

## 2진 횡단선 필터의 최적설계 알고리즘

### (An Algorithm of Optimal Design in Binary Transversal Filter)

李 康 浩\*, 崔 宗 秀\*

(Kang Ho Lee and Jong Soo Choi)

#### 要 約

2진 디지털 전송시스템에서 보다 나은 전송효율을 얻기 위해서는 대역제한이 필요하다. 그러나 대역제한을 하는 경우 일반적으로 부호간의 간섭현상(ISI : intersymbol interference)이 발생되는데 본 논문에서는 최소의 부호간의 간섭현상과 최대의 저지대역(stop band) 손실을 가진 대역제한 필터를 설계하기 위해 첫째, 2진 횡단선 필터(BTF : binary transversal filter)와 아나로그 필터를 결합시킴으로써 아나로그 필터를 이용하여 시간영역에서 2진 횡단선 필터에서 발생하는 구형펄스의 계단응답을 구해 부호간의 간섭현상이 최소가 되는 값을 찾았다. 둘째, 대역 제한을 위해 주파수영역에서 원하는 필터 특성과 오차를 최소화시켜 2진 횡단선 필터에서의 저항치(Tap 계수)를 구해 최적필터를 설계하는 알고리즘을 제시하였다.

또한 저항치를 3,5,7개를 설정했을 경우의 시뮬레이션 예를 보였는데 7개 설정했을 시는 약 -30 dB 정도의 리플(ripple)이 발생됨을 확인할 수 있었다.

#### Abstract

In binary digital transmission system the band-limiting is required for the better transmission efficiency. But in the case of band-limiting the intersymbol-interference (ISI) usually takes place.

In this paper, in an attempt to design band-limiting filter which has minimum ISI and maximum stop-band loss, first, making use of analog filter by combining Binary Transversal Filter (BTF) and analog filter (4th Butterworthfilter), we found the value that minimizes ISI phenomenon by getting step response of rectangular pulse resulting from BTF in time domain. Second, we found filter characteristic we want in frequency domain for band-limiting and minimized the error. And then we obtained resistor value (Tap coefficient) in order to design algorithm for optimum filter.

Also we showed the example of simulation in case we established the resistors with 3,5 and 7 respectively. With 7 resistors set, we identified that the ripple of about minus 30dB was taken place.

\*正會員, 中央大學校 電子工學科  
(Dept. of Elec. Eng., Chungang Univ.)  
接受日字 : 1987年 8月 4日

을 높이기 위해서는 기저대역(base band) 신호에 대한 대역제한이 필요하게 된다.<sup>[1][2][3]</sup>

대역제한을 하게 되면 부호간의 간섭현상(inter-symbol interference)이 필연적으로 나타나게 되는데, 나이키스트 판별기준(nyquist criterion)은 부호간의 간섭 현상을 0으로 되게하는 필요, 충분조건을 제시한다. 즉, 나이키스트 기준은 주파수 영역에서 이상적인 필터의 진폭 스펙트럼에 있어서 차단주파수(cut-off frequency)  $W_c$ 에 대해 기수 대칭(odd-symmetry)이면 부호간의 간섭현상이 0이 된다는 것이다.

그러나 부호간의 간섭현상이 0인 필터를 설계하는데 있어서 유한차수를 가진 디지털 필터로는 나이키스트 모양짓기(nyquist shaping)를 완벽하게 구현할 수 없다. 특히 아나로그 수동 필터나 능동 필터로는 고주파(수MHz 이상)대역에서 실현시 선택도(Q)가 낮아지고 증폭기의 대역 이득이 필터에 미치는 영향이크므로 부호간의 간섭현상이 작으면서 최소의 대역폭을 갖는 채널을 구현하기 힘들다.

이를 위해서는 아나로그 필터의 경우, 높은 차수의 필터를 사용해야 하는데, 이때 군지연 왜곡(group-delay distortion)이 크게 발생하여 이를 보상하기 위한 군지연 등화기(group-delay equalizer)를 사용해야 되는 단점이 있다.

그러므로 디지털 전송시스템에 2진 횡단선 필터(binary transversal filter)가 연구되었는데, 본 논문에서는 원하는 대역폭을 만족시키면서도 부호간의 간섭현상이 최소화 되는 필터를 설계하기 위해 아나로그 필터 및 2진 횡단선 필터의 장점을 상호 보완적으로 사용할 필터로써 첫째, 예민(sharp)한 차단특성은 2진 횡단선 필터로 설계하고, 아나로그 필터를 이용, 2진 횡단선 필터의 스펙트럼에서 발생되는 사이드 로브(side lobe)를 감소시키고 구형파펄스에 대한 부호간의 간섭현상을 최소가 되게 필터의 차단주파수를 최적 결정하는 방법을 제시하였다.

