

論 文

# ADM 符號化信號를 위한 디지털필터構造에 관한 研究

正會員 申 宰 浩\*

## A Study on the Digital Filter Structure for ADM Coded Signal

Jae Ho SHIN\* *Regular Member*

**要 約** 本 論文에서는 ADM 符號化信號를 직접 인가하여 처리하는 디지털필터의 動作原理와 그 構造에 관하여 研究 하였다.

제시된 構造의 DM 필터의 周波數特性을 도출하기 위하여 임의의 音聲信號를 標本化하여 入力데이터로 사용하였는데, 컴퓨터 simulation을 통해 나타난 결과를 검토해 본 바에 의하면, 예리한 遮斷特性을 갖지는 않았지만 충분한 이용 가치가 있었다.

**ABSTRACT** In this paper the theory of digital filters which can directly process the ADM encoded signal, and their structures are studied.

In order to investigate the frequency characteristics of DM filters with the structures presented in this paper, a sampled speech signal is used for the input data.

The result of computer simulation shows that the presented DM filter structures can be used effectively for the direct process of ADM encoded signals, even though they do not possess sufficiently sharp cutoff characteristics.

### I. 序 論

PCM이 소개되면서부터 通信方式 및 通信시스템이 디지털화되기 시작했는데 그 당시로서는

가장 이상적인 通信方式으로 평가되었던 만큼 현재에도 이용되고 있는 디지털通信方式의 대부분이 PCM方式이다. 데이터량을 감축시키기 위한 분야와 같은 일부에서 DPCM 方式이 이용되고 있으며, 보안을 요하는 통신과 같은 일부에서는 DM 方式이 이용되고 있다. 그러나 DM 方式은 기존 商用通信方式과의 互換性 결여로 인하여 기존 영역을 침투하는데 어려움을 겪고

\*東國大學校 工科學 電子工學科  
Dept. of Electronics Engineering Dongguk University  
論文番號 : 89-62 (接受 1989. 7. 28)

있다. 이러한 이유때문에 信號處理를 위한 디지털필터의 構造에 관한 研究는 대부분 PCM 符號化信號에 대한 것들이었다.

최근들어 情報交換量이 급격히 증가하면서 DM方式의 사용빈도가 높아지고, 기존 PCM 方式과의 互換性등이 연구되고 있는 시점에 DM方式으로 符號化된 信號에 대한 信號處理器 즉 디지털필터의 필요성이 증대되고 있다. 그러나 현재까지의 DM디지털필터는 기존 디지털필터 構造의 하드웨어 簡素化를 위하여 단지 乘算器를 사용하지 않는 방법의 한 분야로 연구되어 왔을 뿐,<sup>(2,3,4,5,6,7)</sup> DM符號化信號를 직접 인가하여 필터링한다는 信號處理概念은 없었다.

本 論文에서는 DM符號化信號를 처리할 때 아날로그방식을 이용하거나 기존 PCM符號化형태로 信號를 변환한 다음 처리하는 방법을 지양하고, DM符號化信號를 직접 인가하여 필터링하는 DM필터를 요구되는 필터特性으로부터 직접 設計할 수 있는 방법들을 연구한다. 즉 디지털필터理論과 DM符號化原理로부터 DM필터理論을 유도하고, DM필터의 일반적인 構造에 관하여 고찰하며, 컴퓨터 simulation으로 제시된 構造의 DM필터의 周波數應答特性들을 검토한다.

## II. DM 符號化原理

아날로그신호를 디지털화하는 데에는 크게 PCM 方式과 DM 方式으로 나눌 수 있다. PCM 方式은 每 標本瞬間에 아날로그신호의 크기를 발취하고, 그 크기를 量子化한 것으로서, 각 標本置는 그 瞬間의 신호크기를 대표하기 때문에 離散信號處理의 理論을 바로 적용시킬 수 있다.

