

# FIR FILTER를 이용한 MFC수신기의 설계

## A Study on the MFC-Receiver Design by Using the FIR Filter

\* 김 철 기 (Kim Chul Ki)

\* 신 동 찬 (Chin Dong Chan)

### 요 약

본 논문은 전 전자식 교환기에 사용되는 MFC 수신기를 설계하기 위해서 FIR-Filter를 사용한 연구 논문이다. FIR-Filter를 설계함에 있어서, Remetz Algorithm을 사용한 McLlellan의 방식이 적용되었으며, 인접주파수(120Hz)를 정확히 구분하기 위하여 85차의 고차필터를 설계하였고, 필터의 출력 데이터 15개의 합으로써 각 주파수에 대한 판별값으로 정하였다. 인접 주파수를 구분하는 출력 power의 결과는 최근의 FGT-MFC수신기의 출력 power의 결과와 비교 하였을때, S/N비면에서 5dB이상의 향상을 보였으며, 133개의 입력데이터를 사용하는 FGT-MFC수신기보다, 4.2ms 빠른 응답특성을 나타냈다.

### ABSTRACT

This paper is studied by using FIR-Filter in order to design MFC-Receiver. with applying Digital Signal Processing method.

In FIR-Filter, McLlellan's filter based on the Remetz Algorithm is used. And this 85th-filter is designed to make the exact distinction from adjacent frequency (120Hz) and the adjudicative value for each frequency is the sum of output data 15 of the filter.

When the result of output power adjudicating adjacent frequency is compared with that of the recent FGT-MFC Receiver, the followings are improved.

1. In S/N ratio, about 5dB.
2. In response time, 4.2ms shortened.

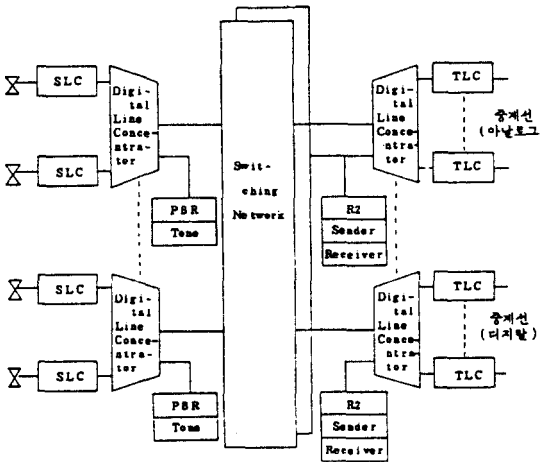
### I. 서 론

전자교환기의 디지털화, 특히 시분할방식 (TDM/PCM)은 60년대로 Bell System에서 개발한 TI System을 시작으로 하여 70년대 구미제국에서는 실용화 단계에 까지 들어갔다. 이는 반도체 기술의 빠른 발달과 반도체 적집회로 부품의 가격 저렴화, PCM 전송

전송기술 발전 및 광통신등 시분할 다중 전송장비의 보급이 확대됨에 따라 시분할 교환방식이 용이해졌으며, 경제적인 면이나 기능적 측면에서도 음성뿐만 아니라, 비디오 신호 및 데이터 전송등 서비스를 제공할 수 있는 잇점을 가지고 있기 때문에 점차 그 수요가 증가할 것으로 예상된다.

이에 국내에서는 80년대 중반부터 국산 전자 교환기

를 생산할 수 있도록 연구가 진행중에 있다. 현재 제 3차 시험 전자 교환기를 생산할 수 있도록 연구가 진행중에 있다. 현재 제 3차 시험 전자 교환 시스템에 사용되는 DTMFR(Dual Tone Multifrequency Receiver)은 home computer 통신에 가능한 정도의 소형 교환 시스템에 MITEL 등에서 만든 CMOS2-Chip 형이 이용되고 있다. 이 방식은 D/A 및 A/D를 불필요하게 중복시키는 단점과 한번 설계된 hardware의 기능이 주파수 제정형식에 따라 호환성이 없는 문제점이 있다. 그러므로, 주파수를 판별하기 위해서 PCM신호를 아날로그 신호로 변환없이 직접판별하기 위한 MFC 수신기에 대한 연구가 Goertzel Algorithm을 사용하여 수행되었으나 [Ref.1.2.3], 디지털 필터를 이용한 방식은 적용되지 못하였다. 본 논문에서는 FIR 필터를 이용하여 MFC 수신기를 설계하고 그 결과를 FGT(Fast Goertzel Transform)[Ref.1.2.3]에 의한 결과와 비교하여 좋은 특성을 나타낼을 제시하고자 한다. 그리고, R2-MFC 수신기를 포함한 구성도를 그림 1에 나타냈다.