둘째, 예민한 차단특성을 만들기 위해 새로운 알고리즘을 이용, 2진 횡단선 필터의 저항치(tap계수)를 주파수 영역에서 설계하고자 하는 함수와 비교, 오차의 제곱평균(mean square error)이 최적인 값을 찾아 저항치를 결정하는 방법을 제시하였다.

## II. 2진 횡단선 필터의 기본구조

횡단선 필터(transversal filter)의 구조는 그림 1에 나타내었다.

그림 1에서 D는 지연소자,  $C_i$ 는 필터계수,  $\Sigma$ 는 가산기로 구성되어 있고 입력신호  $x(t)$ 에 대한 출력

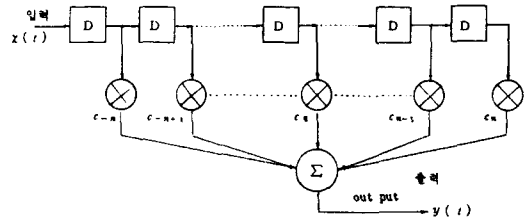


그림 1. TF의 기본구조  
Fig. 1. Transversal filter structure.

신호  $y(t)$ 는 식(1)과 같다.

$$y(t) = \sum_{i=-n}^n C_i x(t-iD) \quad (1)$$

이 필터의 임펄스 응답을  $h(t)$ 라 하면 식(1)의  $x(t)$ 를  $\delta(t)$ 로 바꾸면 식(2)가 된다.

$$h(t) = \sum_{i=-n}^n C_i \delta(t-iD) \quad (2)$$

또한 필터의 주파수 응답은 식(2)를 푸리에 변환하면 식(3)을 얻을 수 있다.

$$H(w) = \sum_{i=-n}^n C_i e^{-jw iD} \quad (3)$$

데이터 통신에서는 오직 2진수(0 혹은 1) 데이터만을 사용하므로 횡단선 필터의 구조에서 지연소자를 시프트 레지스터(shift register), 곱셈기를 저항(Ri), 가산기를 OP앰프로 사용하여 디지털 통신에 적용할 수 있는 2진 횡단선 필터를 구성할 수 있으며, 2진 횡단선 필터의 블록선도는 그림 2에 도시하였다.

2진 횡단선 필터의 출력에서 한개의 펄스에 의해 일어나는 시간영역응답(time-domain response)은 그림 3에 나타내었다(M을 4로 했을 경우).

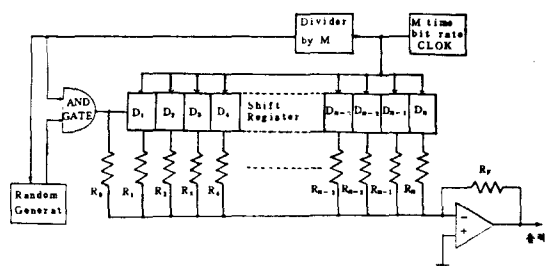


그림 2. BTF의 블록선도  
Fig. 2. Block diagram of BTF.

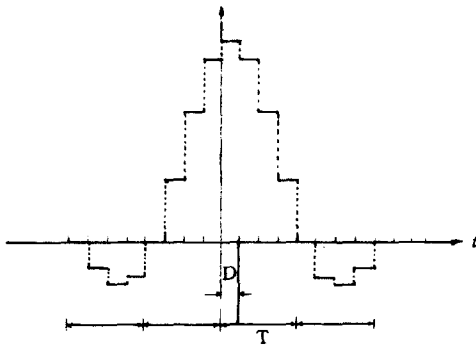


그림 3. 임펄스 응답  
Fig. 3. Impulse response.

그림 3에서 데이터는 2진 횡단선 필터단에서 펄스 4개가 지난 후 하나의 입력 데이터가 들어가게 되므로 펄스 D는 데이터 레이트(data rate) 보다 M배 빠르게 되어 데이터에 대한 부호간의 간섭현상이 발생되지 않는다.