그러나 DM 方式은 每 標本間隔內에 한정된 크기만큼 增減하면서 入力아날로그신호를 계단형태로 追跡하는 近似波를 가정하고, 每 標本瞬間에 아날로그신호와 近似波를 비교하여 아날로그신호가 크면 近似를 增加시키면서 +1 符號를 출력하고, 近似波가 크면 近似波를 減少시키면서 -1 符號를 출력하는 原理로 디지털화하는 것이며, 復號化動作은 연속된 DM 符號列로부터 近似波의 增減情報를 도출하여 累積함으로써 입력아날로그신호의 波形과 유사한 형태의 近似波를 찾아낼 수 있다. 그러므로 DM 符號化信號는 語長(wordlength)이 1-bit 이고 近似波의 增減情報만을 갖고 있기 때문에 離散信號處理의 理論을 바로 적용시킬 수 없다.

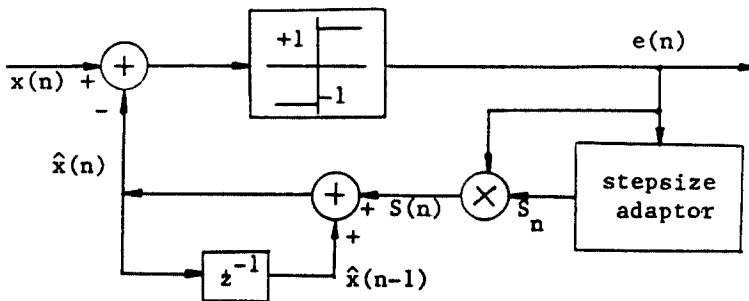


그림 1. DM 시스템의 블럭도  
Block Diagram of DM system.

이러한 원리의 符號化및 復號化 動作을 수행하는 시스템을 블럭도로 나타내면 그림1과 같고, 또한 동작을 수식으로 나타내면 다음과 같다.

$$e(n) = \text{Sgn}\{x(n) - \hat{x}(n)\} \quad (1)$$

$$\hat{x}(n) = \hat{x}(n-1) + S(n) \quad (2)$$

$$S_n = S_n \cdot e(n-1) \quad (3)$$

$$S_n = S_0 \quad (4)$$

where,  $S_0$ : constant stepsize

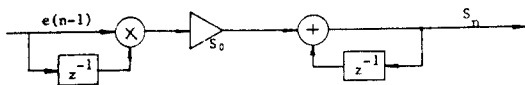
$$S_n = \begin{cases} S_{n-1} + S_0 & \text{for } e(n-1) = e(n-2) \\ S_{n-1} - S_0 & \text{for } e(n-1) = -e(n-2) \end{cases} \quad (5)$$

where,  $S_0$ : minimum stepsize

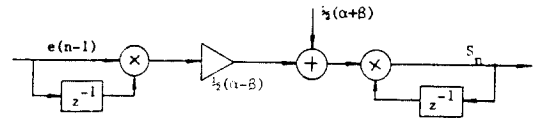
$$S_n = \begin{cases} \alpha S_{n-1} & \text{for } e(n-1) = e(n-2) \\ \beta S_{n-1} & \text{for } e(n-1) = -e(n-2) \end{cases} \quad (6)$$

where,  $\alpha > 1, \alpha \cdot \beta \leq 1$ .

每 標本瞬間 近似波의 變化量을 stepsize라 하며, 식(3)에서 보는 바와 같이 直前 標本瞬間의 出力符號  $e(n-1)$ 이 增減을 결정 지으며, 增減의 크기  $S_n$ 이 stepsize를 나타낸다. Stepsize가 식(4)로 나타낸 것과 같이 항상 일정한 상수일 경우를 線型 DM(linear DM; LDM)이라 하며, 量子化誤差가 최소가 되도록 어떠한 알고리즘에 의해 每 標本瞬間 stepsize를 변화시켜주는 경우를 適應 DM(adaptive DM; ADM)이라 한다. ADM은 stepsize를 적용시키는 알고리즘에 따라 여러가지 종류가 있는데, 식(5)에 나타낸 것과 같이 연속된 두개의 出力符號가 같으면 다음 순간의 stepsize를 일정만큼 증가시키고 서로 다르다면 같은 양만큼 감소시키는 방법인 Song 알고리즘 ADM과, 식(6)에 나타낸 것과 같이 연속된 두개의 出力符號가 같으면 그 순간의 stepsize에 1보다 큰 상수를 곱하여 일정비만큼 증가시키고 서로 다르다면 1보다 작은 상수를 곱하여 감소시키는 방법인 constant factor DM(CFDM)등이 있다. Stepsize가 한계 범위내에서만 동작한다는 가정하에 위의 두가지 ADM의 stepsize 適應器를 이해하기 쉽게 블럭도로 나타내 보면 그림2와 같다.



