

# MF 디지털 수신기의 설계에 관한 고찰

## (A Study on the Design of Multifrequency Digital Receiver)

吳德吉\*, 金珍泰\*, 朴恒九\*

(Deock Gil Oh, Jin Tae Kim and Hang Gu Bahk)

### 要 約

本 論文은 TDM 電子交換機의 局間 信號 장비인 CCITT R2-MF 受信機(32CH用)의 디지털 하드웨어 實現에 關한 實驗的인 研究이다. MF 檢出을 위한 DSP(digital signal processing) 方法은 여러 가지가 있지만 本 受信장치의 要求조건은 特定 周波數의 예민한 周波數 응답 特性과 그의 有無 判별이 必要하므로 DFT(discrete Fourier transform)에 의한 方法이 가장 효율적이다. 이의 實現은 實 時間 처리를 위해 “bit-slice micro-processor”인 Am2900 series를 使用, micro-programming 技法을 도입하여 고속처리 하였다. 그리고 순 시스템 제어를 위하여 Z-80A processor를 使用, 하드웨어 및 소프트웨어의 용 통성을 最大한 높임으로서 TDM 電子交換機의 局間 信號裝置로서의 活用 可能性을 확인하였다.

### Abstract

This paper is an experimental study on the digital hardware implementation of the R2-MF Receiver for 32 channel configurations used in signalling systems between ESS. There are many methods to detect MF signal by DSP techniques, but the requirement for MF detection needs not sharp frequency response, needs only decision about some specific frequencies exist or not at discrete frequency sampling points. The hardware used to implement this algorithm is Am 2900 series “bit-slice microprocessor” chips based on the microprogramming techniques for real time signal processing. And we used the additional Z-80A processor chips for the system control and the decision about which is the right MF signal from the detected MF spectrums. Hence we could enhance the flexibilities of the hardware and the software, this leads that this system is well suits for signalling systems used in TDM ESS.

### I. 序 論

MF(mult-frequency)라 함은 音聲帶域內의 特定한 周波數의 合成波를 일컬으며, 傳送方法에 따라 前

進 및 後進信號로 구분된다. 前進信號는 1380Hz 부터 1980Hz 까지 120Hz 간격으로 6 周波數가 있고 後進 信號도 1140Hz부터 540Hz까지 120Hz 간격으로 6 周 波數가 있다.<sup>1)2)</sup>

이러한 MF 檢出을 위한 디지털 受信機의 構成方法 中 代表的인 方法들로는 디지털 filtering 方法과 DFT (discrete Fourier transform)에 의한 方法이 있다. 디지털 filtering에 의해 MF 受信機를 構成하면 DFT 에 의한 方法보다 固波數 檢出 特性이 우수하다는 長

\*正會員, 韓國電氣通信研究所  
(Korea Electrotechnology and Telecommunication  
Research Institute)

接受日字: 1984年 6月 15日

點이 있으나 MF 檢出의 요구 조건이 예민한 固波數 응답 特性보다는 12周波數의 有·無 판별이 重要하므로 DFT에 의한 方法이 더 효율적이다. DFT의 계산 方法中 周波數 영역의 여러 점(入力 點 數만큼)에서의 스펙트럼 情報를 求할때는 FFT(fast Fourier transform) 方法이 더 효율적이나 본 受信機에서는 特定한 點에서의 스펙트럼 情報가 必要하기 때문에 어떤 한 點에서의 효과적인 DFT 方法인 Goertzel 알고리즘을 利用하여 周波數 스펙트럼을 檢出하였다.<sup>[3]</sup>

II. R2 MF의 檢出理論

1. R2 MF의 特性

R2 MF의 경우 두 周波數의 最大 공약수는 20Hz 이므로 PCM 傳送時 400 標本值(50msec)마다 같은 形態의 波形이 되풀이 되며, 400標本值中에서도 100 標本值만이 4구간에서 符號만 바뀌어 반복된다.<sup>[2]</sup>

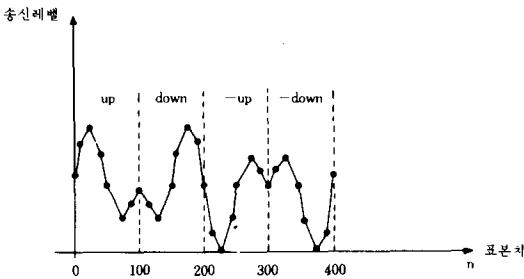


그림 1. 표본화된 R2 MF의 파형  
Fig. 1. Waveforms of the sampled R2 MF.