여기서 M은 식(4)와 같다.

$$M = \frac{T}{D} \quad M = 1, 2, 3, 4 \dots \dots \dots \quad (4)$$

M ; Integer (정수)

T ; 단위 Baud당 간격 (Data 주기)

D ; Baud당 Sample된 간격

일반적인 설계방법에 있어서 원하는 필터의 시간 영역응답을 샘플링한 후 절삭(truncation)을 하면 Gibbs 현상으로 인해 특성이 나빠지며 또한 구현시에는 2진 횡단선 필터의 출력을 임펄스 대신 구형파로 해야 하므로 주파수 영역에서의 오차가 발생되어 이를 보상해야 한다는 문제가 있다. 또한 시간영역의 샘플링으로 인한 주파수영역의 손실(loss)특성이 반복되어 나오게 되어 이러한 고조파(harmonics)의 제거를 위한 아나로그 필터를 사용해야 한다.

Ⅲ. 2진 횡단선 필터의 장점과 아나로그 필터를 상호 보완한 설계방법

2진 횡단선 필터의 장점과 아나로그 필터를 상호 결합한 설계 방법으로써 예민한 차단특성은 2진 횡단선 필터로 구현하고 간단한 아나로그 필터를 사용하여 2진 횡단선 필터에서 발생하는 주파수 스펙트럼의 사이드 로브를 감소 시키며, 2진 횡단선 필터단에서의 구형과 펄스에 대한 부호간의 간섭현상을 최소가 되게 하는 필터의 차단주파수를 최적 결정하는 방법을 사용하였다.

이 방법을 이용한 출력을 P(w), 2진 횡단선 필터단의 출력을 B(w), 아나로그 필터의 출력을 H(w)라 하면 식(5)와 같다.

$$P(w) = R(w) \cdot B(w) \cdot H(w) \quad (5)$$

여기서 R(w)는 입력 구형펄스의 스펙트럼으로써 식(6)과 같이 되며, B(w)는 2진 횡단선 필터만의 함수로써 식(7)과 같다.

$$R(w) = \frac{T}{M} \cdot \frac{\sin\left(\frac{T}{2M}w\right)}{\left(\frac{T}{2M}w\right)} \quad (6)$$

$$B(w) = \sum_{k=0}^T d_k e^{-jk\omega T} \quad (7)$$

H(w)는 차단주파수가  $w_0 = (M/T)T_1$ 인 아나로그 필터의 전달 함수이며 M은 T를 등분한 수이고 T는 2진 횡단선 필터의 데이터 주기이다. 또한  $T_1$ 은 아나로그 필터의 차단주파수  $w_0 = 1$ 인 경우에 입력 구형펄스의 최적 폭이다(여기서 아나로그 필터는 버터워즈 4차 필터를 사용).

그러므로 식(5)의 P(w)는 식(8)과 같이 나타낼 수 있다.

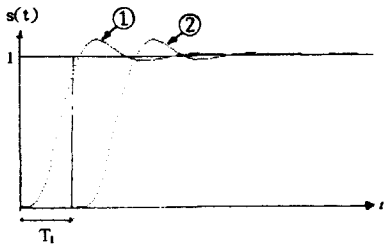
$$P(w) = \left[ \frac{T}{M} \cdot \frac{\sin\left(\frac{1}{2M}w\right)}{\left(\frac{1}{2M}w\right)} \right] \cdot \sum_{k=0}^n d_k e^{-jk\omega T} \cdot H(w) \quad (8)$$

여기서 먼저 R(w)·H(w)의 최적치를 결정하는 방법을 알아보면, 아나로그 필터(버터워즈 4차 필터) H(w)의 차단주파수  $w_0 = 1$ 일 때  $T_1$ 의 최적값을 결정하는 방법으로 H(w)는 식(9)와 같이 되고, 식(9)에서  $w_0 = 1$ 이므로  $w_0 = 1$ 인 식(H(s))는 식(10)으로 주어진다.

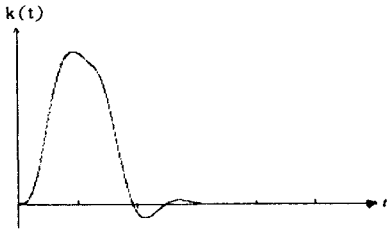
$$H(w) = \frac{1}{\left(\frac{S}{w_0}\right)^4 + 2.613\left(\frac{S}{w_0}\right)^3 + 3.414\left(\frac{S}{w_0}\right)^2 + 2.613\left(\frac{S}{w_0}\right) + 1} \quad (9)$$

$$H(s) = \frac{1}{S^4 + 2.613S^3 + 3.414S^2 + 2.613S + 1} \quad (10)$$

식(10)은  $w_0 = 1$ 인 경우이므로, 데이터 주기 T는  $2\pi$ 가 된다. 그림 4에서의 입력 구형펄스  $T_1$ 을 얼마로 하면 부호간의 간섭현상이 최소이면서 최대의 데이터를 전송할 수 있는가에 대해서 고찰하면 다음과 같다.



