Diagram  
fig.4) DTMF Receiver Block Diagram

그림4)는 본 DTMF수신기의 기능별 Block Diagram 을 나타낸 것이다.

(1) EXPANSION

8 Bit PCM Data 를 U-Law 또는 A-Law 에 의하여 선형화 시켜준다.

(2) LPF

교환시스템에서 Sampling Rate 는 8KHz이므로 Digital Filter를 4KHz로 구성할 경우 2KHz~4KHz의 주파수 대역에서는 임의의 Noise 에 대하여 그대로 노출되므로 이 주파수 대역을 차단해 주기 위해 수신기 전단에 Sampling Rate 를 8KHz로 3 차의 저역통과 필터를 구성하였다.

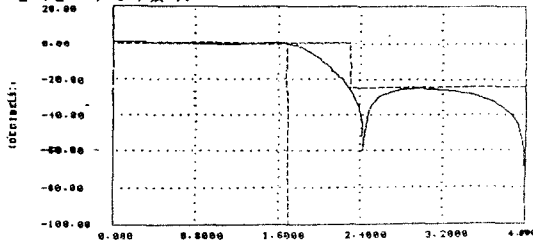


그림5) LPF Log Magnitude 특성도  
fig.5) LPF Log Magnitude Response

(3) LGBPF, HGHPF

저역통과필터의 출력은 4KHz로 Decimation되어 Low Group의 대역통과필터(LGBPF)와 High Group의 고역통과필터(HGHPF)로 입력되어진다. LGBPF는 DTMF 송출시 가장 많이 노출되어지는 Dial Tone(350Hz+440Hz) 및 전원 Noise(60Hz, 180Hz)를 차단하고 High-Group에 해당하는 주파수를 차단한다. 또한 HGHPF도 Dial Tone 및 전원 Noise를 차단해주며 Low Group의 주파수들을 차단하도록 구성하였다.

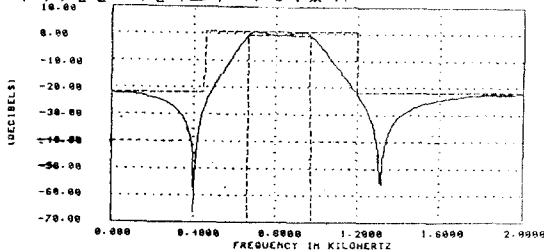


그림6) LGBPF의 Log Magnitude 특성도  
fig.6) LGBPF Log Magnitude Response

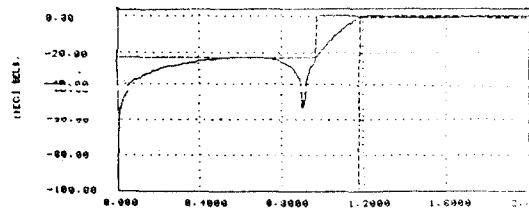


그림7) HGHPF의 Log Magnitude 특성도  
fig.7) HGHPF Log Magnitude Response

(4) LIMITER

각 Group Filter의 출력은 각 Limiter에 입력되어진다. Limiter는 두가지 기능을 가지고 있는데 첫째는 입력신호와와는 무관하게 일정한 크기이상의 입

력 신호를 일정한 크기로 출력 시켜주며 둘째로 Digit simulation을 억압하는 기능을 갖는다. 본 수신기는 -27dB까지 수신할수 있도록 Limiter의 Threshold를 결정하여 주었으며 Limiter의 출력은 duty factor가 50%인 구형파가 된다.

(5) CH. BPF 및 DETECTOR

Limiter의 출력은 각 Group의 각 대역통과필터로 입력되어진다. 대역통과필터는 2차의 타원형 필터로 규정주파수의 ±1.5%에 해당하는 주파수가 2dB내에 있도록 구성하였다. 따라서 다음단의 Detector의 Threshold는 예측되는 규정주파수 크기의 2dB 떨어진 점을 선택하면 된다. 또한 Threshold 이상의 신호가 검출되었다가 Threshold 미만으로 감소된다 할지라도 일정한 시간 (Holding Time)동안 Detection Value를 그대로 유지 시킨다.

