

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의예민한周波數 응답特性과 그의有無 판별이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 고속처리를하였다. 그리고 全 시스템 제어를 위하여 Z-80A processor를 使用, 하드웨어 및 소프트웨어의 용통성을最大한높임으로서 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 두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 1380Hz부터 1980Hz까지 120Hz 간격으로 6周波數가 있고 後進信號도 1140Hz부터 540Hz까지 120Hz 간격으로 6周波數가 있다.^{[1][2]}

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 DFT에 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 效果적인 DFT 方法인 Goertzel 알고리즘을 利用하여 周波數 스펙트럼을 檢出하였다.^[3]

II. R 2 MF의 檢出理論

1. R 2 MF의 特性

R 2 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 4 구간에서 符號만 바뀌어 반복된다.^[2]

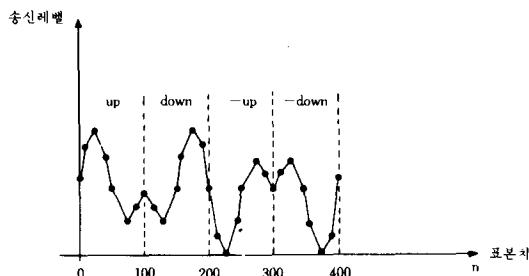


그림 1. 표본화된 R 2 MF의 波形

Fig. 1. Waveforms of the sampled R 2 MF.

2. Goertzel 알고리즘에 의한 MF 檢出^[4]

DFT의 定義式에서 $x(n)$ 을 복소량이라고 가정하면 임의의 점에서 $X(k)$ 를 求하는데 必要한 곱의 數는 N 이 된다.

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

단 $W_N = \exp\{-j(2\pi/N)\}$

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

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

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

$X(k) = Y_k(n)|_{n=N}$ 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 檔點의 복소항을 實數 항으로 대치시켰기 때문에 곱의 數가 $2N$ 이 되어 $1/2$ 로 감소된다.

이의 入出力式은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} Y_k(n) &= x(n) - W_N^k x(n-1) + 2 \cos(2\pi k/N) y_k(n-1) \\ &\quad - y_k(n-2) \end{aligned} \quad (6)$$

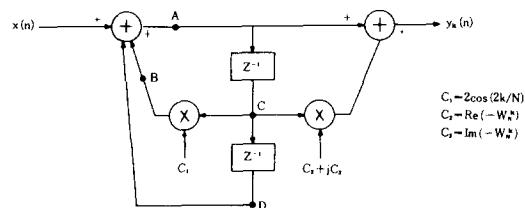


그림 2. Goertzel algorithm의 계통도

Fig. 2. The flow graph of Goertzel algorithm.

3. 入力 데이터數(N)과 周波數 分解能(Δf)의 관계

N 點 DFT 계산時 32TS (time slot)分의 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(Δf)는 $8000/N[\text{Hz}]$ 가 된다. 그러므로 위의 관계와 R 2 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 Δf 의 관계

Table 1. The relationship between N and Δf .

	N	T_{IN} [msec]	T_{CH}	Δf [Hz]	K_1	K_2
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 μsec	60	23, 25, 27, 29, 31 33	19, 17, 15, 13, 11 9
4.	64	8	250 μsec	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 Δf 가 정수가 아니면 한 周波數를 檢出하기 위해서 두 點의 K 에서 계산이 必要하므로 실제 하드웨어에의 적용이 곤란하다. 特히 $N = 64$ 일때는 충분한 MF 情報를 갖는다고 볼 수 없고 Δf

도 120Hz 보다 크므로受信機에의 적용이 곤란하다. 그러므로 $N=400$ 이나 $N=133$ 일 경우가 하드웨어實現에 적절하며 그림 1에서 알 수 있듯이 $N \geq 100$ 이면 충분한 R2 MF情報を 갖기 때문에周波數檢出 속도面에서 3倍이상 유리한 $N=133$ 일 경우가 가장 바람직하다.

本論文에서는 133點의 DFT遂行時に 관하여 언급하였다. 그러나 400點의 DFT遂行時도 microprogram PROM을 바꾸어 쉽게實現될 수 있다.

III. MF受信機의構成

MF受信機는各機能에 따라 다음의 세部分으로 나눌 수 있으며 이의構成圖는 그림3과 같다.

