論文 84-21-1-5

移動 平均 濾波器의 마이크로프로세서 構成에 관한 硏究

(A Study on the Microprocessor Implementation of the Moving Average Filter)

金 昌 錫*, 崔 甲 石**

(Chang Suk Kim and Kap Seok Choi)

要 約

本 論文에서는 低域 通過 特性을 나타내는 것으로 알려져 있는 移動 平均 濾波器의 마이크로프로세서 構成에 대한 實際的이고 간단한 技法을 硏究한 것이다. 設計의 편의를 위하여 移動 平均 濾波器에 대한 遮斷 周波數의 近似式과 필터링 알고리즘도 提示하였다.

商用 마이크로프로세서 Z-80을 사용한 實驗 시스템의 몇 가지 實驗結果를 提示했다. 高周波 雜音이 効果的으로 除去된 것이 確認되었으며 遮斷 周波數의 近似式의 結果는 實測結果와 거의 일치됨이 確認되었다.

Abstract

In this paper, a practical and simple scheme is described for the implementation of a moving average filter which is known to be able to provide low pass filter characteristics, and the estimated cut off frequency formulation of the filter and filtering algorithm are presented for the filter design.

Some results of an experimental system using the commerical Z-80 microprocessor are given. It shown that high frequency noises are canceled effectively in frequency domain and time domain experiments and that results of the estimated cut off frequency formular is compared with measured one.

I. 序 論

디지탈 濾波器는 아나로그 濾波器에 비하여 安定性, 柔軟性등이 뛰어나 아나로그的으로 거의 實現 不可能했던 濾波器 特性도 實現할 수 있게 되었으며, 具体的인 實現에 대한 硏究는 從來에는 미니컴퓨터등의 汎用計算機 혹은 專用 하아드웨어에 의한 것이 대부분이었다.

그러나 最近의 LSI技術의 急速한 發展은 低價格의 마이크로프로세서를 낳게 되어 이것을 手段으로 한 디지탈 濾波器의 硏究가 活發해졌으며 그 重要性은 今後 더욱 높아갈 것으로 보아진다.

마이크로프로세서를 사용하여 디지탈 濾波器를 實現할 경우는 專用 하아드웨어에 의한 경우와 달라서 프로그램에 의하여 임의의 濾波器를 容易하게 形成할 수 있다는 것이 장점이다. 그러나 乘算演算이 많은 디지탈 濾波器에서는 마이크로프로세서의 乘算演算의 實行時間이 문제가 된다. 따라서 濾波器 構成에 마이크로프로세서를 사용함으로써 그 機能의 일부를 소프트웨

*正會員, 明知專門大學 電子工學科
(Dept. of Electron. Eng., Myung Ji Junior College)

**正會員, 明知大學校 工科大學 電子工學科
(Dept. of Electron. Eng., Myung Ji Univ.)

接受日字 : 1983年 9月 3日

어化하여 融通性을 높임과 동시에 演算回數를 줄여서 濾波器 實行 速度를 높이려는 硏究가 活潑히 전개되어 왔다.[1][2][3]

移動 平均 濾波器[4](moving average filter;MAF)는 時系列 데이터의 移動 平均을 취하는 디지탈 시스템으로 移動 平均 演算은 除算 操作을 1個所만 필요로한 것외에는 乘除算 操作이 불필요하므로 많은 乘算 演算을 갖는 일반 디지탈 濾波器에 比하여 간단하게 構成될 수 있기 때문에 腦波와 같은 低周波의 濾波器에 應用되고 있다.[5]

本 硏究에서는 마이크로프로세서를 利用하여 融通性이 있고 빠른 演算時間을 갖는 移動 平均 濾波器를 構成하고, 그 移動 平均 알고리즘과 周波數 應答 特性의 遮斷 周波數에 대한 考察을 한다.