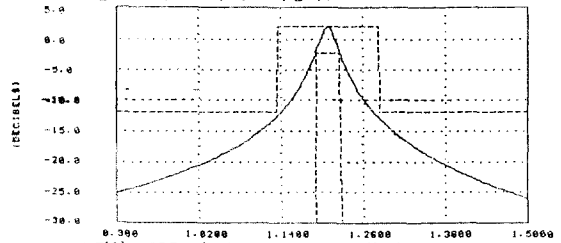


그림8) BPF의 Log Magnitude 특성도  
fig.8) BPF Log Magnitude Response

(6) Packing, Validity Check

Detector에서 신호가 검출되면 해당 주파수가 존재함을 나타내기 위하여 PACK이라는 8-Bit Data Memory의 해당 Bit를 Set한다. 이 경우 High Group과 Low Group의 주파수중 각각 단하나의 주파수가 존재하여야 하며 이것이 일정 시간동안 계속 유지되어야 유효한 신호가 된다.

Bit 7	6	5	4	3	2	1	0
1633Hz	1477Hz	1336Hz	1209Hz	1941Hz	1852Hz	1770Hz	1697Hz
High Group				Low Group			

그림9) PACK의 각 주파수별 STATUS Setting  
fig.9) Setting the Status of PACK

(7) 출력

신호가 유효한 것으로 판정되면 해당신호를 나타내는 4-Bit Binary Data와 신호의 status를 나타내는 4-Bit를 합하여 8-Bit Data를 출력한다.

3) Flow-Chart

DTMF수신을 위한 S/W의 Flow-Chart는 그림10)과 같다.

4) TEST 및 결과

설계된 수신기가 표1)의 규격에 만족 하는지를 조사하기 위하여 그림11)과 같은 Test Shop을 꾸미었다. 이 Test Shop에서 Signal Generator로는 Transmission Test Set를 사용하였으며 이는 시험하기 위한 신호를 Analog로 발생해 준다. 발생된 Analog신호를 A/D 변환한후 신호장치의 수신부에 입력되도록 하였다 또한 송신부의 Tone Source Data ROM에 원하는 규격의 Data를 생성하여 ROM에 Fusing한후 실장하여 이를 Self-Loop시켜 Test하기도 하였다. 따라서 위의 두가지 Test방법을 사용하여 DTMF신호의

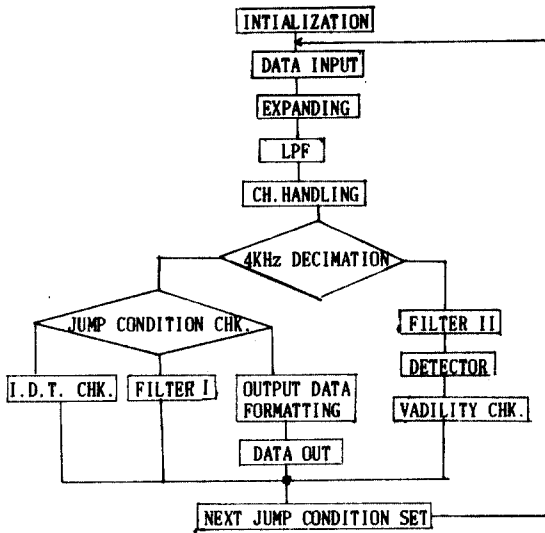


그림10) DTMF 수신기의 S/W Flow-Chart  
fig.10) DTMF Receiver S/W Flow-Chart

신호레벨, Dial Tone 레벨, 주파수 편이, Twist 등을 다양하게 변화시켜 가면서 Emulation 하였다.

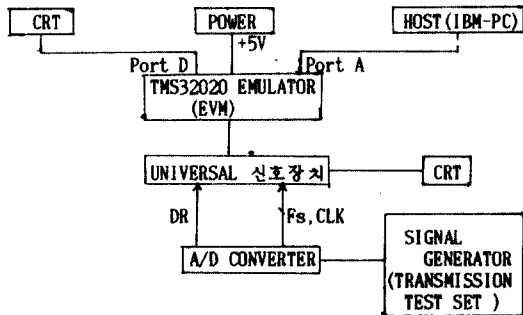


그림11) 신호장치의 수신부 Test Shop  
fig.11) Test Shop for the Signalling Equipment

(1) 주파수 편이 특성

두대의 Transmission Test Set 를 이용하여 각 DTMF 신호의 주파수를 변화시켜가며 Test 하였으며 표3) 은 입력 레벨을 최저 수신 레벨(-24dBm)으로 하였을 때 검출가능한 최대주파수의 편차를 규정주파수에 대한 백분율로 나타낸 것이다.