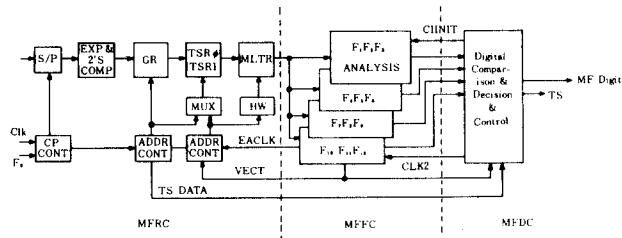


그림3. MF수신기의 구성도

Fig. 3. The block diagram of MF receiver.

1. MFRC(MF Relocation Circuit)

MFRC는 MF PCM 데이터의 serial/parallel變換과 DFT 연산을 위해 ROM table look-up方法을利用하여 PCM 데이터의線形化 및 2'S complement化를遂行한다. GR(Group RAM)에서는各TS別로 MF 데이터를 저장하여(32TS分), TSR(TS RAM)을通过연속적으로 데이터를出力시킨다. 그리고周波數 응답特性의 개선을 위해Hamming window 데이터와의곱셈을遂行한다.

2. MFFC(MF Filtering Circuit)

MFFC는 microprogram에 의해 해당周波數 스펙트럼의 크기를 계산한다.

1) MFFC의構成

MFFC는 CPU, MCU(microprogram control unit), microprogram memory와乘積器로構成되며, 그 내용은 그림4와 같다. CPU는 16bit로 4bit-slice(Am 2903) 4개로構成되는 고속 ALU와 status 레지스터로構成되며 그림2의 연산中곱셈을 제외한 연산을遂行한다. MCU는 microprogram의 흐름을 제어하며 microprogram memory에는 MF檢出 알고리즘과各種素子를제어하는 bit들을저장하고 있으며 MCU의제어에의

해 PL(pipe line)레지스터를通过出力된다. 그리고 더욱빠른 속도의周波數檢出을 위해外部乘積器(16×16)를使用하였다.

2) Micropogramming의고려

그림2의 A, B, C, D값은 다음과 같다.

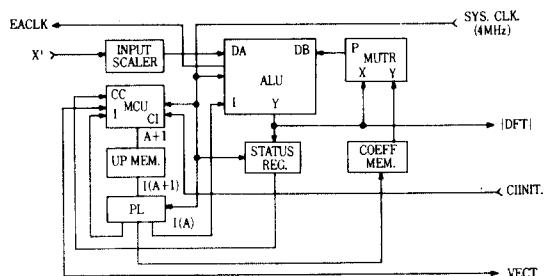


그림4. MFFC의 구성도

Fig. 4. A block diagram of MFFC.

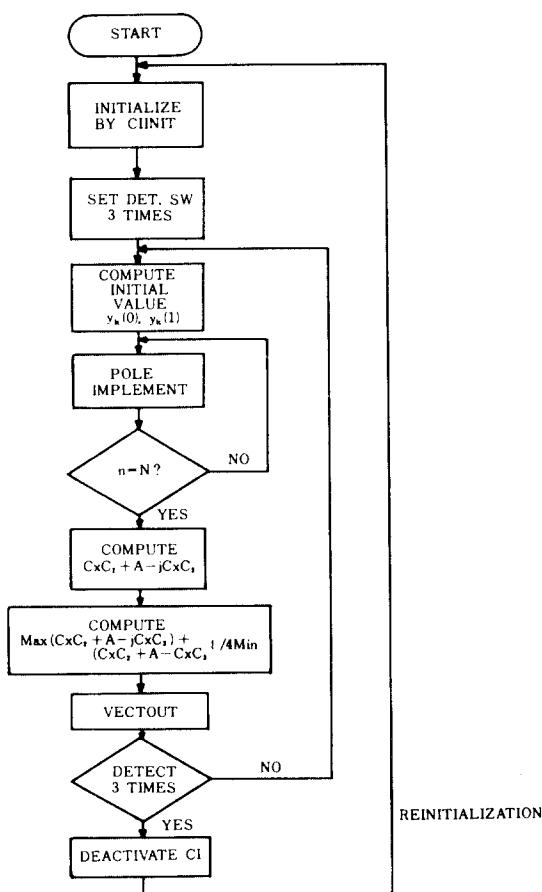


그림5. MFFC의 흐름도

Fig. 5. Flow chart of the MFFC.