(a)



(b)

그림 4. (a) 임펄스 응답곡선과  $T_1$ 만큼 이동한 임펄스 응답  
(b) ①과 ②를 합성한 곡선

Fig. 4. (a) The curve of impulse response and impulse response shifted by  $T_1$ .  
(b) The curve synthesizing ① and ②.

그림 4(a)에서 ①은 아나로그 필터의 임펄스 응답에 대한 곡선이고 ②는  $T_1$ 만큼 이동한 임펄스 응답의 곡선이다. 또한 그림(b)는 ①과 ②를 합성한 그래프이다.

식(10)에 대한 임펄스 응답  $H(t)$ 를 구하고  $H(t)$ 에 대한 계단응답  $S(t)$ 를 구해 입력 구형펄스  $T_1$ 에 대해 시간축을  $-T_1/2$ 부터  $T_1/2$ 까지 이동시켜 가며 부호간의 간섭현상이 최소인 값을 찾아내야 한다.

$H(s)$ 에 대한 임펄스 응답은 식(11)에 나타내었다.

$$H(t) = \frac{1}{\beta_1} e^{\alpha_1 t} (T_{a1} \cos \beta_1 T + S_{a1} \sin \beta_1 T) + \frac{1}{\beta_2} e^{\alpha_2 t} (T_{a2} \cos \beta_2 T + S_{a2} \sin \beta_2 T) \quad (11)$$

여기서

$$\begin{aligned} \beta_1 &= 0.8536, \beta_2 = 0.1462, \alpha_1 = -0.3825 \\ \alpha_2 &= -0.924, S_{a1} = -0.4035, S_{a2} = 0.97509 \\ T_{a1} &= -0.9009, T_{a2} = 0.1543 \end{aligned}$$

이다.

또한 계단응답  $S(t)$ 는  $H(s)$ 에  $1/S$ 을 곱하여  $\mathcal{L}^{-1}$ 하면 식(12)가 된다.

$$S(t) = 1 - 0.8347 \cdot 2e^{-0.924T} \cos 0.3825T - 0.8534 \cdot 2e^{-0.924} \sin 0.3825T + 0.3534 \cdot 2e^{-0.3825T} \cos 0.924T - 0.3535 \cdot 2e^{-0.3825T} \sin 0.924T \quad (12)$$

그러므로 입력 구형펄스  $T_1$ 에 대한 버터워즈 과정을  $k(t)$ 라 하면 식(13)과 같다.

$$k(t) = h(t) [u(t) - u(t - T_1)] = [s(t) - s(t - T_1)] \quad (13)$$

식(13)은 그림4(b)에 나타내었다.

식(13)을 이용,  $T_1$ 을 가변시켜가면 간격  $T_1$ 에 대한 주 로브(main lobe)에서의 값을 제외한 각 주기  $T_1$ 에서의 오차의 제곱평균이 가장 적은 값을 찾아내어  $w_0$   $T_1$ 을 결정한다.

그러나  $T_1$ 은 2진 횡단선 필터의 데이터 주기를 샘플링 간격과 일치하지 않으므로  $w'_0 = (M/T)T_1$ 을 새로이 결정하고  $H(w) |_{w_0=1}$ 식의  $w$ 를  $H(w/w'_0)$ 로 치환하여 주파수 스케일링(scaling)을 행하면 입력 펄스가  $T/M$ 인 폭을 가지는 경우  $H(w/w'_0)$ 의 시간영역응답은  $T/M$ 간격으로 (delay  $\tau d' = \tau d \cdot T/MT_1$ )로 하여 오차의 제곱평균을 구하면 주기  $T_1$ 을 했을때 오차의 제곱평균과 동일값을 갖게 된다.

따라서  $P(w) \cdot H(w) \cdot \sum_{k=0}^N d_k e^{-jk\omega T}$ 에서  $R(w) \cdot H(w)$ 의 부분은 이상의 과정에서 설계 완료가 된다.

위의 과정에서, 시간영역에서의 부호간의 간섭현상이 최소인 값이 설정 되었으므로  $B(w) = \sum_{k=0}^N d_k e^{-jk\omega T}$ 와 원하고자 하는 필터의 스펙트럼인 2승 여현함수(raised cosine function)를 비교하여 2진 횡단선 필터의 저항치를 설정하게 된다.

#### IV. 알고리즘

본 알고리즘은 2진 횡단선 필터의 저항치를 설정하고, 원하는 대역제한을 하는 방법으로 주파수영역에서 원하고자 하는 스펙트럼과 설계하고자 하는 스펙트럼의 차이가 최소가 되게 저항치를 결정한다.