주파수	% HI	% LOW	주파수	% HI	% LOW
697 Hz	2.2	2.3	1209Hz	2.4	2.5
770 Hz	2.1	2.1	1336Hz	2.2	2.1
852 Hz	2.4	2.2	1477Hz	1.9	2.2
941 Hz	1.9	2.0	1633Hz	2.1	1.8
* Specs Require		Min 1.5%	Max=3.5%		

표3) 각 주파수별 주파수편이  
Table 3) Frequency Deviations of Each Frequency

표3)을 살펴보면 DTMF수신기의 최저 수신 레벨 -24dBm에서도 약 1.8%까지 검출이 가능하므로 DTMF 수신기 규격을 만족함을 알수 있다.

(2) Power Level 특성

신호장치의 송신부의 Tone Source 를 수신기의 최저 수신 레벨인 -24dBm으로 생성하여 Self-Loop Test하여 검출 여부를 검사 하였다 각 Digit 당 32,000회씩 총 512,000 회를 Test한 결과 Error 가 없이 검출됨을 확인하였다. 물론 신호레벨이 -29dBm이면 신호가 전혀 검출되지 않았다.

(3) 레벨 Twist 의 영향

통화 채널의 주파수 응답특성으로 발생하는 Twist 는 일반적으로 다음과 같은 식으로 나타낼수 있다.

$$\text{Twist} = 20 \log \frac{V_l}{V_h} \quad (\text{식 9})$$

$V_l$  : The amplitude of the low freq.  
 $V_h$  : The amplitude of the high freq.

Twist 에 대한 특성을 검사하기 위해 2대의 Transmission Test Set 를 사용하여 각각 Low Group 의 주파수와 High Group의 주파수를 수신부에 입력시킨다. 이때 Low Group 의 주파수 레벨을 -24dBm과 -18dBm으로 고정시키고 High Group의 주파수 레벨을 가변시키면서 Twist 를 검사하였다. 그 결과 두 신호의 레벨이 최저 수신 레벨 -24 dBm 이상이면 Twist 에 대한 영향은 거의 없음을 볼 수 있었다.

(4) Dial Tone에 대한 특성

현재 전자 교환기에서는 주로 레벨이 -10dBm 인 Dial Tone 을 사용하고 있다. 따라서 설계된 DTMF 수신기가 Dial Tone 에 대한 영향을 받지 않는것을 확인 하기위해서 신호장치의 송신부에 각 신호의 레벨을 -24dBm으로 하고, Dial Tone 의 레벨을 -10dBm으로 합성 시켜 수신부에 입력시켜서 모든 신호가 검출됨을 확인하였다.

(5) Signal Reception Time에 대한 특성

DTMF신호의 공급주기를 40ms ON, 40ms OFF로 Self-Loop 시켜서 검출 여부를 확인한 결과 최저, 신호 레벨 -24dBm의 DTMF신호까지도 정확하게 검출하였다.

(6) Digit Simulation 에 대한 특성

DTMF수신기는 수화기를 들고 Digit 를 송출하지 않는 상태에서 들어오는 각종 주파수 성분중 DTMF주파수대역내의 주파수에 의하여 Digit 로 오판정되게 받아야 한다. 본 수신기의 Digit Simulation에 대한 특성을 측정하기 위하여 편이상 음성에 의하여 DTMF 신호와, 비신호음성 Formant 1000Hz 와 2000Hz 가 들어오며 기타 잡음이 들어오는 것으로 가상하여 DTMF의 신호와 비신호 Formant와 -10dBm의 Dial Tone 및 주변 잡음 레벨을 -40dBm 과 -20dBm 으로 고정하여 합성한 Tone을 수신기에 입력시켰다. 이때 DTMF신호의 레벨 변화에 따라 오판정을 방지하는 비신호 음성 Formant 의 최저치를 검사하였으며 그 결과를 그림 12) 에 나타냈다. 그림에서 보면 Digit Simulation이 Protect 되기 위해서는 비신호 Formant가 DTMF신호보다 -3 ~ -4dB 이상이면 된다.