- A; 入力データ + B - D
 B; A를 한 cycle 지연시킨 값
 C; $A \times 2\cos(2\pi K/N)$
 D; C를 한 cycle 지연시킨 값

이때極點은 $n=N$ 일때까지 계속 반복 수행되고, $n=N$ 이 된後에零點이遂行되기 때문에 DFT값은 $n=N$ 이 된後에 $C \cdot C_2 + A - jC \cdot C_3$ 가 된다. $Z = C \cdot C_2 + A - jC \cdot C_3$ 라 할 때 $|Z|$ 는 $\max(c \cdot c_2 + A, c \cdot c_3) + 1/4 \min(C \cdot C_2 + A, C \cdot C_3)$ 로 구할 수 있다.^[5] 그리고 MFRC에서 TSR의 데이터 write時間보다 EACLK에 의한 데이터 read時間이훨씬 빠르므로 한 TS分의 데이터를 write할 동안 3번을 read할 수 있기 때문에 3번의 DFT遂行이 가능하여 다음의 흐름도를求할 수 있다.

3) Micro 명령어의 形態

그림5의 흐름도를 符號化하면 MF受信機의 명령어를求할 수 있는데 이는 CPU, MPU 및 다른 素子들을 제어하는 信号로構成되어 다음의 形態를 갖는다.^[5]

ALU SOURCE	ALU FUNCTION	ALU DESTINATION	ALU		SHIFT	CARRY
			RAM-A	RAM-B		
EA, OE _{B,10}	I ₁ -I ₄	I ₅ -I ₈	A ₀ -A ₃	A ₀ -A ₃	S ₀ -S ₁	C _n

(i) CPU control signal

SEQUENCE EK	CONDITION	BRANCH ADDRESS
I ₁ -I ₄	CC, CCEN	B ₀ -B ₈

(ii) MPU control signal

MLTR CONTROL	BUFFER, LATCH CONTROL
ENX, ENY, ENP, CEP	OE, E ₂

(iii) Other control signal

그림6. μ -명령어의 형태

Fig. 6. μ -instruction format.

4) MF受信機의 Timing 고려

PCM MF 데이터가入力되면 TSR# 1을 通해 133 점의 MF 데이터(520 μ sec)가 MFFC(4MHz로動作)의 EACLK(1MHz)에 의해 연속적으로 전달되기 때문에 세번의 DFT遂行이可能하다. 그리고 VECT 信号에 의해 MFRC를 reset시킴과同時にMFDC의 interrupt source가되어檢出된 MF 스펙트럼情報의 decision을遂行한다.

4. MFDC(MF Decision Circuit)

그림7의 VECT 信号는 MFFC에서 한번의周波數檢出이 끝나면發生하는 信号로 MFDC의 interrupt

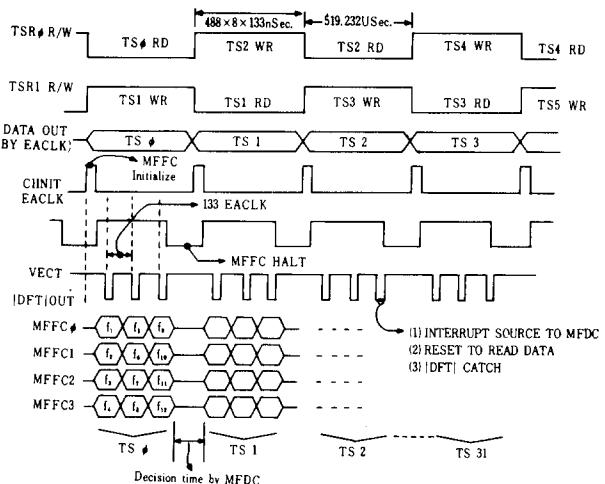


그림7. MF 수신기의 timing도

Fig. 7. Timing diagram of the MF receiver.

source가된다. 이때 MFDC는 common memory에 TS情報 및 MF 스펙트럼 정보를 저장하여 decision을遂行한다. MFDC는 그림8의構成을 가지며 MF decision以外에 MF送信 및受信에對한各種制御를 한다. MFDC의機能을 흐름도로그리면 그림9와 같다.