(그림 1) R2 MFC Receiver를 포함한 구성도  
 SLC:Subscriber Line Concentrator  
 PBR:Push Button Receiver  
 TLC:Trunk Line Concentrator

II. MF-Signal receiving 방식의 개요

전자식 교환기에서 Digital Signal의 전송시는 PCM 32-Channel로 backward Signal은 540Hz 부터 1140Hz 까지 120Hz 간격으로 6개, forward

signal은 1380Hz에서 1980Hz까지 120Hz 간격으로 6개의 frequency가 있으며, Sampling frequency는 8KHz이다. 이 신호는 2 out of 6 code로 전송되며, 이런 PCM화된 MFC 신호로부터 규정된 2개의 주파수를 수신하는 수신기를 설계하기 위하여 본 논문에서는 Chebyshev approximation의 최적해를 유일하게 구할 수 있을 뿐 아니라(Remez Algorithm), 본 수신기와 같은 좁은 통과 대역폭을 요구하는 고차 필터 설계에 사용되는 McLlellan(1973)의 FIR 필터를 적용하였다.

III. FIR 필터의 설계

잘 알려진 바와 같이 FIR 필터는 안정도와 빠른 계산속도 및 선형 위상의 특성을 갖고 있으므로 사용하기가 편리하다. McLlellan의 FIR 필터의 특성을 살펴보면, 필터의 전달함수는

$$H(f) = H(z) \Big|_{z=e^{j2\pi ft}} = \sum_{k=0}^{N-1} h(k)e^{-j2\pi ftk} \dots (1)$$

이다.

식(1)은

$$H(e^{j\omega}) = G(e^{j\omega}) \cdot e^{j(\beta - \alpha\omega)} \dots (2)$$

로 다시 쓸 수 있으며, 이때  $\beta=0$  또는  $\frac{1}{2}\pi$ 가 되어야 한다. 따라서 대칭성과 N값의 짝수, 홀수에 따라 4가지 경우로 나뉘어지며 이때 원하는 값을  $D(e^{j\omega})$ 로 하고 Weighting을  $W(e^{j\omega})$ 로 할때 오차는

$$E(e^{j\omega}) = \{D(e^{j\omega}) - G(e^{j\omega})\}W(e^{j\omega}) \dots (3)$$

이다. 이 오차를 최소화하기 위해서는 최대  $E(e^{j\omega})$ 의 절대값이 최소가 되어야 하며 (Chebyshev approximation), Alternation Theorem에 의하여 최적 Chebyshev 필터가 단 하나 존재할 필요 충분조건은 원하는 구간  $D(f) \in A[0, \frac{1}{2}]$ 에서 최소한  $r+1$ 개의 극주파수를 A 내에서 가져야 한다. 즉

$$F_1 < F_2 < F_3 < \dots < F_{r+1}, E(F_i) = -E(F_{i+1}) \dots (4)$$

단,  $i=1, 2, 3, \dots, r$

$$|E(F_i)| = \max E(F)$$

로 나타내 진다. 그리고, 극주파수를 찾기 위하여 Remetz의 Exchange Algorithm을 적용하여 먼저 편차  $\delta$ 를 계산하여 주어진 구간내에서 최대의  $\delta$ 값을 구하면 된다. [ Ref 4, 5 ] .