2승여현함수  $P(w)$ 는 식(14)와 같다.

$$P(w) = \begin{cases} 1 & |w| \leq \pi(1-\beta)/T \\ \frac{T}{2} \left( 1 - \sin T \left( \frac{w}{2} - \frac{\pi}{2T} \right) / \beta \right) & \pi(1-\beta)/T \leq |w| \leq \pi(1+\beta)/T \\ 0 & |w| > \pi(1+\beta)/T \end{cases} \quad (14)$$



$$d_1 \left[ \sum_{i=1}^Y \cos(1-2) Twi \right] + d_2 \left[ \sum_{i=1}^Y \cos(2-2) Twi \right] + \dots + d_N \left[ \sum_{i=1}^Y \cos(N-2) Twi \right] = \sum_{i=1}^Y p(wi) \cos 2 Twi$$

$$\vdots \qquad \dots \qquad \vdots$$

$l=N$ 일때,

$$d_1 \left[ \sum_{i=1}^Y \cos(1-N) Twi \right] + d_2 \left[ \sum_{i=1}^Y \cos(2-N) Twi \right] + \dots + d_N \left[ \sum_{i=1}^Y \cos(N-N) Twi \right] = \sum_{i=1}^Y p(wi) \cos N Twi$$

(23)

식(23)을 행렬식으로 바꾸면 식(24)와 같다.

$$\begin{pmatrix} d_1 \\ d_2 \\ \vdots \\ d_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sum_{k=1}^N \left( \sum_{i=1}^Y \cos(k-l) Twi \right) \\ \sum_{i=1}^Y p(wi) \cos 1 Twi \\ \sum_{i=1}^Y p(wi) \cos 2 Twi \\ \vdots \\ \sum_{i=1}^Y p(wi) \cos N Twi \end{pmatrix}^{-1}$$

(24)

식(24)에 의해 저항계수에 대한  $d_i$  값이 결정 되었으므로 아나로그 필터에서의 대역제한의 특징이 불량한 필터에  $d_i$  값을 결정 2진 횡단선 필터와 결합되면 그림 6 과 같다.

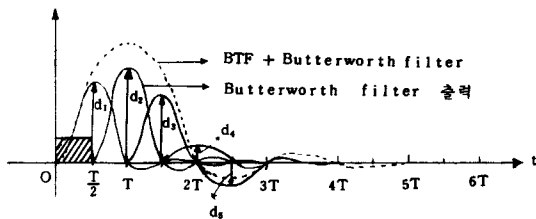


그림 6. 5 개의 버터워즈 필터의 특성곡선과 합성 곡선  
 Fig. 6. The characteristic and synthesizing curve of 5 Butterworth filter.

그림 6 을 보면 아나로그 필터(버터워즈 4 차 필터)에 의해 부호간의 간섭 현상이 최소화된 특성에 2진 횡단선 필터에서 대역제한을 위해 알고리즘을 이용하여  $d_i$  값을 결정했으므로 부호간의 간섭현상도 최적이면서 대역제한도 원하는 필터 특성과 가장 유사하게 됨으로써 최적의 2진 횡단선 필터를 설계할 수 있다.

V. 컴퓨터 시뮬레이션

1 개의 계단파에 의한 버터워즈에서  $T_1$  주기 각 점 에서(주 로브 값은 제외) 오차의 합이 최소인 값을 찾기위해 컴퓨터로 계산한 결과는 표 1 과 같다.

표 1. 컴퓨터 시뮬레이션 결과( $T_1=5.5\sim 6.5$ )  
 Table 1. Result of computer simulation  
 ( $T_1=5.5\sim 6.5$ ) .

$T_1$ 값	Delay 값	MSE (ISI)
5.5	-1.1	6.79852913E - 04
5.6	-1.4	9.35922146E - 04
5.7	-1.425	3.4231201E - 04
5.8	-1.45	1.9466318E - 04
5.9	-1.475	3.64180455E - 04
6	-1.5	7.54450768E - 04
6.1	-1.83	3.77034344E - 04
6.2	-1.86	6.53734432E - 05
6.3	-1.89	6.18292769E - 05
6.4	-1.92	2.90425867E - 04
6.5	.975	5.76803402E - 04
* 6.3	-1.89	6.18292769E - 05

$w_0$ 의 변화에 대한 값에서 시간축을 옮기면서 오차의 제곱 평균이 최소인 점만을 찾은 데이터로써 6.3 인 경우 최상 값에 대해 음방향으로 1.89인 점에서 최소인 값을 얻었으며 이때의 시간 영역에서의 그림은 그림 7 에 나타내었다.