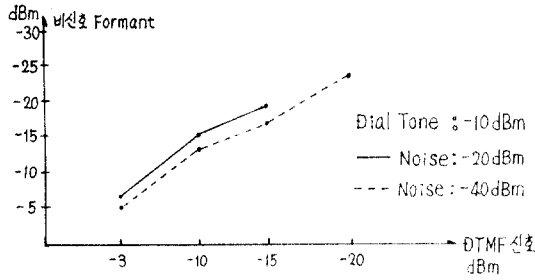


그림12) Digit Simulation 의 결과  
fig.12) A Result of Digit Simulation

(7) Worst Case Test

본 신호 장치의 수신기에 최악의 조건의 신호가 입력되어질때 검출여부를 검토하였다. 즉 각 신호 주파수의 레벨을 최저 수신 레벨(-24dBm)으로 하고 주파수의 편차를 각 규정 주파수의 1.5%로 하였으며, 주변 잡음을 S/N 비가 16dB가 되도록 하였으며 신호 레벨의 Twist 로 5dB 로 하여 수신기에 입력시킨 다음 Digit 의 검출 여부를 검토하였다. 그 결과 본 수신 장치는 최악의 신호라도 -40dBm 이하의 잡음하에서는 충분히 검출이 가능한 것으로 판명되었다.

2. R2 MFC 수신기의 S/W 설계

R2 MFC 신호방식은 Forward 신호에 1380Hz~1980Hz 까지 120Hz 간격으로 6 개의 주파수, Backward 신호 1140Hz ~ 540Hz까지 120Hz 간격의 6 개의 주파수를 가지고 각 Group 에서 두개의 주파수를 합성하여 R2 신호를 위한 MF 신호를 구성한다. 이러한 MF 신호를 검출하기 위해서 본 수신기는 어떤 입정한 점에서의 신호의 유무를 판단하기에 가장 적합한 DFT 를 사용하였으며 이의 계산 알고리즘으로는 연산 속도를 줄이면서 효과적으로 DFT 를 수행할 수 있는 Goertzel 알고리즘을 사용하였다. Goertzel 알고리즘의 식은 식10) 과 같으며 Block Diagram 은 그림13) 와 같다.

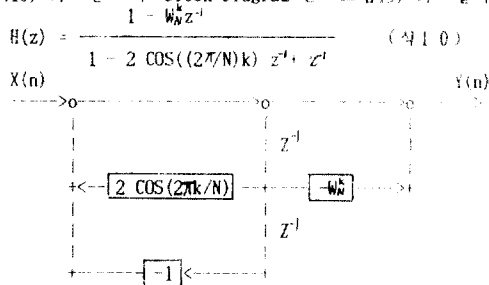


그림13) Goertzel 알고리즘의 Block Diagram  
fig.13) Block Diagram of Goertzel Algorithm

1) 신호의 판정

본 수신기는 133 개의 Data를 받아 Goertzel 알고리즘을 수행함으로써 각 주파수의 Power 를 얻었으며 계산된 Power 값들을 가지고 다음 3 가지 경우와 비교하여 신호의 유무를 판단하였다.

-  $P_{total} = P_1 + P_2 + P_3 + P_4 + P_5 + P_6 > T_1$   
각 주파수의 total power 가 입정값(T1) 이상이어야 한다. 본 수신기에서는 T1의 값을 결정하여 주기위하여 각 신호들에 대해 Goertzel 알고리즘을 수행한 후 Total Power 를 구하여서 그림14) 과 같은 결과들을 보았다. 이들을 보면 R2 신호의 최저 수신 레벨인 -35dBm 입지라도 Total

Power 가 -14.6dB 이상이므로 T1을 -16dB 로 정하였다.

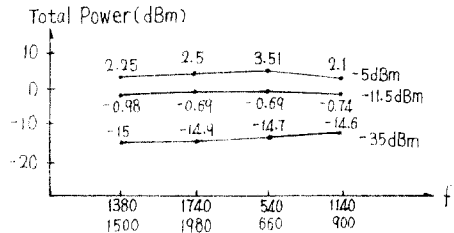


그림14) 입력 레벨 변화시 Total Power  
fig.14) The Total Power on the Variant Input Level

$P_{max} + P_{next} > T_2$   
 $P_{total} = (P_{max} + P_{next})$   
가장 큰 두주파수의 Power 의 합과 나머지 주파수 Power 의 합의 차가 입정양(T2) 이상이어야 한다. 그림 15) 은 입력 레벨에 따른 S/N 비를 나타낸 것으로 최저 수신레벨때 S/N 비가 3 dB보다 크므로 T2를 3dB 되는 점으로 결정하였다.