통과 대역폭은 중심주파수를 기준으로 좌우 60Hz로 했으며, 차단주파수는 인접 통과대역 중심주파수로 부터 120Hz로 했다. 필터의 차수는 85차에서 수렴하였으며, 이때 Weighting은 차단대역에 10을, 통과대역에 1을 적용하였다. 그 결과를 표1과 그림 2에 나타냈다.

```

BAND-EDGE 0
BAND-EDGE .1575
BAND-EDGE .165
BAND-EDGE .18
BAND-EDGE .1875
BAND-EDGE .5
-----FIR REMEZ ALGORITHM-----
-----IMPULSE RESPONSE-----
H( 1 )=-5.29039E-03 =H( 85 )
H( 2 )= 2.2839E-02 =H( 84 )
H( 3 )= 1.00971E-02 =H( 83 )
H( 4 )=-4.95507E-04 =H( 82 )
H( 5 )=-8.93444E-03 =H( 81 )
H( 6 )=-7.7201E-03 =H( 80 )
H( 7 )= 2.76821E-03 =H( 79 )
H( 8 )= 1.16867E-02 =H( 78 )
H( 9 )= 8.5291E-03 =H( 77 )
H( 10 )=-4.79799E-03 =H( 76 )
H( 11 )=-1.44096E-02 =H( 75 )
H( 12 )=-8.87864E-03 =H( 74 )
H( 13 )= 7.33037E-03 =H( 73 )
H( 14 )= 1.70945E-02 =H( 72 )
H( 15 )= 8.70278E-03 =H( 71 )
H( 16 )=-1.03104E-02 =H( 70 )
H( 17 )=-1.96182E-02 =H( 69 )
H( 18 )=-7.90693E-03 =H( 68 )
H( 19 )= 1.36252E-02 =H( 67 )
H( 20 )= 2.17947E-02 =H( 66 )
H( 21 )= 6.47108E-03 =H( 65 )
H( 22 )=-1.71362E-02 =H( 64 )
H( 23 )=-2.34794E-02 =H( 63 )
H( 24 )=-4.40423E-03 =H( 62 )
H( 25 )= 2.07075E-02 =H( 61 )
H( 26 )= 2.45679E-02 =H( 60 )
H( 27 )= 1.75887E-03 =H( 59 )
H( 28 )=-2.41496E-02 =H( 58 )
H( 29 )=-2.49517E-02 =H( 57 )
H( 30 )= 1.37424E-03 =H( 56 )
H( 31 )= 2.72783E-02 =H( 55 )
H( 32 )= 2.45253E-02 =H( 54 )
H( 33 )=-4.88883E-03 =H( 53 )
H( 34 )=-2.9927E-02 =H( 52 )
    
```

```

H( 35 )=-2.3334E-02 =H( 51 )
H( 36 )= 8.53849E-03 =H( 50 )
H( 37 )= 3.18889E-02 =H( 49 )
H( 38 )= 2.14311E-02 =H( 48 )
H( 39 )=-1.22433E-02 =H( 47 )
H( 40 )=-3.31666E-02 =H( 46 )
H( 41 )=-1.88134E-02 =H( 45 )
H( 42 )= 1.57138E-02 =H( 44 )
H( 43 )= 3.36117E-02 =H( 43 )
    
```

< 표 1 > The FIR Filter Design Program  
Output for a 85 Tap Passband  
Filter( $f_0=1380\text{Hz}$ )



그림 2. Amplitude response of 85 tap  
FIR filter (1380Hz)

#### IV. FIR 필터 적용방식

Forward 및 Backward 대역에 해당되는 각각의 6개 통과대역에 대한 필터계수들을 구하여 DSP-Chip 에 내장시켜서 FIR필터로서의 기능을 수행토록 설계하게 되는데, 본 논문에서는 표2과 같이 출력의 크기만을 비교 하였다.

가장 낮은 주파수인 540Hz의 한 주기에 대한 Sampling data 갯수 (14.8개)를 충족 하려면 적어도 출

력이 15개의 data 합으로 나타내져야 하기 때문에, 주파수에서의 관별값을 15개의 data에 대한 출력값의 합으로 하였다.