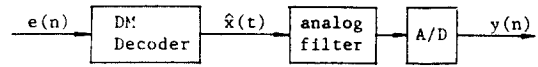
(a) for Song algorithm ADM



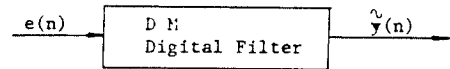
(b) for constant factor DM

그림 2. Step size 적용기의 블럭도.  
Block diagram of a stepsize adaptor.

### Ⅲ. DM 필터 構造 및 實現



(a) Analog 필터링 방법



(b) DM 디지털 필터의 概念

그림 3. DM 필터의 概念.  
The concept of DM filters.

일반적으로 디지털 필터란 PCM 符號化信號은  $x(n)$ 을 인가하여 처리하는 것인데, 필터의 入出力關係式은

$$\begin{aligned} y(n) &= \sum_k x(k) h(n-k) \\ &= \sum_k x(n-k) h(k) \end{aligned} \quad (7)$$

와 같이 표시된다. 그런데 DM 필터란 그림 3(b)에서처럼 DM 符號化信號  $e(n)$ 을 직접 인가하여 처리하는 것인데, 그 원리를 概念的으로 이해하기 위하여 일반적인 디지털 필터 入力端에 DM 符號로 부터 復號化된 近似波  $\hat{x}(n)$ 을 인가한 경우를 고찰해 본다.

이때 필터의 入出力關係式은

$$\hat{y}(n) = \sum_k \hat{x}(n-k) h(k) \quad (8)$$

로 표시할 수 있다. DM 近似波  $\hat{x}(n)$  을 인가했을 경우의 필터출력은 식(7)의 PCM 符號化信號  $x(n)$ 이 인가된 필터출력  $y(n)$ 에 비하여 약간의 誤差를 포함하고 있기 때문에 DM필터의 출력을  $\tilde{y}(n)$  으로 표시한다.

그런데 DM 動作原理의 식(2)에서  $\hat{x}(n)$ 은  $S(n)$ 이 累積되어 나타나므로, 이 관계를 식(8)에 대입하면 다음과 같은 관계를 유도할 수 있다.

$$\begin{aligned} \tilde{y}(n) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \hat{x}(n-k) h(k) \\ &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \{ \hat{x}(n-k-1) + S(n-k) \} h(k) \\ &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \hat{x}(n-1-k) h(k) + \sum_{k=-\infty}^{\infty} S(n-k) h(k) \\ &= \tilde{y}(n-1) + w(n) \end{aligned} \quad (9)$$

$$w(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} S(n-k) h(k) \quad (10)$$

이 관계를 보면 DM필터는 일반적인 디지털필터의 入力端에 近似波 變化量  $S(n)$ 을 인가하고 그 출력을 累積시키는 원리와 같음을 알 수 있다. 그런데 近似波 變化量  $S(n)$ 은 DM 符號  $e(n)$ 으로 부터 유도해 낼 수 있으므로, DM필터의 入出力關係인 식(9),(10)을  $z$ -變換하여 DM 符號化信號에 대한 디지털필터의 構造를 유도해 보면 다음과 같음을 알 수 있다.

$$\begin{aligned} W(z) &= S(z) H(z) \\ \tilde{Y}(z) &= \frac{1}{1-z^{-1}} W(z) \\ &= S(z) H(z) \frac{1}{1-z^{-1}} \\ &= S(z) H_d(z) \end{aligned} \quad (11)$$

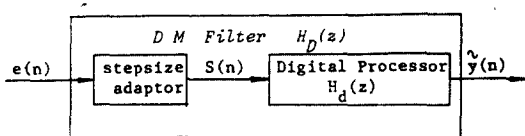


그림 4. DM 필터의 구성.  
The composition of DM filters.