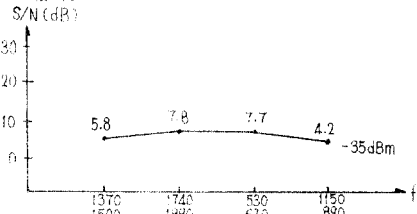


그림15) 입력 레벨 변화시 S/N 비  
fig.15) The S/N Ratio on the Variant Input Level

$P_{max} - P_{next} < T_3$   
 $P_{max}$   
가장 Power 가 큰 2 개의 주파수 사이의 Power Twist 가 입정범위(T3) 내에 있어야 한다. 그림16) 은 신호 레벨이 -11.5dBm일때 두 주파수간의 레벨차를 7dB 로 주었을 경우 가장 Power 가 큰 주파수에 대한 Twist 의 비(T3)를 나타낸것으로 T3는 2.5dB 를 넘지 않으므로 여유 있게 T3를 1.7dB로 결정하였다.

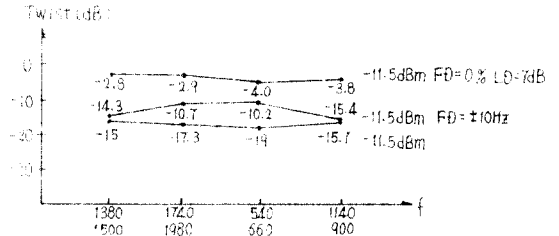


그림16) 레벨 변화에 따른 Twist 비  
fig.16) The Twist Ratio on the Variant Input Level

2) R2 MFC 수신기의 설계

(1) Data Linearization Windowing

수신부에 입력된 8-Bit Data를 U-Law 또는 A-Low 로 선형화 하며 연산도중 overflow를 방지하기 위하여 적당하게 scaling 해 주었다. 여기서 scaling

factor는 Total Power 가 1 을 넘지 않는 범위에서 가장 큰값을 정하여 주는것이 좋다. 한편 Windowing 은 Hamming Window Function 을 사용하였으며 각 Window 계수를 미리 ROM 에 저장하여 선형화된 Data와 차례로 곱해지도록 하였다.

(2) Goertzel Algorithm (G.A)

그림13) 에서 보인 것과 같이 G.A 의 계수 C1 은 다음과 같다.

$$C1 = 2 \cos(2\pi K/N) \quad (\text{식11})$$

그런데 G.A 을 수행 하는데 overflow가 발생하지 않게 하기 위해서는 C1이 1 을 넘지 말아야 한다. 그러나 C1은 주파수가 비교적 큰 Forward 에서는 1 보다 적지만 주파수가 비교적 작은 Backward 에서는 1 보다 큰값이 나오게 된다. 따라서 overflow를 방지하기 위해서 pole에 해당하는 부분을 다음과 같이 변형하여 계산한다. 즉,

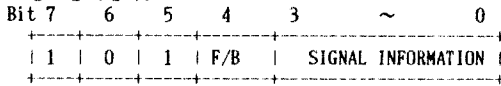
$$Y1(N) = XN + C1 \cdot Y(N-1) - Y(N-2) \text{ 를}$$

$$Y1(N) = XN + Y(N-1) + (C1-1) \cdot Y(N-1) - Y(N-2) \text{ 로}$$

변화시킨다. 또한 Zero에 해당하는 계수  $-W_N^k$  는 실수부와 허수부로 분류하여 C2, C3의 계수를 얻을 수 있다.

(3) 검출 및 출력

G.A 을 수행하여 각 주파수의 power 들 계산 하여 앞에서 제시한 3 가지 판정조건과 비교하여 유효한 신호가 존재할 경우 다음과 같은 Format으로 Data를 출력한다.



New Data Indicator

그림17) 출력 Data의 Format  
fig.17) Output Data Format

3) S/W Flow-Chart

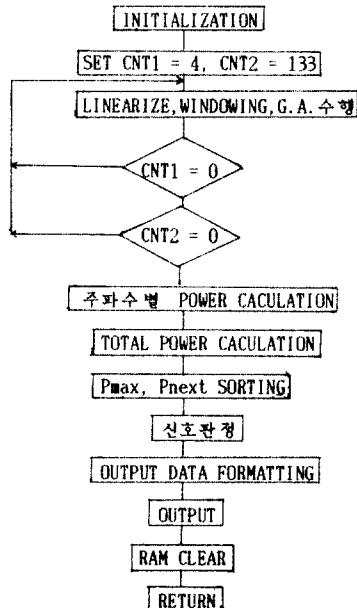


그림18) R2 MFC 수신기의 S/W Flow-Chart  
fig.18) R2 MFC Receiver S/W Flow Chart

4) Test 및 결과

R2수신기를 Test하기 위하여 DTMF수신기와 같이 두가지 방법을 사용 하였다.