〈 표 2 〉 입력주파수에 대한 필터 출력 응답 ( 15 개의 합 )

각 필터의 중심주파수(Hz)	입력주파수 (Hz)	5 4 0	5 4 0	1 0 2 0
5 4 0		9.07386	9.04321	0.484351
6 6 0		9.83273	0.477901	0.349
7 8 0		0.454531	0.269241	0.306627
9 0 0		0.372845	0.391043	0.544689
1 0 2 0		0.243438	0.449262	9.09113
1 1 4 0		0.273234	12.6869	12.6637
Power S/N비(dB)		22.964	22.7273	22.2208

PCM 입력신호는

$$X(k) = A \{ \sin(2\pi k f_1 / 8000) + \sin(2\pi k f_2 / 8000) \} + \text{Noise} \dots\dots\dots (5)$$

여기서  $f_1, f_2 = (540, 660, 780, 900, 1020, 1140)$

이며, 이때 Noise는 Gaussian noise (0.1)을 적용하였다.

입력 Data의 갯수는 총 100개이며, 출력 Amplitude 15개의 합을  $A(k), k = 1, 2, \dots, 6$ 이라 하면

$$P(k) = \{A(k)\}^2, k = 1, 2, \dots, 6 \text{이며,}$$

$$P_t = P_1 + P_2 + P_3 + P_4 + P_5 + P_6 \dots\dots\dots (6)$$

$$S/N \text{ 비} = \frac{P_{max} + P_{next}}{P_t - (P_{max} + P_{next})} \dots\dots\dots (7)$$

$$\text{Power Twist } (\Delta p) = \frac{P_{max}}{P_{next}} \dots\dots\dots (8)$$

로 놓을 수 있다. ( Ref. 1, 2, 3 )

V. 결과 고찰

그림 3은 FGT를 사용한 결과 ( Ref. 1, 2, 3 )와 특성을 비교한 것으로서, S/N = 5dB, 3dB와 no noise에서 전체적으로 특성이 좋아짐을 볼 수 있다. 또한 입력 data의 갯수는 100개로 고정되므로 (FIR) 400개를 사용한 FGT의 결과보다 좋아지는 이것 특기할 만

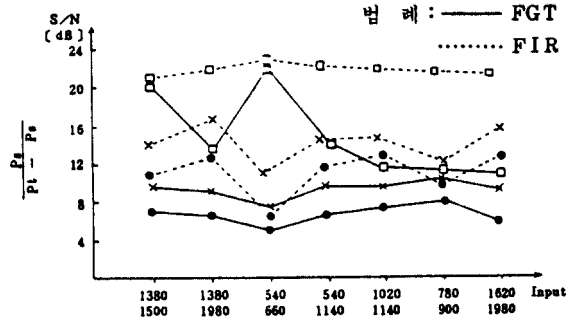


그림 3 입력별 Power S/N비

● : S/N = 3dB  
 × : S/N = 5dB  
 □ : no noise  
 FGT인경우 입력 데이터 400개

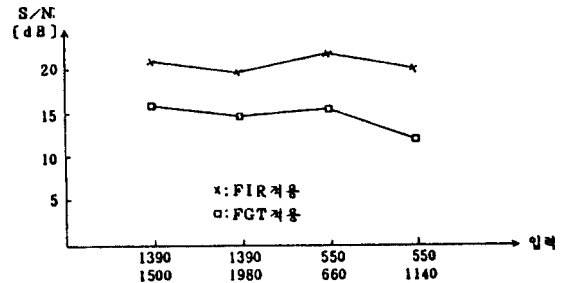


그림 4 주파수 편이시 power S/N비

하다. 이는 그림 2에서 보여준바와 같이 필터의 응답 특성이 첨예하기 때문이다. 또한 그림 4에서 보여 주는 바와 같이 입력 주파수가 ±10Hz 변화하여도 전혀 S/N비가 영향을 받지 않음을 알 수 있다. 이는 필터의 통과 대역폭이 ±60Hz이므로 당연한 결과로 보여진다.

표 2에서 보여 주듯이 Power twist는 충분히 5dB안에 들어움을 알 수 있으며 디지털 필터의 특성상 입력크기가 -35dBm으로 떨어져도 같은 결과가 나오는 것은 당연하므로 표 3의 CCITT 규정 전체를 충분히 만족함을 알 수 있다.