非回歸型(nonrecursive) 構造로 DM 필터를 實現할 때 필터係數 결정 방법을 고찰해보면, 實現하고자하는 理想的 디지털필터의 impulse 應答을  $h(n)$ 이라 할 때 식(11)의 두번째 식에서 암시하는 바와 같이 積分器가 부가하게 되면 필터계수는

$$\begin{aligned} h_r(n) &= \Delta \cdot h(n-N_0) \\ \text{where, } N_0 &= \begin{cases} (N-1)/2 & \text{for odd } N \\ N/2 & \text{for even } N \end{cases} \end{aligned}$$

와 같이 되는데, 식(11)의 세번째 식에서 암시하는 바와 같이 積分器의 역할을 필터내에 포함시켜 기존 FIR 필터의 構造와 같은 형태로 설계하면, 필터係數는

$$h_d(n) = \Delta \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(k-N_0)$$

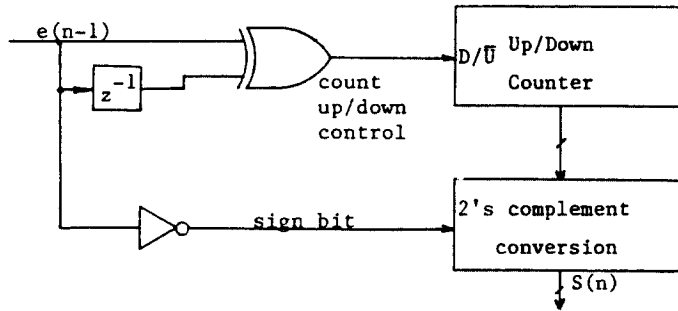
와 같이 되어 理想的 디지털필터의 step應答으로부터 유도할 수 있다.<sup>(11)</sup> 回歸型(recursive) 構造로 DM 필터를 實現할 경우 stepsize 適應器를 제외한 부분의 시스템함수를 다음과 같이 바꾸어 쓸 수 있으므로, 단지 필터의 차수가 하나 높다는 것 외에 기존 IIR 필터 構造와 완전히 같은 構造로 實現할 수 있음을 알 수 있다.

$$\begin{aligned} H_D(z) &= S_0 \cdot H(z) \frac{1}{1-z^{-1}} \\ &= S_0 \cdot H_0 \frac{\sum_{k=0}^M a_k z^{-k}}{1 - \sum_{k=1}^N a_k z^{-k}} \frac{1}{1-z^{-1}} \\ &= H'_0 \frac{\sum_{k=0}^M a_k z^{-k}}{1 - \sum_{k=1}^{N+1} b'_k z^{-k}} \end{aligned} \quad (12)$$

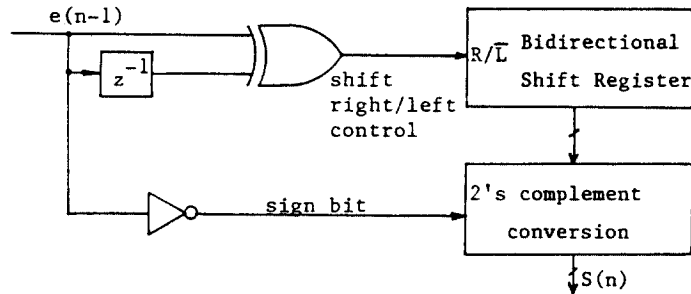
$$\begin{aligned} \text{where, } H'_0 &= S_0 \cdot H_0, \quad b'_1 = b_1 + 1, \quad b'_2 = b_2 + b_1 \\ & \left\{ \begin{aligned} b'_3 &= b_3 + b_2, \dots, \quad b'_N = b_N + b_{N-1} \\ b'_{N+1} &= b_N \end{aligned} \right. \end{aligned}$$

그러나 DM 符號化方法에 따라 서로 다른 형태의 stepsize 適應器가 필요하게 되는데, 다만 ADM의 경우와 같이 stepsize 適應器가 필요없이 DM 符號가 바로 인가되어 특히 非回歸型構造의 필터는 乘算器없이 실현가능한 것도 있다. 식 (5),(6)에 보인 ADM의 경우 그림2에서 블록도

로 나타낸 stepsize 適應器를 하드웨어적으로 실현해 보면 그림5와 같은 간단한 論理回路로 설계할 수 있다. 다만 초기치설정과 overflow 방지에 관한 약간의 논리회로가 부가되며, 이득은 필터의 scaling 乘算器에서 조정시킨다.



(a) for Song algorithm ADM



(b) for constant factor DM

그림 5. Stepsize 適應器의 論理回路.  
Circuit diagrams of stepsize adaptor.