그림 7 을 보면 주 로브의 찌그러짐으로 인해 대역 제한이 나빠지므로  $w_0$  값을 5.8 근처에서도 부호간의 간섭현상이 작은 값이 있음을 알 수 있다.

그러므로  $w_0$  값을 5.75부터 5.85까지 0.01씩 변화 시키가며 다시 계산한 결과가 표 2 에 나타내었다.

표 2 를 보면  $w_0$ 가 5.79일때 -1.4125만큼 옮긴점에서 부호간의 간섭현상이 가장 작은 값을 얻었으며 이때의 시간 영역에서의 그림은 그림 8 에 나타내었다.

그림 8 에서의 파형을 보면 그림 7 보다 대역제한 면에서 좋은 결과가 나오며 필터의 목적은 대역제한을

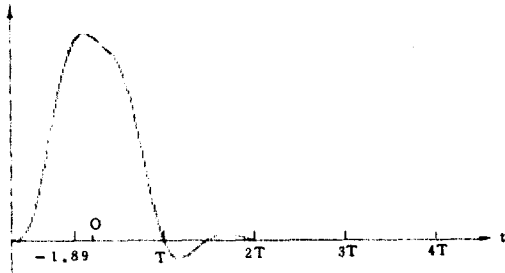


그림 7. 표 1에 의한 곡선  
Fig. 7. The curve plotted with data of Table 1.

표 2. 컴퓨터 시뮬레이션 결과 ( $T_1=5.75\sim 5.85$ )  
Table 2. Result of computer simulation ( $T_1=5.75\sim 5.85$ ).

$T_1$ 값	Delay 값	MSE (ISI)
5.75	-1.4375	2.21660845E-04
5.76	-1.435	2.09275862E-04
5.77	-1.4325	2.00503969E-04
5.78	-1.43	1.9522307E-04
5.79	-1.4275	1.9331455E-04
5.9	-1.425	1.9466318E-04
5.81	-1.4225	1.9915702E-04
5.82	-1.42	2.06687332E-04
5.83	-1.4175	2.171484863E-04
5.84	-1.415	2.230437863E-04
5.85	-1.4125	2.46455796E-04
*5.79	-1.4275	1.9331455E-04

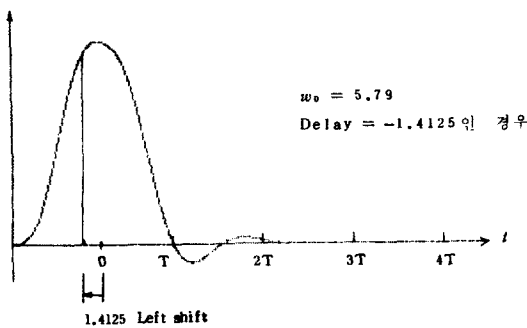


그림 8. 표 2에 의한 곡선  
Fig. 8. The curve plotted with data of Table 2.

하는데 있으므로 그림 8인 경우를 적용하여 앞절에서의 알고리즘에 적용시키면 결과는 다음과 같다.

그림 9에서 보는 바와 같이  $M=2$ 일 때 (입력이 주기  $T$ 의  $1/2$ 인 경우)의 스펙트럼은 그림 10에 보였다.

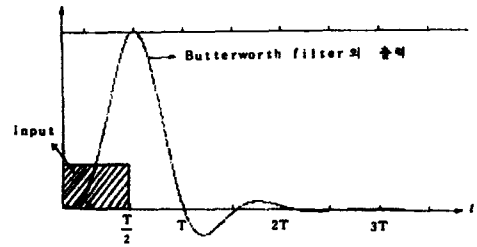


그림 9. 구형펄스 ( $T/2$ )에 의한 시간영역 특성곡선  
Fig. 9. The domain response curve with square pulse input ( $T/2$ ).

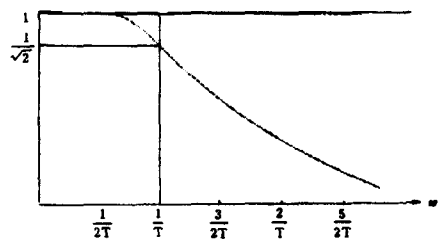


그림 10. 주기  $T$ 의  $1/2$ 인 경우의 스펙트럼  
Fig. 10. Spectrum as period is half  $T$ .