〈 표 3 〉 CCITT 규정

1. MF 신호 조합은 forward / backward 각각 2 out of 6이다.
2. 주파수 편이는 ±10Hz 이내이다.
3. 입력주파수의 level을 -5dBm에서 -35dBm

까지 변화시킬 때에도 관정해 낼 수 있어야 한다.

4. twist가 인접한 그 주파수의 관정에서는 5dB, 떨어져 있는 그 주파수의 경우에는 7dB 이내에 들어와야 한다.

표 4 (Ref. 1, 2, 3)에서는 실제 DSP-Chip을 사용한 소요시간을 보여 주며, VAX-11을 사용한 Simulation 결과와 DSP-Chip(NEC  $\mu$ PD-7720)을 사용한 실제 결과가 거의 차이가 없음을 제시 하였지만은 (Data truncation Error가 거의 없음), 본 논문에서는 100개의 입력 data로 결과 판별이 가능하므로 내부 Processing시간에서 단축되는 시간을 제외하더라도 data 입력시간에서 4.2ms가 빠름을 알 수 있다.

<표 4> 총소요 시간

Data 입력시간	16.6msec
내부 Processing 시간	0.5msec
Date 출력시간	0.5msec
총 소요 시간	17.6msec
CCITT 요구시간	70~80msec

### VI. 결 론

본 논문에서는 MFC수신기 개발을 위한 FIR필터를 설계하여 Simulation을 실시 하였다. 현재 DSP-Chip을 사용한 MFC수신기에 관한 연구 보고서 [Ref. 1, 2, 3]에서의 Simulation결과와 실제 Hardware 제작 실험 결과가 거의 같음을 제시 하였으므로, 본 논문에서 제시된 Simulation결과 역시 위 Hardware 실험에 그대로 적용 가능하다.

그러나, FGT를 이용한 최근의 MFC 수신기에 관한 연구 보고서의 결과와 비교할 때, MFC수신기 설계시 FIR필터를 적용하여 S/N비면에서 5dB 정도의 증가를 가져오게끔 했으며, 입력주파수 변동에 따른 출력 편차가 거의 없고, 입력 data 갯수면에서는 data 100개로 주파수 판별 능력이 가능해짐에 따라서 데이터 입력시간을 4.2ms 단축시킬 수 있었다.

본 논문에서 사용된 FIR 필터 설계 프로그램은 육군 제 3사관학교 전자공학과에서 연구된 BASIC프로그램

을 사용하였으며, Simulation을 컴퓨터는 PDP11/03이다.

### 참 고 문 헌

1. 옥사, 한국 전기통신 연구소, 전 전자식 교환기의 32CH.용 MFC 수신기의 개발에 관한 연구, 1984.8.
2. 옥사, 한국 전기통신 연구소, 시분할 전자 교환기의 R2 MFC/PB 수신기 설계에 관한 연구, 1983.3.
3. 유근호(옥사), 전 전자식 교환기의 MFC 및 D-TMF 수신기 설계의 시뮬레이션에 관한 연구, 1985.1
4. J.H. McLlellan and T.W. Parks, "A unified approach to the design of optimum FIR linear phase digital dilters," IEEE Trans., Circuit Theory, Vol. CT-20, pp. 697-701, Nov. 1973.
5. J.H. McLlellan, et al., "A computer program for designing optimum FIR linear phase digital filters, IEEE Trans., Audio. Electroacoust.," Vol. AV-21, pp. 506-526, Dec. 1973.
6. I. Koval and G. Gara, "Digital MF Receiver Using Discrete Fourier Transform" IEEE Trans. On Communication, Vol. COM-21, No. 12, Dec. 1973.
7. A. Fukul, K. Hasegawa, H. Endow and K. Yasuda, "A study on design of Digital MF Receiver without Multiplier.
8. F.G. Braun, "Nonrecursive digital filters for detecting multifrequency code signals." IEEE Trans., Acoustics, speech, and signal processing, Vol. ASSP-23, pp. 250-256, June 1975.