한편으로 필터出力이 PCM 符號化信號형태가 아닌 DM 符號化형태가 요구되는 경우, DM 符號化原理에서 다음과 같이 유도될 수 있으며, 그 구조는 DM 필터에서 積分器대신 그림 6과 같은 블록을 기존 필터구조에 접속하면 가능하다.

$$\hat{y}(n) = \hat{y}(n-1) + z(n) \quad (13)$$

$$z(n) = z_n \cdot v(n-1) \quad (14)$$

$$v(n) = \text{Sgn} \{ \xi(n) \} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \xi(n) &= \tilde{y}(n) - \hat{y}(n) \\ &= \{ \hat{y}(n-1) + w(n) \} - \{ \hat{y}(n-1) + z(n) \} \\ &= \xi(n-1) + \{ w(n) - z(n) \} \end{aligned} \quad (16)$$

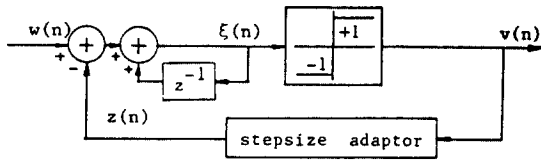


그림 6. DM 符號化형태의 출력을 위한 블럭 Block diagram for the DM-coded-type output.

#### IV. Simulation 및 檢討

DATA6000 시스템을 이용하여 방음장치가 없는 보통의 실험실에서 임의의 음성을 10KHz 標本周波數로 A/D 變換한 데이터를 DM 필터 設計 simulation을 위한 入力信號로 이용하였다. A/D 變換된 데이터를 遮斷周波數 4KHz 인 LPF를 통과시킨 다음, 기존의 interpolation 프로그램을 이용하여 標本化率 (sampling rate) 變換하였다.

song알고리즘의 ADM 방식으로 최소 量子化 誤差를 갖는 stepsize를 구한 다음 ADM 符號化 하였으며, 기존의 디지털필터 설계프로그램으로 필터係數를 구하여 DM 필터를 구성하고, ADM 符號 시퀀스를 인가했을 때의 應答信號인 出力시퀀스를 시간영역에서 산출하였다. 각 단계에서 발생하는 신호들은 時間平均值를 0으로, 分散 (variance)이 1이 되도록 規準化(normalize)하여 周波數成分을 산출하고, 그들의 比로써 周波數應答特性을 구하였는데, 단순히 계산량을 줄이기 위해 周波數成分을 100Hz 단위로만 算出하였다. 필터 설계시 尺度變換率 (sacling factor)을 고려치 않고 周波數應答特性에서 낮은 周波數帶域이 대체로 0dB이 나오도록 尺度變換하여 그래프를 圖示하였다. Simulation에 사용한 컴퓨터는 IBM PC/AT 호환기종이며, 모든 프로그램은 FORTRAN 언어로 作成하였고, 그래프들은 GRAPHER 소프트웨어를 사용하여 DXY-880 플로터로 作圖하였다.

PCM 符號化이나 DM 符號化에서 量子化誤差에 의한 영향은 불가피한데, 그 예로써 標本化率

을 32KHz로 變換한 음성신호를 Song알고리즘 ADM 符號化 했을 때, 入力信號와 근사파간의 周波數特性을 산출하여 그림 7에 도시하였다.

