

論 文

B. B. D.를 이용한 콤필터 뱅크회로에 관한 研究

正會員 李 光 衡*

A Study on a Comb Filter Bank Circuit using B. B. D.

Kwang Hyung LEE*, Regular Member

要 約 N段的 1次遲延線路로 B. B. D. (Bucket-Brigade Device)를 使用하여 C. F.(Comb Filter)를 構成하였다. S/H (Sample and Hold)회로로 R. F. (Recursive Filter)를 구성하여 C. F.에 종속집속한 B. P. F. (Band Pass Filter)群의 한 채널에 대하여 실험하였다. 이와 같은 C. F. B. (Comb Filter Bank)의 알고리즘은 並列形스펙트럼解析회로가 되며 F. F. T.보다도 곱셈이 적게 처리될 수 있는 利點이 있고 SN비의 改善이 가능하다.

ABSTRACT A Comb Filter (C. F.) is constructed with a N-stages one-dimensional B. B. D. (Bucket-Brigade Device) delay line. One channel of the B. P. F. (Band Pass Filter) Bank is experimented, which includes a R. F. (Recursive Filter) using S/H circuits cascaded to the C. F. This algorithm of the C. F. B. (Comb Filter Bank) becomes the parallel spectrum analyzer circuit. The algorithm has less number of multiplication than that of FFT and improves the SNR.

1. 서 론

스펙트럼을 解析하는 方法에는 B. P. F.群에 의 한 方法과 heterodyne形의 두 가지가 있다. 現在 使用되고 있는 스펙트럼分析 B. P. F. 뱅크회로는 24채널의 能動RC회로로서 B. P. F.部는 3段縱屬의 스테이지方式로 所要周波數特性을 얻고 있다. 빗살형의 주파수 특성을 얻는 콤필터는 遲延 段數 N의 1次遲延素子 B. B. D.를 使用하여 構成 할 수 있다. N개의 並列共振器를 接續함으로써 周波數標本方法에 의한 C. F. B.가 構成된다.

從來의 C. F.에는 遲延線路로서 水晶이 使用되 고 있다. 水晶遲延線路는 LC여파기보다 Q가 높고 (Q=10³ 정도) 小形인 利點이 있다. 그러나 挿入損失이 50dB정도에 溫度變化에 따른 遲延特性의 變化가 큰 短點이 있다. 여기에 電荷轉送素子 (C. T. D.)의 一種인 B. B. D.를 使用함으로써

디지털 필터理論의 長點을 살리고 A/D변환기없이 채널로그信號量을 그대로 處理할 수 있는 利點이 있다.

2. 周波數標本濾波器 (F. S. F.)^{(1),(2),(3)}

F. I. R. (有限임펄스應答)여파기는 모두 零을 갖는 회로구성으로 安定性, 線形位相, 高速處理의 利點이 있다.

傳達函數 H(z)와 임펄스應答 h(n)사이에는 다음 관계가 있다.

$$H(z) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n) \cdot z^{-n} \tag{1}$$

$$h(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} H_k \cdot e^{j2\pi kn/N} \tag{2}$$

여기서 $H_k = H(z)|_{z=e^{j2\pi k/N}}$

(2)式을 (1)에 代入하여 정리하면,

$$H(z) = \frac{1-z^{-N}}{N} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} \frac{H_k}{1-W_N^{-k} \cdot z^{-1}} \tag{3}$$

여기서 $W_N^{-k} = e^{j\frac{2\pi k}{N}}$

(3)式은 그림 1과 같이 C. F.의 N개의 零點에 대응하는 N개의 極點으로 構成되어 있다. 실제로는 C. F.의 零點을 맞추어서 없애는 極點은 Z

* 崇田大學校工科大学電子工學科
Dept. of Electronic Engineering, Soong jun University,
Seoul, 151 Korea
論文番號 82-19 (接受 1982.11.6)

平面的 單位 円の 조금 안쪽에 놓아 安定한 動作을 시킨다.

$$H(z) = (1 - r^N z^{-N}) \cdot \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{H_k}{1 - r W_N^{-k} z^{-1}} \quad (4)$$

그림 1의 회로를 실현하는데는 $H_k = H(W_N^{-k}) = |H_k| \cdot e^{j\theta_k}$ 와 같은 複素곱셈계산이 必要하게 된다. 임펄스應答 $h(n)$ 가 實數일 때는 周波數 標本의 H_k 는 實數軸에 대해 複素공액대칭으로 된다.