그림 10에서의 스펙트럼은 그림 11에서의 2진 횡단선 필터의 스펙트럼에서 연속적으로 발생하는 사이드 로브를 감소시키고 구형과 펄스에 대한 부호간의 간섭현상을 최소화 되게끔 시간영역에서 설정해 준 것이며, 2진 횡단선 필터의 예민한 차단특성을 설계하기 위해 저항치를 주파수영역에서 설계하고자 하는 함수와 비교, 오차의 제곱평균이 최적인 값을 찾았기 때문에 두 필터의 합성에 대한 문제점을 해결했다.

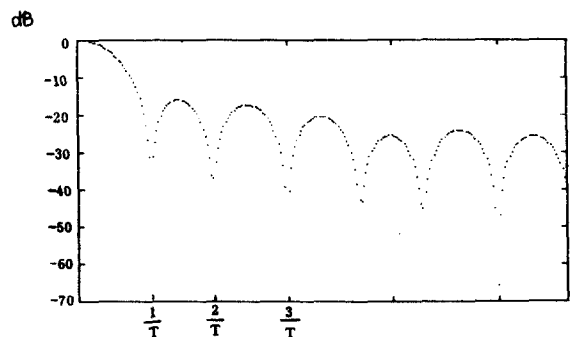


그림 11. BTF의 스펙트럼 ( $d=3$ 인 경우)  
Fig. 11. Spectrum of BTF (case  $d=3$ ).

그림11은 2진 횡단선 필터의 스펙트럼이다.

아나로그 필터에 의해 부호간의 간섭 현상이 매우 작은 과형을 얻어 2진 횡단선 필터의 최적 설계를 위한 알고리즘에 적용 주파수 영역에서 예민한 차단 특성을 갖는 필터를 설계하기 위한 예를 적용하여 다음과 같은 저항치  $d_1$  값과 응답특성을 얻었다.

그림12는 2진 횡단선 필터의 저항계수를 3개만을 사용한 응답특성이며 그때 저항치  $d_1$  값은 다음과 같다.

$$d_1 = 0.8912, d_2 = 0.9575, d_3 = 0.1181$$

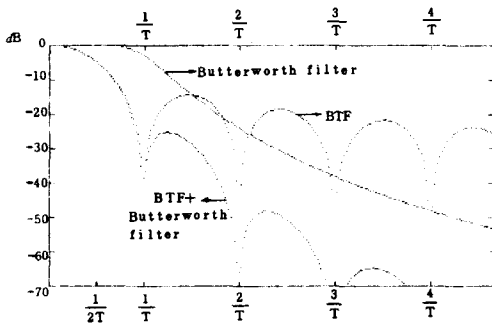


그림12. 버터워즈 필터를 사용한 BTF 전력 스펙트럼 밀도 ( $d=3$  인 경우)

Fig. 12. BTF power spectrum density using Butterworth filter ( $d=3$  case).

그림13은 저항계수가 5개인 경우이며 그때  $d_1$  값은 다음과 같다.

$$d_1 = 0.7269, d_2 = 1.1082, d_3 = 0.3865, d_4 = -0.2039, d_5 = -0.0571$$

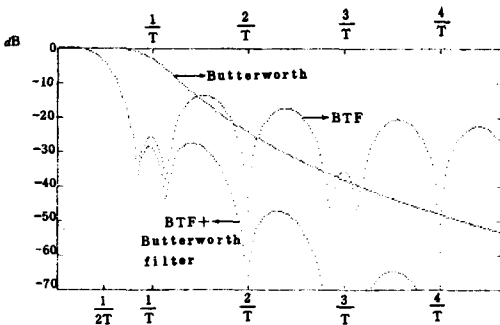


그림13. 버터워즈 필터를 사용한 BTF 전력 스펙트럼 밀도 ( $d=5$  인 경우)

Fig. 13. BTF power spectrum density using Butterworth filter ( $d=5$  case).

그림13은 그림12보다 특성곡선이 좋아짐을 볼 수 있으며 2진 횡단선 필터의 저항계수를 증가시켜, 본 알고리즘에 적용하여 필터를 구현하면 원하고자 하는 최적의 필터를 구성할 수 있으며 그림14에서는 저항치를 7개를 사용한 응답곡선으로써 약  $-30\text{dB}$  까지 떨어짐을 보였다.