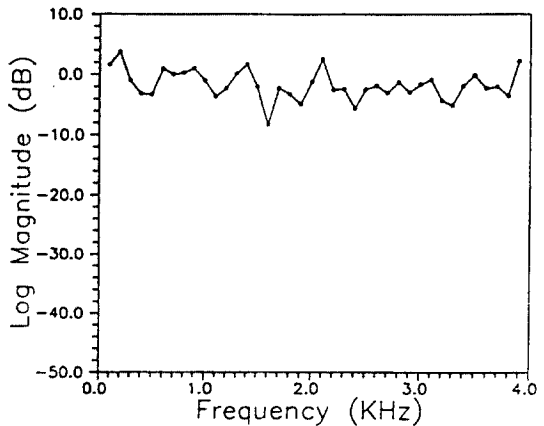


그림 7. 실험에 사용된 ADM 符號化特性( $f_s=32$  KHz) The Characteristics of ADM encoding

대체로 0dB 근처에서 주파수성분에 따라 약간의 높낮이가 있었는데, 量子化誤差를 포함하는 符號化特性이기 때문이다. 그림 8에서 1.6KHz遮斷 低域通過特性을 回歸型構造로 실현한 DM 필터의 周波數應答特性이다. 점선으로 표시된 곡선은 DM 符號化영향을 제외한 주파수특성이며 실선으로 표시한 특성이 DM符號化영향까지 포함한 것이다. 遮斷帶域에서의 減衰는 약 30dB정도가 나타났으며, 通過帶域내의 높낮이는 DM符號化特性이 거의 그대로 나타내고 있다. 그림 9에서 3.2KHz遮斷 低域通過特性을 回歸型構造로 실현한 결과인데, 마찬가지로 通過帶域내의 DM 符號化特性을 거의 유사하게 나타났으며, 遮斷帶域에서의 減衰는 약 30dB정도가 되었다. 그림 10에서는 1.8KHz遮斷 低域通過特性을 矩形窓函數를 이용한 非回歸型構造로 실현한 결과인데, 回歸型構造에서 보다는 遮斷特性이 좋지않은 현상이 나타났으며, 減衰가 15dB정도로서 만족스럽게 나오지 못 했다.

이상과 같은 周波數應答特性을 분석하여 보면 DM 符號化의 영향을 불가피하여 通過帶域에서

는 그림 7의 DM 符號化特性이 유사하게 나타나고, 遮斷帶域에서도 DM 符號化特性에 의해 약간의 脈動이 존재하는데, 적어도 20~30dB 정도의 減衰特性을 가짐을 알 수 있다. 이러한 현상들은 DM 符號化에서 발생하는 量子化誤差를 최대한으로 줄여야만 되는 문제를 안고 있는데, 본 연구에서는 필터구조에 관한 고찰로 한정했다.

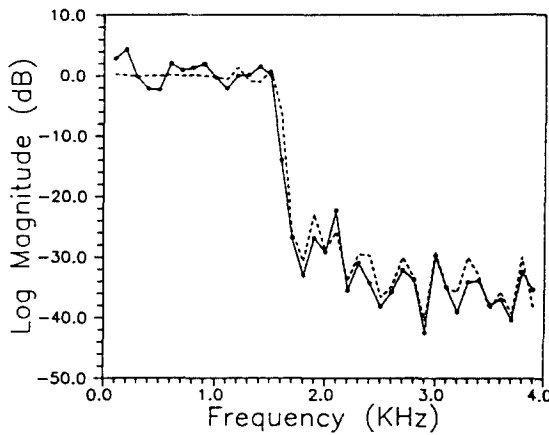


그림 8. DM 필터의 周波數應答 ( $f_c=1.6\text{KHz}$ , IIR, LPF)  
The frequency response of DM filter.  
(점선: DM符號化영향을 제거한 응답특성,  
실선: DM符號化영향을 포함한 응답특성)

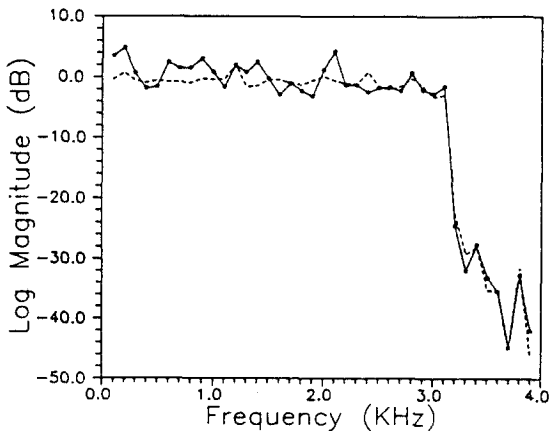


그림 9. DM 필터의 周波數應答 ( $f_c=3.2\text{KHz}$ , IIR, LPF)  
The frequency response of DM filter.  
(점선: DM符號化영향을 제거한 응답특성,  
실선: DM符號化영향을 포함한 응답특성)