Ⅱ. 移動 平均 濾波器

移動 平均 濾波器는 因果性 線型 位相 有限 임펄스 應答(finite impulse response;FIR) 시스템이다.[6]

이제 디지탈 信號의 샘플 間隔을 τ라고 하고 所要 周波數 特性을 갖는 理想 디지탈 필터의 應答을 $H_{id}(j^{\omega})$라고 하면

$$H_{id}(j^{\omega}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h_{id}(n)\, \varepsilon^{-j\omega n} \qquad (1)$$

여기서 $h_{id}(n)$는 系의 單位 샘플 應答으로

$$h_{id}(n) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi} H_{id}(j^{\omega})\, \varepsilon^{j\omega n} d\omega \qquad (2)$$

이다. 時系列 $W(n)$을

$$W(n) = \begin{cases} 1 & N_o - N \leqq n \leqq N_o + N \\ 0 & \text{기타} \end{cases} \qquad (3)$$

이라고 하면 有限系列 임펄스 應答 $h(n)$은 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$h(n) = h_{id}(n)\, W(n) \qquad (4)$$

이제 임펄스 應答 $h(n) = h(n\tau)$, $(n=0, 1, \cdots\cdots)$이 다음과 같은 경우의 FIR 필터를 생각한다.

$$h(n) = \begin{cases} \dfrac{1}{2N+1} & (n = N_o - N, \cdots, N_o, \cdots, N_o + N) \\ 0 & \text{기타} \end{cases} \qquad (5)$$

여기서 N_o, N는 각각 固定, 可變의 整數이고 $N \leqq N_o$이다. 이 濾波器의 入力信號 $x_k = x(k\tau)$, $(k=0, 1, \cdots\cdots)$에 대한 出力은 $M = 2N+1$개 入力의 單純 平均値로 주어진다. 즉,

$$y_k = \frac{1}{2N+1}(x_{k-N_o-N} + \cdots\cdots + x_{k-N_o+N}) \qquad (6)$$

로 된다. 이것은 x_k에 대한 單純 移動 平均을 나타내므로 식 (5)의 임펄스 應答을 갖는 시스템을 移動 平均 濾波器라고 하기로 한다. 이 MAF의 식 (5)의 周波數 應答 $H_N(j^{\omega})$는 푸우리에 變換에 의하여 다음 식으로 주어진다.

$$H_N(j^{\omega}) = \sum_{n=N_o-N}^{N_o+N} \frac{1}{2N+1}\varepsilon^{-j\omega n\tau} = \frac{1}{2N+1}\cdot\frac{\sin\dfrac{2N+1}{2}\omega\tau}{\sin\dfrac{1}{2}\omega\tau} \cdot \varepsilon^{-jN_o\omega\tau} \qquad (7)$$

이것으로부터 MAF는 可變 파라미터 N에 無關한 線型位相遲延을 가지며 出力信號는 入力信號에 대해서 一定하게 $N_o\tau$만큼 遲延되는 것을 알 수 있다. 또 N=4일 경우에 대한 振幅特性 $|H_N(j^{\omega})|$는 그림1과 같이 된다. 이것은 MAF가 低域濾波器인 것을 나타낸다.

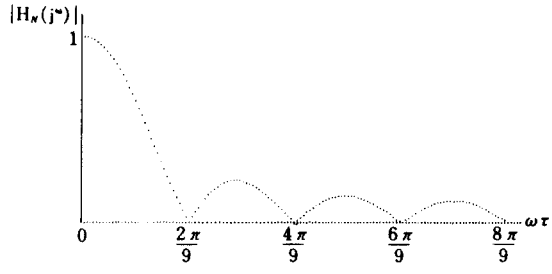


그림 1. 移動 平均 濾波器의 周波數 應答(N=4)
Fig. 1. Frequency response of the moving average filter.

Ⅲ. 遮斷 周波數

식 (7)로 주어지는 MAF가 低域 通過 필터일 때의 遮斷 周波數는 主로우브(mainlobe)의 遮斷 周波數이므로 遮斷 周波數 f_c는 $f_c \leqq 2\pi/(2N+1)\tau$에 存在하며, 이 遮斷 周波數 f_c는 식 (7)에서 $|H_N(\omega)| = 1/\sqrt{2}$일 때의 周波數이므로 다음 식에서 f_c를 구하면 된다.

$$\left|\frac{1}{2N+1}\cdot\frac{\sin\dfrac{2N+1}{2}\omega\tau}{\sin\dfrac{1}{2}\omega\tau}\right| = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

여기서 $N=1, 2, \cdots\cdots$이다. $\tau=1$로 하여 각 N에 대해서 $|H_N(\omega)| = 0.707$로 되는 f_c값을 컴퓨터로 추적하여 $(2N+1)f_c\tau \triangleq 0.44$가 얻어진다. 따라서 f_c는 다음 식으로 주어진다.

$$f_c = \frac{0.44}{(2N+1)\tau} \qquad (8)$$

移動 平均幅을 $2N+1 \triangleq M$로 하면 다음 식이 얻어진다.