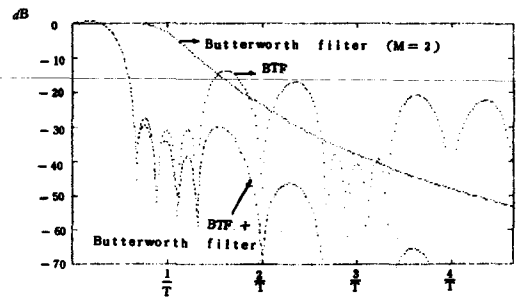


그림14. 버터워즈 필터를 이용한 BTF 전력 스펙트럼 밀도 ( $d=7$  인 경우)

Fig. 14. BTF power spectrum density using Butterworth filter ( $d=7$  case).

또한  $M=2$  일때 저항치를 증가시키면서 차단 주파수 ( $f_c T$ ), 오차의 제곱평균 (MSE) 과 응답곡선에서의 dB를 비교하여 표 3에 나타내었다.

표 3. 차단주파수, MSE, dB의 비교 ( $M=2$ 인 경우)  
Table 3. Comparison of cut-off frequency, MSE, dB ( $M=2$  case).

N	$f_c T$	MSE	dB
3	0.953	6.937 E-4	-25.37
5	0.945	9.214 E-4	-27.92
7	0.942	2.116 E-4	-29.73
9	0.931	9.173 E-4	-29.96
11	0.940	7.883 E-4	-30.23

### VI. 결 론

2진 횡단선 필터는 이득조정을 저항치의 변화만으로 가능함으로 조절이 용이하며, 구현하기가 손쉽고 값이 싸며, 경년변화가 없다는 장점이 있으나 하드웨어 실현시 절삭(truncation)을 함으로써 발생하는 Gibbs현상으로 특성이 나빠지며 출력파형의 형태가 구형파 형으로 나타남으로 주파수 영역에서의 변화가 생긴다는 단점이 있다.



본 논문에서는 이와같은 단점을 제거하기 위해 아나로그 필터와 2진 횡단선 필터의 장점을 상호보완한 필터를 설계하기 위해 버터워즈 4차 필터를 이용하여 시간 영역에서 2진 횡단선 필터에서 발생하는 구형펄스의 계단응답을 구해 부호간의 간섭현상이 최소가 되는 값을 찾고 아나로그 필터를 이용, 대역제한을 위한 주파수 영역에서 원하는 필터특성과의 오차를 최소화시켜 저항계수를 구하는 알고리즘을 제안하여 부호간의 간섭현상도 작으면서 대역제한도 되는 필터를 설계할 수 있는 방법을 제시하였다.

参 考 文 献

[1] Dr. Kamilo Feher, *Digital Communication SATELLITE/EARTH STATION ENGINEERING*.

[2] John G. Proakis, *Digital Communication*, McGraw-Hill, 1983.

[3] K.H. Mueller, "A new approach to optimum pulse shaping in sampled systems using time domain filtering," *Bell syst. Tech.* vol. 55, pp. 723-729, May-June 1973.

[4] R.W. Lucky, *Principle of data Communication*, McGraw-Hill, 1968.

[5] Kamilo Feher, "Transversal filtering design and application in satellite communication," *IEEE Trans. on Commun.* pp. 1262-1268, 1976.

[6] J.P. Van Gerwen, "Data modems with intergrated digital filters and modulators," *IEEE Trans.* vol. COM-18, no 3, pp. 214-222, 1970.

[7] Herbert B. Voelcker, "Genneration of digital signaling waveforms," *IEEE Trans. on Commun. Tech.* vol. COM-16, pp. 81-93, Feb. 1968.

[8] L.E. Franks, "Further results on Nyquist's problem in pulse transmission," *IEEE Trans. on Commun. Tech.* (concise paper) vol. COM-16, pp. 337-340. Apr. 1968.

[9] Gein Jan Sundal, "Optimization of binary transversal filter," *IEEE Trans. on Commun.* vol. COM-31, no. 7, pp. 936-938, Jul. 1983.

[10] A. Papoulis, *Circuits and systems*, Holt-Saunders, 1980.

[11] 이강호, 최종수, 하용수, "Binary transversal filter의 최적설계에 관한 연구" 대한전자 공학회 제어제측 회로 및 시스템연구회 합동학술발표회논문집 vol. 9, no2, pp. 32-35, Sep. 1985. \*

著 者 紹 介

李 康 浩(正會員)

1957年 1月 15日生. 1984年 2月 경기개방대학 전자공학과 졸업. 1986年 2月 중앙대학교 대학원 전자공학과 석사과정 졸업. 1986年 9月~현재 중앙대학교 대학원 전자공학과 박사과정재학중. 주관심 분야는 초음파, Medical image processing, 디지털 필터 등임.

崔 宗 秀 (正會員) 第25卷 第12號 參照

현재 중앙대학교 전자공학과 부교수