2. Goertzel 알고리즘에 의한 MF 檢出<sup>[4]</sup>

DFT의 定義式에서  $x(n)$ 을 복소량이라고 가정하면 임의의 점에서  $X(k)$ 를 求하는데 必要한 冪의 數는 4 N이 된다.

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

단  $W_N = \exp\{-j(2\pi/N)\}$

冪의 數를 줄이기 위해서 式(1)의 양변에  $W_N^{kN} = 1$ 을 곱하면

$$X(k) = \sum_{r=0}^{N-1} x(r) W_N^{-k(N-r)} \quad (2)$$

$$Y_k(n) = \sum_{r=0}^{N-1} x(r) W_N^{-k(N-r)} \quad (3)$$

$X(k) = Y_k(n) |_{n=N}$ 이 된다.

즉  $Y_k(n) = x(n) * h(n)$ 이 되어 전달함수는 다음과 같다.

$$H_k(z) = 1 / (1 - W_N^{-k} Z^{-1}) \quad (4)$$

式(4)를 變形시키면

$$H_k(z) = (1 - W_N^k Z^{-1}) / [1 - 2 \cos(2\pi k/N) Z^{-1} + Z^{-2}] \quad (5)$$

가 되는데 이는 式(4)에서 極點의 복소항을 實數항으로 代치시켰기 때문에 冪의 數가 2N이 되어 1/2로 감소된다.

이의 入出力式은 다음과 같다.

$$Y_k(n) = x(n) - W_N^k x(n-1) + 2 \cos(2\pi k/N) y_k(n-1) - y_k(n-2) \quad (6)$$

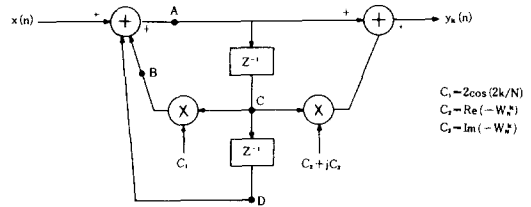


그림 2. Gortzel algorithm의 계통도  
Fig. 2. The flow graph of Goertzel algorithm.

3. 入力 데이터數(N)과 周波數 分解能( $\Delta f$ )와의 관계

N點 DFT 계산時 32TS (time slot)分の MF 데이터가 모이는 時間( $T_{IN}$ )은  $N \times 125[\mu\text{sec}]$ 가 되고 한 채널(CH)에 할당되는 DFT 계산 時間( $T_{CH}$ )은  $T_{IN}/32$ 가 되며, 이때 周波數 分解能( $\Delta f$ )는  $8000/N[\text{Hz}]$ 가 된다. 그러므로 위의 관계와 R2 信號方式의 cycle time을 고려하면 적당한 入力 데이터의 數를 決定할 수 있다.

표 1. 표본 치수(N)과  $\Delta f$ 의 관계

Table 1. The relationship between N and  $\Delta f$ .

	N	$T_{IN}$ [msec]	$T_{CH}$	$\Delta f$ [Hz]	$K_i$	$K_o$
1.	400	50	1.5625 msec	20	69, 75, 81, 87, 93 99	57, 51, 45, 39, 33 27
2.	256	32	1 msec	31.25	44·16, 48, 51·84 55·68, 59·52, 63 ·36	36·48, 32·64, 28 ·8, 24·96, 21·12, 17·28
3.	133	16.625	519.5 $\mu\text{sec}$	60	23, 25, 27, 29, 31 33	19, 17, 15, 13, 11 9
4.	64	8	250 $\mu\text{sec}$	125	11·04, 12, 12·96 13·92, 14·88, 15·84	9·12, 8·16, 7·2 6·24, 5·28, 4·32

표 1에서 알 수 있듯이  $\Delta f$ 가 정수가 아니면 한 周波數를 檢出하기 위해서 두 點의 K에서 계산이 必要하므로 실제 하드웨어에의 적용이 곤란하다. 特히 N=64일때는 충분한 MF 情報를 갖는다고 볼 수 없고  $\Delta f$