$$M = \frac{0.44}{\tau f_c} \qquad (9)$$

Ⅳ. 移動 平均 필터링 알고리즘

MAF의 出力은 식 (6)을 計算하여 직접 얻을 수 있

으나 計算을 간단하게 하기 위하여 漸化式을 유도한다. 즉 식 (6)으로부터

$$S_k \triangleq (2N+1)y_k \quad (N=1,2,\cdots\cdots) \tag{10}$$

라고 하면

$$S_k = S_{k-1} - x_{k-(2N+1)} + x_k \tag{11}$$

단,

$$S_{-1} = x_{-(2N+1)} = x_{-(2N+1)+1} = \cdots\cdots = x_{-1} = 0 \tag{12}$$

즉 식 (11)에 의하여 S_k를 계산하여

$$y_k = \frac{S_k}{2N+1} \tag{13}$$

로 出力을 計算한다.

V. 필터 시스템의 構成

그림 2에 마이크로프로세서 Z-80을 사용하여 構成한 移動 平均 필터 시스템을 표시하였다. 入力信號는 디지탈化되어 RAM에 저장되고, ROM에 들어 있는 필터링 프로그램에 의해 마이크로프로세서에서 處理하여 그 結果를 D/A變換器를 통해서 出力된다. 시스템의 클럭 周波數는 2〔MHz〕, 메모리 용량은 4K(ROM 2K, RAM 2K)이다. PIO는 포오트 A를 入力으로 포오트 B를 出力으로 사용하였다. 샘플링된 入力 데이터는 A/D變換器(ADC 0802)에 入力되고 소프트웨어 遲延時間 τ마다 8비트 데이터를 받아 들여 지정된 RAM의 메모리 領域에 저장한다.

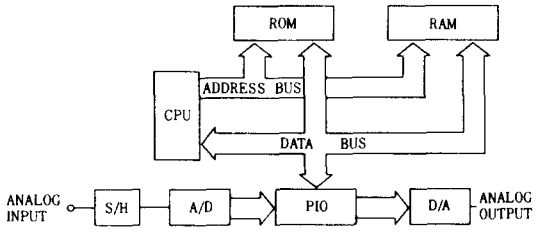


그림 2. 移動 平均 濾波器 시스템
Fig. 2. MAF system.

이때 CPU는 reset와 동시에 $\phi\phi\phi\phi_H$로 부터 명령을 수행하므로 ROM이 $\phi\phi\phi\phi_H$로 부터 동작하도록 한다.

디지탈化된 데이터를 PIO A포오트를 통해서 RAM의 지정된 장소에 저장하기 위해 그림 3과 같이 데코더를 사용하여 ROM이 $\phi\phi\phi\phi_H$번지부터 동작하도록 데코더 1의 CSO를 ROM의 $\overline{CS}$ 단자에 연결하고 또한 RAM의 기억장소를 $1\phi\phi\phi$번지부터 지정하기 위하여 데코더 1의 CS2와 데코더 2의 Y_0와 Y_1을 OR gate를 이용하여 論理化를 취한 후 그 出力을 RAM의 $\overline{CS}$ 단자에 연결하므로서 본 시스템의 메모리 領域을 設定하였다.

이와 같이 하여 處理된 데이터는 다시 PIO의 B 포오트를 통해서 D/A變換器(DAC 0808)를 거쳐 出力된다.

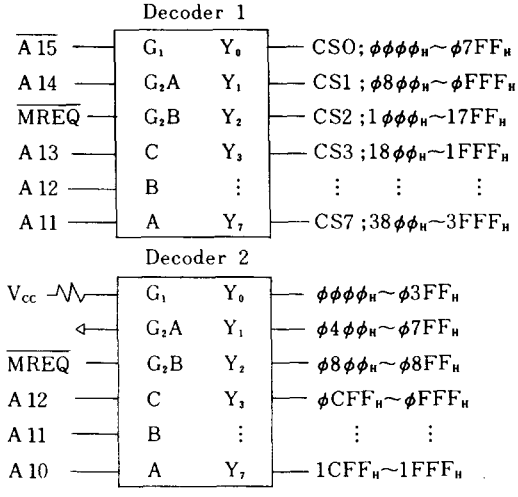


그림 3. 칩 셀렉트 信號用 데코더
Fig. 3. Decoder for chip select signal.

본 시스템에서 사용한 기억번지의 할당은 그림 4와 같으며 이에 대한 흘로우차트 및 프로그램은 부록 Ⅰ, Ⅱ에 기술했다.