$$\text{即, } |H_k| = |H_{N-k}| \quad (5)$$

$$\theta_k = -\theta_{N-k} \quad (6)$$

$$\text{또 } H_0 = 0, \theta_0 = 0 \quad (7)$$

(7)式을 (4)式에 代入하여 $r=1$ 로 놓으면

$$H(z) = \frac{1 - Z^{-N}}{N} \cdot \left(\sum_{k=1}^{N/2-1} \frac{|H_k| \cdot e^{j\theta_k}}{1 - Z^{-1} \cdot e^{j\frac{2\pi k}{N}}} + \sum_{k=\frac{N}{2}+1}^{N-1} \frac{|H_k| \cdot e^{j\theta_k}}{1 - Z^{-1} \cdot e^{j\frac{2\pi k}{N}}} + \frac{H_0}{1 - Z^{-1}} + \frac{H_{N/2}}{1 + Z^{-1}} \right) \quad (8)$$

右邊 第2項에 (5), (6)을 代入하고 $k' = N - k$ 로 놓으면 第1項과 第2項은 複素공액이 된다. 따라서

$$H(z) = \frac{1 - Z^{-N}}{N} \cdot \left(\sum_{k=1}^{N/2-1} \frac{2|H_k| \cdot [\cos\theta_k - Z^{-1} \cdot \cos(\theta_k - 2\pi k/N)]}{1 - 2 \cdot Z^{-1} \cdot \cos\left(\frac{2\pi k}{N}\right) + Z^{-2}} + \frac{H_0}{1 - Z^{-1}} + \frac{H_{N/2}}{1 + Z^{-1}} \right) \quad (9)$$

N 이 偶數일 때 線形位相을 갖기 위해서

$$\theta_k = \begin{cases} -\frac{\pi(N-1)}{N} \cdot k, & k=0, 1, \dots, \frac{N}{2}-1 \\ \frac{\pi(N-1)}{N} \cdot (N-k), & k=\frac{N}{2}+1, \dots, N-1 \end{cases} \quad (10)$$

$$\text{또 } H_{N/2} = 0 \quad (11)$$

式(10), (11)을 (9)式에 代入하면

$$H(z) = \frac{1 - Z^{-N}}{N} \cdot \left(\sum_{k=1}^{N/2-1} \frac{(-1)^k \cdot |H_k| \cdot 2\cos\left(\frac{\pi k}{2}\right) \cdot (1 - Z^{-1})}{1 - 2Z^{-1} \cdot \cos\left(\frac{2\pi k}{N}\right) + Z^{-2}} + \frac{H_0}{1 - Z^{-1}} \right) \quad (12)$$

(12)式은 그림 2와 같이 實現할 수 있다.

3. C.F.B.의 實驗 및 結果

그림 2에서 出力을 각각 분리하면 $N/2$ 채널의 B.P.F.백그를 구성할 수 있다.

B.B.D. MN3003을 써서 C.F.를 구성하고 그림 3과 같이 S/H 회로와 OP앰프를 써서 R.F.

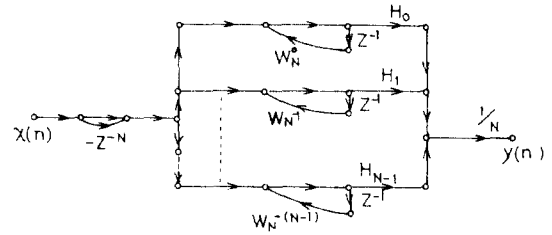


그림 1 수파수표본 여파기
Frequency sampling filter.

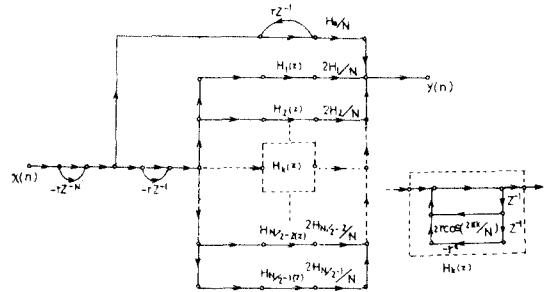


그림 2 간략화된 수파수표본 여파기
Simplified F. S. F.