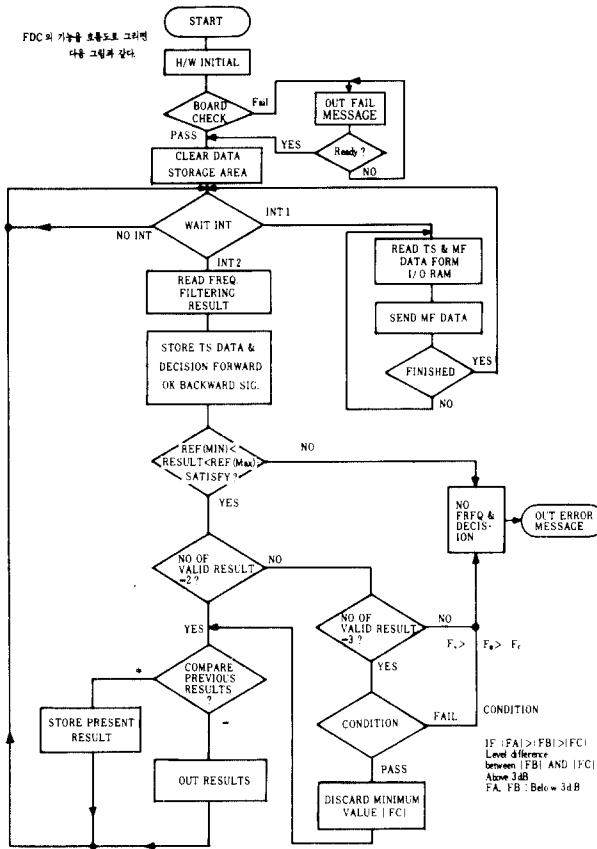


그림 9. MFDC의 흐름도  
Fig. 9. Flow otart of MFDC.

common memory에 write 한다. 이때 MFDC는 그림11의 레벨 다이어그램에 의해 구해진 REF (MIN)과 REF (MAX)에 의해 decision(그림9 참조)을 하여 해당 MF를 符號化하며, 본 實驗에서는 CRT 터미날을 통해 위의 과정을 추적하도록 하였고, 실제로 人力信號 레벨을 變化시키면서 위의 實驗을 遂行하여 본 受信機

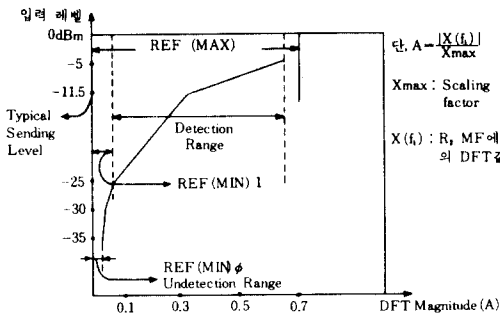


그림10. MF 수신기의 레벨도  
Fig. 10. Level diagram of the MF receiver.

의 受信영역 및 受信의 正確性을 實驗하였다.

그림10은 入力 레벨의 變化에 對한 出力 레벨(DFT의 크기)의 變化를 컴퓨터 시뮬레이션에 의해 그림으로 表示한 것으로 MF decision時 REF(reference) 값을 決定하는데 使用하였다.

2. 實驗 結果

本 論文의 MFDC는 R2 시스템의 送信 및 受信에 관련된 各種 制御를 하므로 MFDC의 common memory 및 自体 RAM을 추적하면 어떤 TS에 어떤 MF가 어느 정도의 레벨로 檢出되었는가를 확인할 수 있다. Common memory의 構成은 그림11과 같으며, 본 實驗에서는 common memory의 內容을 RAM 영역인 3φφφ<sub>H</sub>~3φ7φ<sub>H</sub> 및 6φφφ<sub>H</sub>~6φ4φ<sub>H</sub> 번지로 read 하여 해당 結果를 檢討하였다.

Block 1	MF to be sended at each TS	Length 32 bytes
Block 2	Modified TS data	Length 32 bytes
Block 3	Spare	Length 32 bytes
Block 4	Detected & decided MF digit at each TS	Length 32 bytes
Block 5	F <sub>i</sub> (i=1, ..., 6, 7, ..., 12) SUMM SUML TS Valid MF Spectrum	Length 72 bytes

그림11. Common memory의 구성  
Fig. 11. Structure of common memory.