(1) Total Power

그림19) 은 입력 레벨의 변화에 대한 Total Power 의 변화를 나타냈으며 그림20) 는 각 신호를 최악의 조건으로 발생시켜 수신기에 입력시켰을 때 Total Power 를 나타낸 것이다. 그림20) 에서 알수 있듯이 최악의 신호라도 Total Power 가 -16dB 이상 이므로 첫번째 판정 조건이 만족함을 볼수 있다.

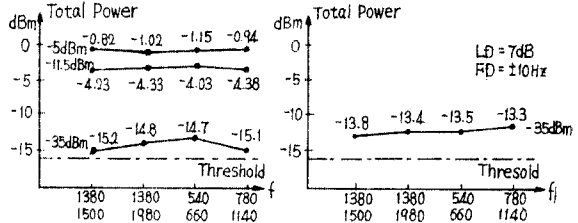


그림19) 입력레벨 변화시 Total Power  
fig.19) Total Power on the Variant Input Level

그림20) Worst Case Total Power  
fig.20) Worst Case Total Power

(2) Signal / Noise 비

그림21) 은 입력레벨 변화시 S/N 비를 나타낸 것이고 그림22) 는 Worst Case의 S/N 비를 나타낸 것으로 최소 S/N 비가 5.48dB로 두번째 판정 조건이 만족함을 볼 수 있다.

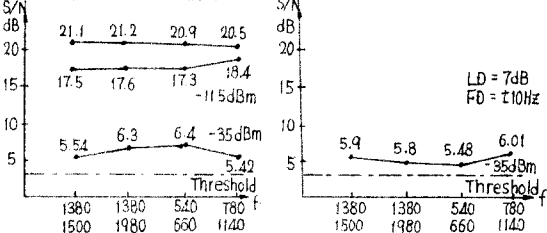


그림21) 입력레벨 변화시 S/N 비  
fig.21) S/N Ratio on the Variant Input Level

그림22) Worst Case S/N Ratio  
fig.22) Worst Case S/N Ratio

(3) Twist

그림23) 는 입력레벨을 최저 수신레벨인 -35dBm 으로하고 주파수의 변이폭 + 10Hz까지 변화시키면서, 두주파수간의 레벨차를 7dB 까지 주었을때의 Power 가 가장 큰 주파수에 대한 Twist 의 비로 나타낸 것이다 이 경우 Twist 비가 -2dB 를 넘지 않으므로 세번째 판정 조건도 만족함을 알수 있다.

V1 신호장치의 H/W 구성

앞에서 언급하였듯이 본 신호장치는 크게 송신부와 수신부로 구성이 되어있다. 송신부는 또 DTMF/R2 송신부의 Tone 송신부로 나누어 지며 각각 ROM-LOOK-UP Table 방식에 의해 구현하였다. 또한 수신부는 TI사의 TMS 32020 DSP Chip을 사용하여 DTMF/R2 신호에 대한 신호분석은 모두 DSP 에서 수행된다.

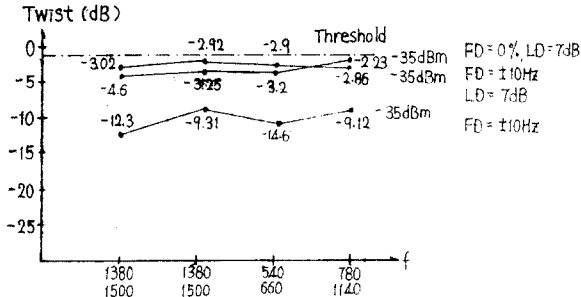


그림 23) Worst Case Twist  
fig. 23) Worst Case Twist

따라서 H/W의 변경없이 DSP S/W의 변경만으로 R2 및 DTMF의 정보 분석을 가능하도록 설계하였다.