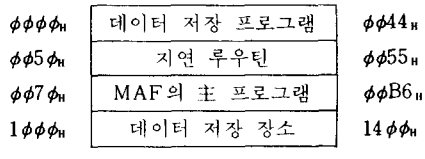


그림 4. 메모리 맵
Fig. 4. Memory map.

Ⅵ. 實驗結果

그림 2의 移動 平均 濾波器 시스템에 대한 N=1, 2, 3, 4의 경우의 振幅特性 測定結果를 그림 5에 표시하였다. 이 測定結果에서는 主로우브의 特性만을 考察하여 移動 平均幅과 遮斷 周波數 관계를 보려는 것이므로 사이드 로우브와 약간의 리플은 무시하여 표시한 것이다. 遮斷 周波數는 移動 平均幅 2N+1에 反比例하여 감소하고, 또 特性의 尖銳度는 移動 平均幅에 따라 銳利하게 되고 있다. 식 (8)에 의한 移動 平均幅에 대한 遮斷 周波數 관계와 그림 5의 特性上에서의 移動

平均幅 대 遮斷 周波數 관계를 그림 6에 표시하였으며 두 경우 거의 일치하고 있음을 알 수 있다.

그림 7은 그림 2의 MAF 시스템에 대한 時間 領域 特性의 오실로스코우프 觀測結果를 표시한 것이다.

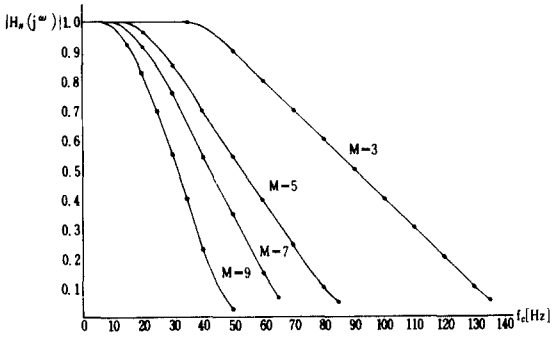


그림 5. 移動 平均 濾波器의 振幅特性
Fig. 5. Amplitude response of MAF.

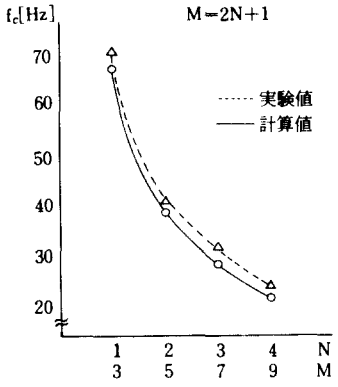
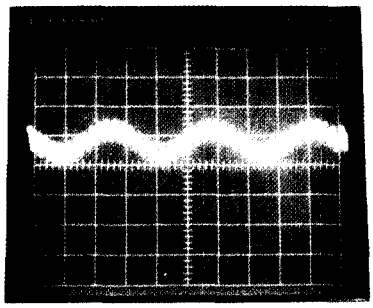


그림 6. 遮斷 周波數－移動 平均幅 (τ=2.215ms)
Fig. 6. Cut off frequency vs moving average width.

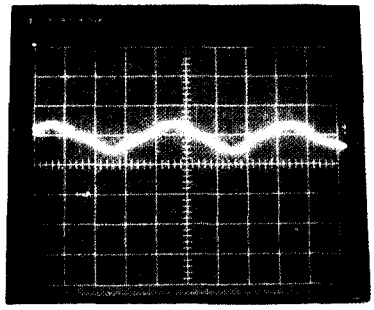
그림 7(a)에서는 30〔Hz〕의 信號波에 雜音 400〔Hz〕가 포함된 入力과 出力波形이고, 그림 7(b)는 10〔Hz〕信號에 300〔Hz〕雜音成分이 포함되어 있을 경우의 入力과 出力波形이다. 두 경우 雜音이 훌륭하게 제거되고 있음을 알 수 있다.