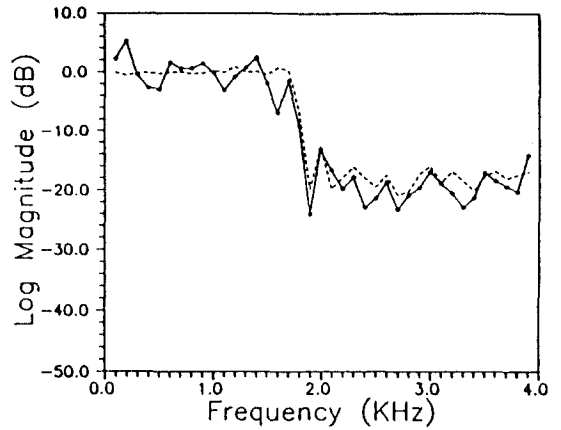


그림 10. DM 필터의 周波數應答 ( $f_c=1.8\text{KHz}$ , FIR, LPF)  
The frequency response of DM filter.  
(점선: DM符號化영향을 제거한 응답특성,  
실선: DM符號化영향을 포함한 응답특성)

## V. 結 論

本 論文에서는 ADM 符號化信號에 대해 직접적으로 處理할 수 있는 디지털필터構造에 관해 考察하였다. 그리고 그 構造의 DM 필터를 設計하고 보통의 실험실에서 標本化하여 A/D 변환시킨 音聲信號로써 simulation을 수행하였다.

Simulation에 사용된 ADM의 stepsize適應方式은 Song알고리즘이었으며, DM 필터의 應答特性을 檢討하여 본 결과, 通過帶域에서는 DM符號化特性이 그대로 나타나고, 예리한 遮斷特性을 갖지는 못했지만 ADM 符號化信號를 직접 인가하여 처리하는데 충분히 이용할 수 있음을 확인하였다. 應答特性의 개선을 위해서는 ADM 符號化特性에 관한 더 깊은 研究가 요구된다.

본 연구는 1988년도 문교부 학술연구조정비의 지원에 의한 연구임.

### 參 考 文 獻

1. D.J.Goodman, "The application of delta modulation to analog-to-PCM encoding", Bell Syst. Tech. J., vol.48, Feb., 1969.
2. G.B.Lockhart, "Digital encoding and filtering using delta modulation", Radio & Electro. Eng., vol.42, no.12, Dec., 1972.
3. G.B.Lockhart and S.P.Babary, "Binary transversal filters using recirculating shift registers", Radio & Electro. Eng., vol.43, no.3, 1973.
4. A. Peled and B.Liu, "A new approach to the realization of nonrecursive digital filters", IEEE Trans. on Audio Electroacoust., vol.AU-21, no. 6, Dec., 1973.
5. W.F.Lawrence and R.W.Newcomb, "FIR filter hardware with adaptive delta modulation", Proc., of ICASSP79, 1979.
6. J.L.LoCicero, D.L.Schilling and J.Garodnick, "Realization of ADM arithmetic signal processors", IEEE Trans. on Commun., vol.COM-27, no.8, Aug., 1979.
7. D.P.Prezas and J.L.LoCicero, "A delta modulation filter for speech-type signals", IEEE Trans. on Commun., vol.COM-28, no.6, June, 1980.
8. B.C.Frias and C.Orda, "Convolution and correlation using delta modulation", Proc. of IEEE, vol.68, no.8, Aug., 1980.
9. M.R.Bateman and B.Liu, "An approach to programmable CTD filters using coefficient 0, +1 and -1", IEEE Trans. on Circuits and Systems, vol.CAS-27, no.6, June, 1980.
10. N.Benvenuto, L.E.Franks and F.S.Hill,Jr., "Realization of finite impulse response filters using coefficient +1, 0 and -1", IEEE Trans. on Commun., vol.COM-33, no. 10, Oct., 1985.
11. 申宰浩, 이종각, "DM필터에서의 積分器除去에 관한 研究" 大韓電子工學會 論文誌, 제23권, 제3호, 1986년5월.



申宰浩(Jae Ho SHIN) 正會員

1952年8月29日生

1971年~1979年: 서울大學校 工科學  
電子工學科卒業(工學士)

1980年~1982年: 서울大學校大學院電子  
工學科 卒業(工學碩士)

1982年~1987年: 서울大學校大學院電子  
工學科 卒業(工學博士)

1978年~1980年: 大榮電子(株) 研究員

1983年~1988年: 明知大學校 工科學 電子工學科 助教授

1988年~現在: 東國大學校 工科學 電子工學科 副教授