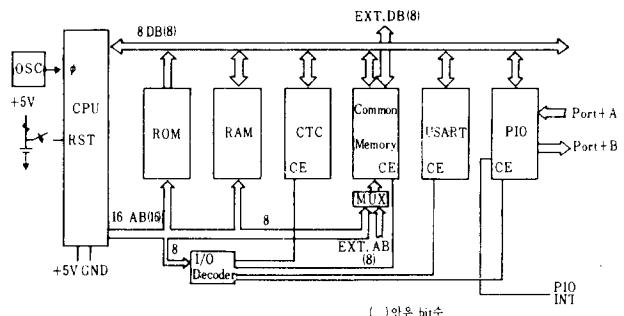


그림8. MFDC의 구성도

Fig. 8. A block diagram of MFDC.

IV. 實驗 및 結果

1. 實驗方法

INT1이發生하면 MFDC는 common memory의 TS 및 MF情報 read하여 MF送信機가 해당 TS에 해당 MF(-11.5dBm)를送信하도록 한다. 이 MF는 MFRC를通하여 재배열된後 MFFC로인가되며, 이때 MFFC는 DFT연산에의한 12周波數의 스펙트럼레벨(level)情報をINT2(VECT)에 의해 MFDC의

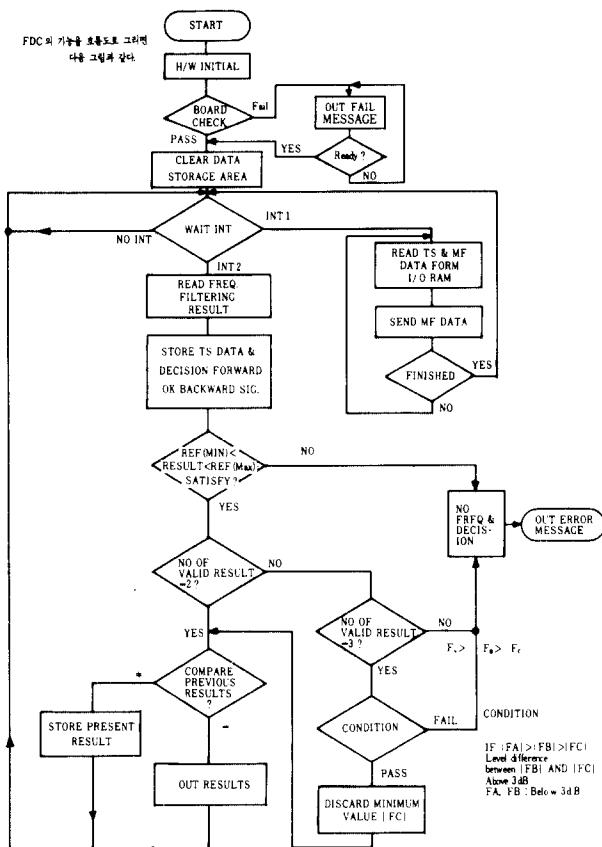


그림9. MFDC의 흐름도
Fig. 9. Flow chart of MFDC.

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

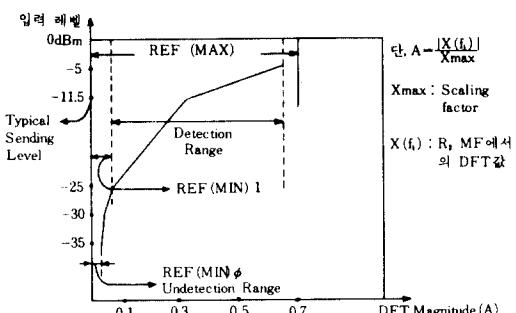


그림10. MF 수신기의 레벨도
Fig. 10. Level diagram of the MF receiver.

의受信영역 및受信의正確性을 實驗하였다.

그림10은 人力 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) 값은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, 本 實驗에서는 common memory의 内容을 RAM 영역인 3φφφ_H~3φ7φ_H 및 6φφφ_H~6φ4φ_H 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 _i (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 각 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 각 TS別로 受信된 MF情報를 表示하며 block 5는 檢出된 6周波數의 스펙트럼

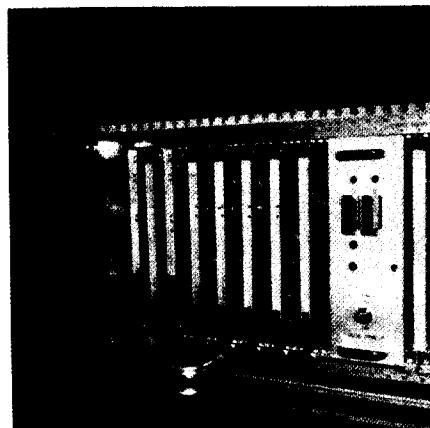


그림12. 實驗 장치
Fig. 12. Experimental equipment.