(Recursive Filter)를 구성하였다.

그림 3(a)의 전달함수에 $r=1, Z=e^{j\omega T}$ 로 놓으면 수파수 응답특성은 아래와 같다.

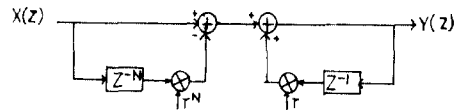


그림 3(a) $H(z) = \frac{1 - r^N \cdot Z^{-N}}{1 - r Z^{-1}}$

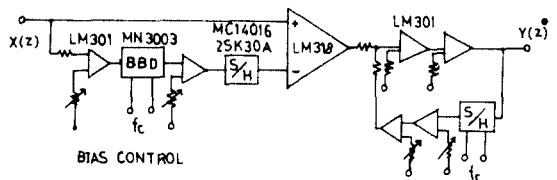


그림 3(b) 그림 3(a)의 실험회로 개략도
Experiment circuit of Fig. 3(a).

$$H(e^{j\omega\tau}) = \frac{1 - e^{-j\omega\tau N}}{1 - e^{-j\omega\tau}} = \frac{\sin(\omega\tau N/2)}{\sin(\omega\tau/2)} \cdot e^{-j\omega\tau(N-1)/2}$$

$$= |H(e^{j\omega\tau})| \cdot \text{arc}\{H(e^{j\omega\tau})\} \quad (14)$$

$$|A_n| = |H(e^{j\omega\tau})| = \left| \frac{\sin(\omega\tau N/2)}{\sin(\omega\tau/2)} \right| \quad (15)$$

그림 4는 (15)식에서 출력 주파수 $f_c = 50\text{kHz} = 1/\tau$ 의 경우에 대한 주파수 특성을 보이고 있다. 계산값은 $r=1$ 일 때이고 실험값은 $r=0.85$ 일 때의 그림이다. R. F.의 r 값이 0.85보다 큰 값에서는 發振現象을 보인다. $T = N \cdot \tau = 33 \times 20\mu\text{s} = 660\mu\text{s}$ 이고 $f_c = 1/T = 1.515\text{kHz}$ 의 계산값과 실험값은 대체적으로 잘 일치하고 있다. 사진 1, 2의 밑의 波形은 Function Generator로부터의 Chirp Signal (20Hz~9kHz)을 나타낸다.

0.2[V_{r-p}]의 차프信號를 印加했을 때 寫眞의 위 波形은 出力을 나타내며 低周波成分이 크게 증가되어 있음을 觀察할 수 있다. 출력 주파수를 변화시켰을 때 主峰의 最大値: A_0 와 第1側峰의 最大値: A_1 , 第2側峰의 最大値: A_2 를 그림 5에 보이고 있다. $f_c = 60\text{kHz}$ 는 方位에서 가장 良好한 L. P. F. 특성을 얻고 있음을 알 수 있다. 이 때 計算값이 33倍의 出力인데 비해 30倍 정도의 실험값을 얻고 있음을 알았다. 출력 주파수가 높거나 낮은 값에서는 A_0 값이 매우 떨어진다. 이것은 f_c 변화에 따라 B. B. D.의 非轉送效率이 커지는데 起因하는 것으로 생각된다.⁽⁴⁾

사진 3의 밑의 波形은 차프信號를 印加했을 때의 C. F.의 出力波形이다. $f_1 = 1.515\text{kHz}$ 에서 마

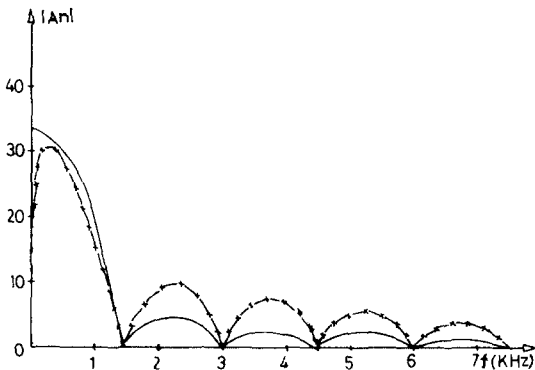


그림 4 $N=33$, $f_c = 50\text{kHz}$ 에서 $H(z) = \frac{1 - r^N z^{-N}}{1 - r z^{-1}}$ 의 특성

Frequency characteristics of

$$H(z) = \frac{1 - r^N z^{-N}}{1 - r z^{-1}} \text{ at } N=33, f_c = 50\text{kHz}.$$

다를 이루고 있다.