그림에서 block 1은 各 TS에 傳送되는 MF 데이터를 表示하며 block 2는 現在 傳送되고 있는 TS 情報를 表示한다. Block 4는 各 TS別로 受信된 MF 情報를 表示하며 block 5는 檢出된 6周波數의 스펙트럼

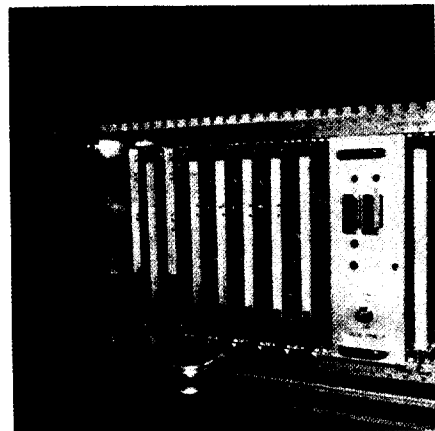


그림12. 實驗 장치  
Fig. 12. Experimental equipment.

크기와 이의 습 및 TS 情報를 表示한다. 그리고 block 5의 최종 2 byte는 최종적으로 선택된 MF (2周波數)를 表示한다. 이 實驗에 使用한 實驗장치는 그림12와 같고, 그림13은 본 實驗의 結果를 出力시킨 것이다.

```

3000 05 05 05 05 05 05 05 05 05 05 05 05 05 05
3010 05 05 05 05 05 05 05 05 05 05 05 05 05 05
3020 00 01 02 03 04 05 06 07 08 09 0A 0B 0C 0D 0E 0F
3030 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 1A 1B 1C 1D 1E 1F
3040 FF 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
3050 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
3060 05 05 05 05 05 05 05 05 05 05 05 05 05 05 05
3070 05 05 05 05 05 05 05 05 05 05 05 05 05 05 05
    
```

(i) Block 1-4 (MF=5:1500Hz+1740Hz)

```

6000 01 5F 01 61 02 0A CE 00 18 11 11 11 11 11 11 11
6010 33 00 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11
6020 2A 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11
6030 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11
6040 5F 61 57 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11
    
```

(ii) Block 5

```

5000 07 5D 01 60 07 08 D4 00 0B 11 11 11 11 11 11 11
5010 35 00 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11
5020 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11
5030 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11
5040 5D 60 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11
    
```

(iii) Block 5

```

3000 13 13 13 13 13 13 13 13 13 13 13 13 13 13 13
3010 13 13 13 13 13 13 13 13 13 13 13 13 13 13 13
3020 00 01 02 03 04 05 06 07 08 09 0A 0B 0C 0D 0E 0F
3030 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 1A 1B 1C 1D 1E 1F
3040 FF 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
3050 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
3060 13 13 13 13 13 13 13 13 13 13 13 13 13 13 13
3070 13 13 13 13 13 13 13 13 13 13 13 13 13 13 13
    
```

(iv) Block 1-4 (MF=13:1020Hz+900Hz)

```

5000 0D 4F 3C 0A 01 02 C5 00 81 11 11 11 11 11 11 11
5010 31 00 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11
5020 0E 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11
5030 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11
5040 4F 3C 45 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11
    
```

(v) Block 5

그림 13. 실험 결과  
Fig. 13. Results of experiment.

### 3. 檢 討

그림13의 i)에서 block 1의 내용은 全 TS에 MF組合 5 (1500Hz+1740Hz)를 送信하였을 경우를 表示하며, block 2는 全 TS에 위의 MF를 계속하여 送出함

을 의미하고, block 4는 各 TS別로 MF組合 5를 受信함을 의미한다. 또 ii)와 iii)의 block 5는 TS 18H (24)와 TS B(11)에 forward 6周波數가 受信되었음을 나타냄과 同時에 (TS 情報의 MSB는 0면 forward 1이면 backward 信號임을 表示), 이들에 對한 스펙트럼의 크기를 나타내고 스펙트럼 크기의 습을 表示한다. ii)를 살펴보면 1500Hz의 스펙트럼 크기가 5F이고 1740Hz의 스펙트럼 크기가 61임을 表示하며, 結局 5F와 61(6040번지의 처음 2 byte)이 타당한 周波數組合으로 선택되었음을 의미한다. 마찬가지로 iv)에서는 全 TS에 MF組合 13(1020Hz+900Hz)을 送信하여 各 TS別로 13이 受信되었음을 의미하며 v)를 살펴보면 TS1에 backward 6 周波數中 1020Hz의 스펙트럼 크기가 4F이고 900Hz의 스펙트럼 크기가 5C임을 의미하며 結局 4F와 5C가 타당한 周波數組合으로 檢出되었음을 의미한다. 그리고 人力 信號레벨의 變化에 따른 受信 영역의 變化는 다음 그림과 같다.