크기와 이의 합 및 TS情報を表示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本實驗의結果를出力시킨 것이다.

```
3000 05 05 05 05 05 05 05 05 05 05 05 05 05 05 05 05 05 05  
3010 05 05 05 05 05 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 00 00  
3050 00 00 00 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 05 05 05  
3070 05 05 05 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 1B 11 11 11 11 11 11 11 11 11  
6010 33 00 11 11 11 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 11 11 11  
6030 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11  
6040 5F 61 37 11 11 11 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 11 11  
5010 35 00 11 11 11 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 11 11 11  
5030 11 11 11 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 11 11 11
```

(iii) Block 5

```
3000 13 13 13 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 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 00 00 00  
3050 00 00 00 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 13 13 13  
3070 13 13 13 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 5C 0A 01 02 C5 00 B1 11 11 11 11 11 11 11 11 11  
5010 31 00 11 11 11 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 11 11 11  
5030 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11  
5040 4F 5C 45 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11 11
```

(v) Block 5

그림13. 實驗結果

Fig. 13. Results of experiment.

3. 檢討

그림13의 i)에서 block 1의內容은全TS에 MF組合5(1500Hz+1740Hz)를送信하였을경우를表示하며, block 2는全TS에 위의MF를계속하여送出함

을 의미하고, block 4는各TS別로MF組合5를受信함을 의미한다. 또 ii)와 iii)의 block 5는TS 18H(24)와 TS B(11)에forward 6周波數가受信되었음을 나타냄과同時에(TS情報의MSB는ɸ면forward 1이면backward信號임을表示),이들에對한스펙트럼의크기를나타내고스펙트럼크기의합을表示한다. ii)를살펴보면1500Hz의스펙트럼크기가5F이고1740Hz의스펙트럼크기가61임을表示하며,結局5F와61(6040번지의처음2byte)이타당한周波數組合으로선택되었음을 의미한다. 마찬가지로iv)에서는全TS에MF組合13(1020Hz+900Hz)을送信하여各TS別로13이受信되었음을 의미하며v)를살펴보면TS1에backward 6周波數中1020Hz의스펙트럼크기가4F이고900Hz의스펙트럼크기가5C임을 의미하며結局4F와5C가타당한周波數組合으로檢出되었음을 의미한다. 그리고入力信號레벨의變化에 따른受信영역의變化는 다음그림과같다.

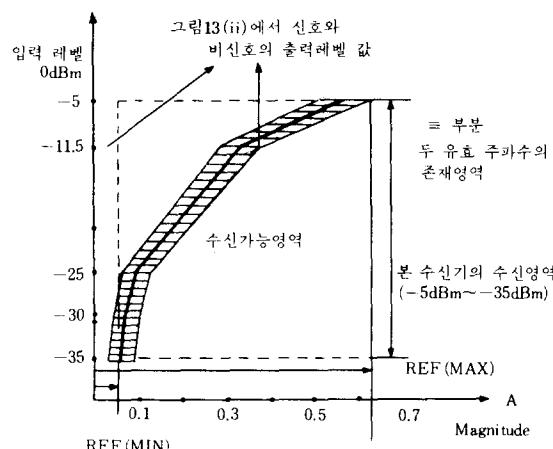


그림14. 入力變化에 따른出力 레벨變化

Fig. 14. Output level diagram according to input level.

그림14에서도알수있듯이受信時信號와非信號周波數의出力 레벨차는25dB以上(|DFT|로는0.03이하와약0.375정도그림15의X참조)이므로傳送時의信號와非信號의레벨차가25dB이상임을충분히만족한다. 그리고入力 레벨을變化시켰을경우(그림14의빛금부분)도최소35dBm까지를檢出할수있으므로CCITT의권고사항을충분히만족시킬을알수있다.

V. 結論

本論文에서研究한MF 디지털受信機는R2 MF

特性 考察 및 컴퓨터 시뮬레이션을 通해 가장 적절하다고 판정되는 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 응통성을 원하는대로 높일 수 있었다. 그리고 filtering 結果의 decision時 processor를 使用하므로써 受信할 수 있는 信號레벨을 원하는대로 조정할 수 있는 長點이 있으며, 이러한 設計 技法은 시스템의 变경시나 機能 첨부의 경우에도 마이크로프로그램의 变경으로 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, MF디지털 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. Schafer, *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.