Ⅶ. 結 論

移動 平均 모델은 除算 操作을 1個所만 必要로 하는 것 이외에는 乘除算 演算이 不必要하므로 商用 마이크로프로세서 Z-80을 사용하여 간단하게 低域 濾波器를 構成할 수 있었으며 低域 디지탈 濾波器로써 有

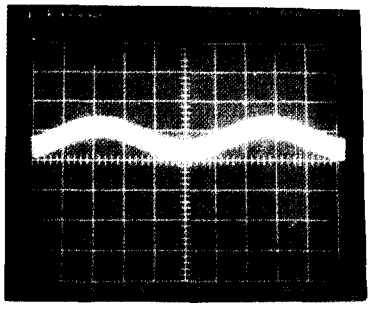


Input

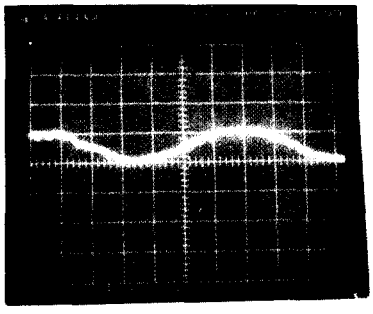


Output

(a) 〔400Hz+30Hz〕, 0.5V/D, 10ms T/D



Input



Output

(b) 〔300Hz+10Hz〕, 0.5V/D, 20ms T/D

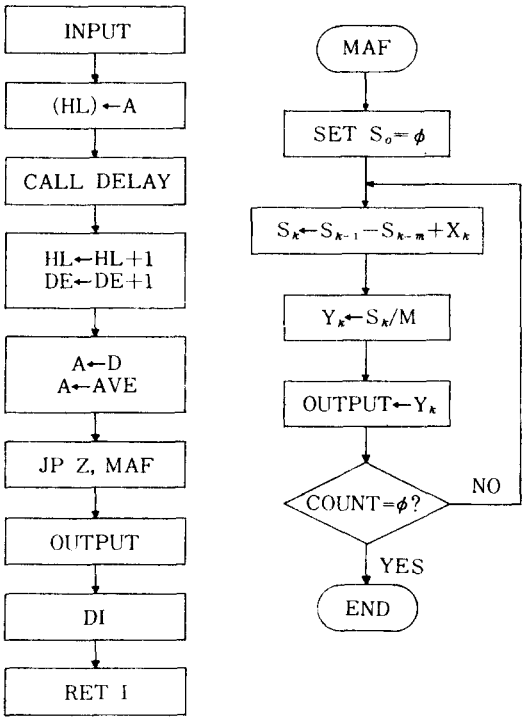
그림 7. 入出力信號의 時間波形
Fig. 7. Waveforms of input-output signals.

効한 것이었다.

測定實驗結果 遮斷 周波數의 近似式이 有用한 것을 確認할 수 있었다. 遮斷 周波數는 移動 平均 濾波器의 移動 平均幅 2N+1에 反比例하여 감소한다.

移動 平均 濾波器의 平均幅 파라미터를 入力信號에 適應시키므로써 周期不明의 正弦波 雜音의 除去에 有効하게 사용할 수 있는 適應形 移動 平均 濾波器 構成이 可能하리라고 期待되며 이에 대한 硏究도 今後豫定하고 있다.

부 록 I



부 록 Ⅱ

Data Storage Program

ADDRES	CODE	MENMONIC
$\phi\phi\phi\phi$	3E$\phi\phi$	LD A, ($\phi\phi$H)
$\phi\phi\phi$2	ED47	LD I, A
$\phi\phi\phi$4	3E4ϕ	LD A, (4ϕH)
$\phi\phi\phi$6	D382	OUT (82H), A
$\phi\phi\phi$8	3E4F	LD A, (4FH)
$\phi\phi\phi$A	D382	OUT *(82H), A
$\phi\phi\phi$C	3E87	LD A, 87
$\phi\phi\phi$E	D382	OUT (82H), A
$\phi\phi$1ϕ	3EϕF	LD A, (OFH)
$\phi\phi$12	D383	OUT (83H), A
$\phi\phi$14	3E$\phi\phi$	LD A, $\phi\phi$
$\phi\phi$16	ED5E	IM 2
$\phi\phi$18	FB	EI
$\phi\phi$19	21$\phi\phi$1ϕ	LD HL 1$\phi\phi\phi$
$\phi\phi$1C	11$\phi\phi\phi$4	LD DE ϕ4$\phi\phi$
$\phi\phi$1F	$\phi\phi\phi\phi$	LOOP NOP
$\phi\phi$21	18FC	JP LOOP
.....	.....	.....
$\phi\phi$4ϕ	3ϕ2ϕ	
.....	.....	.....
$\phi\phi$3ϕ	DB8ϕ	IN A, (ϕH)
$\phi\phi$32	77	LD (HL), A
$\phi\phi$33	CD 5$\phi\phi\phi$	CALL $\phi\phi$5ϕ
$\phi\phi$36	1B	DEC DE
$\phi\phi$37	23	INC HL
$\phi\phi$38	7A	LD A, D
$\phi\phi$39	B2	OR E
$\phi\phi$3D	D381	OUT (81H), A
$\phi\phi$3F	CA 7$\phi\phi\phi$	JP Z, MAF
$\phi\phi$42	FB	EI
$\phi\phi$43	ED4D	RETI