지금까지의 入力波形이 正弦波 차프信號인데 사진 6에서는 구형파 차프信號 入力의 경우에 대해서도 유사한 包絡線出力波形을 얻고 있다.

사진 4, 5의 경우는 同같은 入力에 대한 出力을 보이고 있다. 사진 5는 White Noise가 入力에 印스된 경우이다. 入力は 완전히 숨겨져 있을지라도 信號의 低周波成分은 平均加算되어 크게 S/N비가 改善되어 있음을 알 수 있다.

出力波形의 非對稱性은 B. B. D.의 特性이 완전히 線形이 아닌 것에 기인한다.⁽⁴⁾ C. F.의 B. B. D.에는 周波雜音이 큰 스파이크로 나타 있다. S/H 회로에서 이것을 충분히 제거하고 있다. 이 밖에 直流水準의 變動에 의한 잡음도 있을 수 있다. 이와 같은 잡음은 B. B. D.를 2개 並列로 하여 f_c 의 push-pull 및 信號成分을 差分形式으로 動作자가 除去할 수 있다.

4. 다른 스펙트럼解析方法과의 比較

從來의 C. T. D.를 사용한 스펙트럼解析 回路로 發表된 것은 Brodersen⁽⁵⁾에 의한 500段 T. F. (Transversal Filter)를 이용한 것이 있다. 이것은 Tap

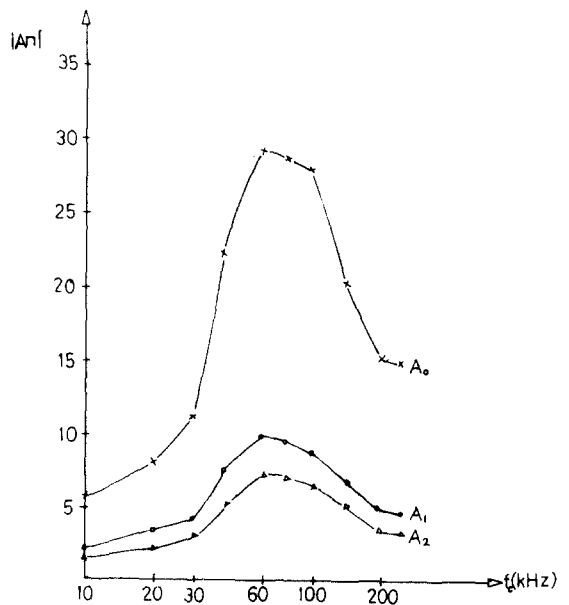


그림 5 출력 주파수 (f_c)에 主峰(A_0) 및 側峰(A_1, A_2)의 最大値의 電壓利得($|A_n|$)

Mainlobe (A_0) or sidelobes (A_1, A_2) vs. clock frequency (f_c).