수신부는 DSP Part 및 DSP에 입력되는 PCM Data를 각 채널별로 조정해주는 PCM Data Control Part, DSP로 부터 출력되는 신호정보를 I/O RAM에 쓸수 있도록 조정해주는 DSP Output Control Part, 신호정보를 저장하는 I/O RAM 및 신호정보를 상위 processor에서 access할수 있도록 조정해주는 I/O RAM Access Control Part 등으로 구성되어 있다.

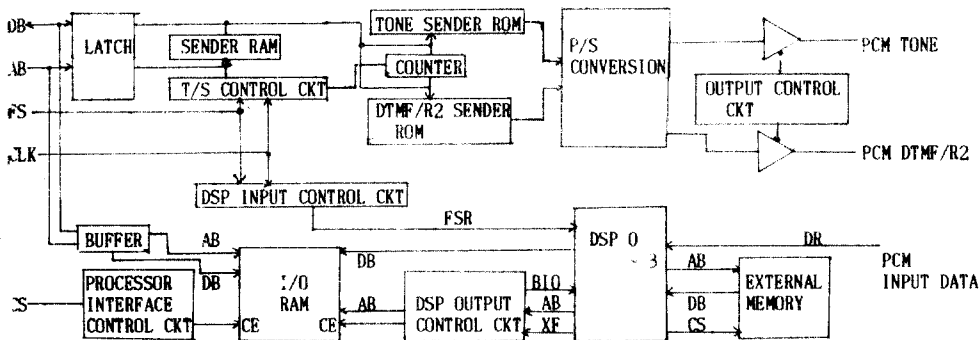
본 신호장치의 대략적인 Block Diagram은 그림 24)과 같다.

7 결론

본 신호장치는 기존의 각 신호방식에 따라 각각 다르게 구현되어 오던 신호장치들을 동일한 H/W로 구현하였고 한 Board당 16채널의 송·수신기를 구성하여 좁은 System에서의 공간을 절약할수 있었다.

따라서 System의 유지보수가 쉬우며 또한 송신부 및 수신부를 모두 Digital로 처리해 줌으로써 신뢰성 및 Redundancy를 높여 줄수 있었다.

현재 본 신호장치는 본 연구소에 설치된 TDX-1A에 적용되어 Test중이며 LCS (Local Call Simulator)로 Test하여 만족할 만한 결과를 얻었으며 곧 현장에서 Test할 예정이다.



( AB : Address Bus , DB : Data Bus , CS : Control Signal )

그림 24) Universal 신호장치 구성도  
fig. 24) Universal Signalling Equipment Block Diagram

\* Reference \*

1. A.V.Oppenheim, "Digital Signal Processing" Prentice-Hall, 1975.
2. J.H.Donnelley, "Digital Tone Source Design for PCM System", GTE Automatic Electronic Journal May, 1980.
3. 박항구 외, "MF 디지털 수신기의 설계의 관한 고찰", 전자공학회지 제22권 6호, 11, 1980.
4. G.Daryanani, "Principle of Active Network Synthesis and Design", Bell Lab. inc. 1976.
5. 유근호 외, "전 전자식 교환기의 32CH. 용 MFC 수신기의 개발에 관한 연구", 화방대연구소 1984.
6. 유근호 외, "전 전자식 교환기의 MFC 및 DTMF 수신기 설계에 관한 연구", 화방대연구소, 1986.
7. W.D.Stanley, "Digital Signal Processing", Prentice-Hall, 1984.
8. 신동진 외, "Digital Filter를 이용한 Push Button수신기 설계", 전자통신 제 7권 2호, 7, 1985.
9. "Digital Signal Processing Application with the TMS320 Family", Texas Instrument.
10. TMS32020 User Guide.
11. C.S.Burrus and T.W.Parks, "DFT/FFT and Convolution Algorithms", Wiley-Interscience, 1985.
12. J.R.Boddie and N.Sachs, "Receiver for TOUCH-TONE Service", Bell System Technical Journal, 1981.
13. CCITT REC. G711, "Coding of Analog Signals"
14. CCITT REC. Q23.24, "Signalling Frequencies for Push-Button Telephone Sets and Reception of Those Signals in Exchanges".
15. CCITT REC. Q400-490, "Specifications of Signalling System R2".
16. A.Antonioni, "Design of Elliptic Digital Filters", Prescribed Specifications", PROC. IEEE, VOL. 124, NO. 4, April, 1977.
17. "표준 R2신호방식" 한국전기통신공사, 1986.