DELAY PROGRAM

$\phi\phi$5ϕ	ϕ6FF	CD B, FF
$\phi\phi$52	ϕ5	DEC B
$\phi\phi$53	2ϕFD	JR NE FD
$\phi\phi$55	C9	RET

MAF의 MAIN PROGRAM

$\phi\phi$7ϕ	11$\phi\phi$ ϕ4 MAF	LD DE, ϕ4$\phi\phi$
$\phi\phi$73	DD21 $\phi\phi$1ϕ	LD IX, 1$\phi\phi\phi$
$\phi\phi$77	ϕ6ϕ4	LD B, ϕ4……N
$\phi\phi$79	CB2ϕ	SLA B……2N
$\phi\phi$7B	48	LD C, B
$\phi\phi$7C	ϕC	2NC C……M=2N+1
$\phi\phi$7D	C5 LOOP1	PUSH BC
$\phi\phi$7E	D5	PUSH DE
$\phi\phi$7F	DDE5	PUSH IX
$\phi\phi$81	26$\phi\phi$	LD H, $\phi\phi$
$\phi\phi$83	16$\phi\phi$	LD D, $\phi\phi$
$\phi\phi$85	DD7E $\phi\phi$	LD A, (IX+ϕ)
$\phi\phi$88	6F	LD E, A
$\phi\phi$89	DD23 JMPϕ	INC IX
$\phi\phi$8B	DD7E$\phi\phi$	LD A, (IX+ϕ)
$\phi\phi$8E	5F	LD E, A
$\phi\phi$8F	19	ADD HL, DE……S_k

ϕϕ9ϕ	1ϕF7	DJNZ JM ϕ
ϕϕ92	59	LD E, C
ϕϕ93	ϕ6ϕ8	LD B, ϕ8
ϕϕ95	ED6A LOOP2	ADC HL, HL
ϕϕ97	7C	LD A, H
ϕϕ98	38ϕ3	JR C, JMP2
ϕϕ9D	93 JMP1	SUB E
ϕϕ9E	67	LD H, A
ϕϕ9F	AF	XOR A
ϕϕAϕ	3F JMP2	CCF
ϕϕA1	1ϕF2	DJNZ LOOP2
ϕϕA3	CB15	RL L……S_K/M
ϕϕA5	7D	LD A, L
ϕϕA6	CD 5ϕϕϕ	CALL ϕϕ5ϕ
ϕϕA9	D381	OUT (81H), A
ϕϕAB	DDE1	POP IX
ϕϕAD	D1	POP DE
ϕϕAE	DD23	INC IX
ϕϕBϕ	1B	DEC DE
ϕϕB1	7A	LD A, D
ϕϕB2	B3	OR E
ϕϕB3	ϕ6ϕ8	LD B, ϕ8
ϕϕB5	C270ϕϕ	JP NZ LOOP1
ϕϕB6	76	HALT

參 考 文 献

[1] L.R. Rabiner, "The design of finite impulse response digital filters using linear programing techniques," *BSTJ*, 51, pp. 1177-1182, 1972.

[2] A. Tomozawa, "Non recursive digital filters with coefficients of two," *ICC*, pp. 18D - 1-5, 1974.

[3] J.L. Schmalzel, D.N. Hein, and N.A, "Some pedagsdical considerings of digital filter hardware implementation," *IEEE CAS Magazine*, vol. 2, no. 1, pp. 4-13, 1980.

[4] Enders, A. Robinson and Manuel T. Silvia, *Digital Signal Processing Time Series Analysis*. Holden-Day, Pilot Edition, pp. 244-257, 1978.

[5] Tokuji Nogawa, Katsuyuki Katayama, Yoshio Tabada, Talsuichiro Ohshio, and Takuji Kawahara, "Digital methodes for amplitude and phase analysis of the EEG," *The Journal of the Kansai Medical University*, vol. 28, pp. S4-S5, Dec. 1976.

[6] Tokashi Ohmuro and Yasuo Tachibana, "An adaptive digital filters as a sinusoidal noise canceller," *IEC/Japan*, vol. J64A, no.9, pp. 676-774, 1981.