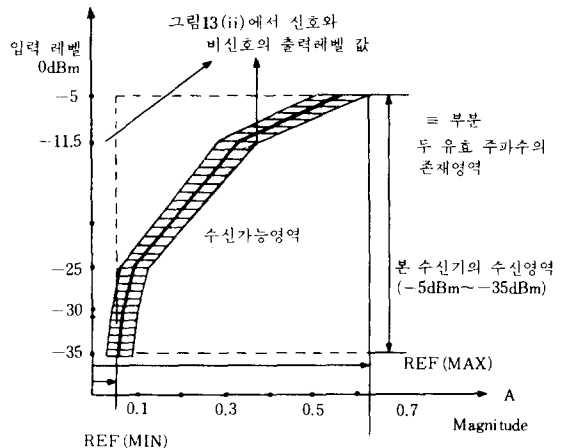


그림 14. 人力變化에 따른 出力 레벨 變化  
Fig. 14. Output level diagram according to input level.

그림14에서도 알 수 있듯이 受信時 信號와 非信號 周波數의 出力 레벨차는 25dB 이상 (|DFT|로는 0.03 이하와 약 0.375정도 그림15의 X참조) 이므로 傳送時의 信號와 非信號의 레벨차가 25dB 이상임을 충분히 만족한다. 그리고 人力 레벨을 變化시켰을 경우 (그림 14의 빗금부분)도 최소 35dB까지를 檢出할 수 있으므로 CCITT의 권고사항을 충분히 만족시킴을 알 수 있다.

### V. 結 論

本 論文에서 研究한 MF 디지털 受信機는 R2 MF

特性 考察 및 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 가장 적절하다고 관정되는 133點의 入力 데이터로써 fast 1-point DFT를 遂行하여 MF를 檢出하였다. 特히 이의 構成을 microprogramming 技法을 使用하여 "bit-slice microprocessor"를 使用하였기 때문에 하드웨어 正確度(16bit) 및 소프트웨어 융통성을 원하는대로 높일 수 있었다. 그리고 filtering 結果의 decision時 processor를 使用하므로써 受信할 수 있는 信號레벨을 원하는대로 調整할 수 있는 長點이 있으며, 이러한 設計 技法은 시스템의 변경시나 機能 첨부의 경우에도 마이크로프로그램의 변경으로 쉽게 처리되므로 더 복잡한 시스템에도 쉽게 응용할 수 있는 가능성을 확인하였다.

#### 參 考 文 獻

- [1] International Telegraph and Telephone Consultative Committee (CCITT), Specifications of signalling System R2, 1976.
- [2] 박 항구, 김 진태, 오 덕길, MF 디지털 送信機에 관한 考察, 電子工學會誌 제20권 제3호, 5월, 1983年.
- [3] Ivan Koval and George Gara, "Digital MF receiver using discrete Fourier transform", *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-21, pp. 1331-1335, Dec., 1973.
- [4] Alan V. Oppenheim and Ronald W. Schaffer, *Digital Signal Processing.*, pp. 287-289, Prentice Hall, 1975.
- [5] John Mick and Jim Brick, *Bit-Slice Microprocessor Design.*, McGraw Hill, 1980.
- [6] William Koral, "Bipolar VLSI for high performance digital signal processing" *International on Communications (ICC) Conference Record*, vol.2 of 4, pp. 25.1.1-25.1.4, June 10-14, 1979.
- [7] J. Tow and N. Sachs, "A DSP Implementation of Digital Tone Receiver", *ICC '81 Conference Record*, vol.4 of 4, pp. 72.4.1 - 72.4.5, June 14-18, 1981.
- [8] C.R. BAUGH, *Design and Performance of a Digital Multifrequency Receiver.* *IEEE Trans. Comm.*, pp. 608-615 June, 1977.