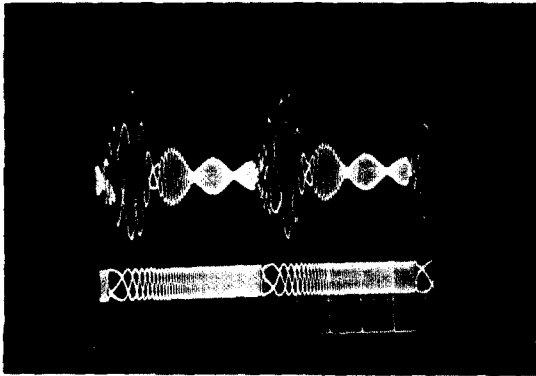


Photo. 1 $f_c = 30\text{kHz}$

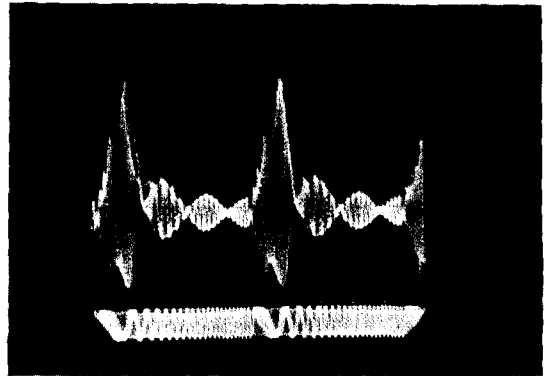


Photo. 4 $f_c = 80\text{kHz}$

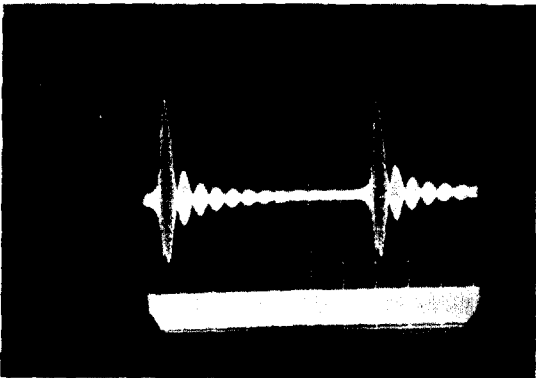


Photo. 2 $f_c = 50\text{kHz}$

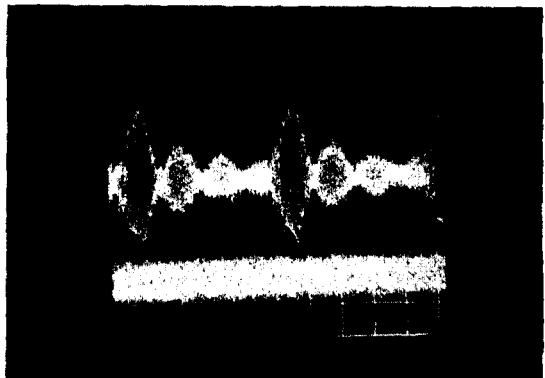


Photo. 5 $f_c = 80\text{kHz}$

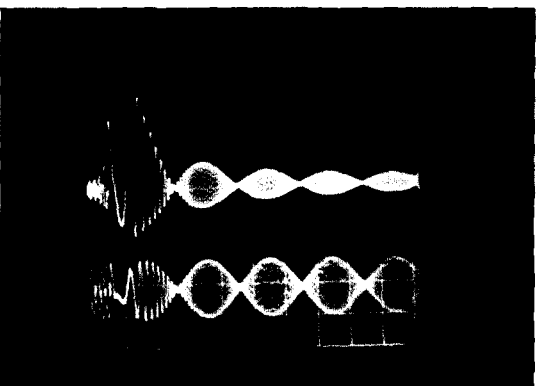


Photo. 3 $f_c = 60\text{kHz}$

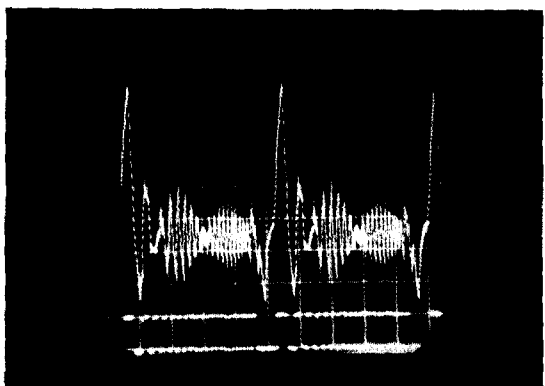


Photo. 6 $f_c = 100\text{kHz}$

Output : Upper vertical scale : 1 V/Division
Input : Lower vertical scale : 0.2 V/Division

Weight를 좁은 B.P.F.할 수 있게 한 것과 chirp Z.T.(Z변환)알고리즘을 이용한 逐次形 푸우리에 解析回路에 관한 것이다.

Goldberg는 1977년 電極分離形 T.F.에 前處理 콤셈으로 PROM을 1 chip에 넣어서 프로그램할 수 있게 한 것을 發表하였다.

그러나 以上の 發表論文에 있어서 C.T.D.의 遲延段으로부터 Non-Destructive Tapping을 하는 데에는 限界가 있다. 實際로 市販되고 있는 탭달린 C.T.D.는 32段的 것이며 그것도 매우 비싼 상태이다.

本研究에서는 탭없는 B.B.D.를 C.F.에 씌우므로써 콤셈으로부터 유기되는 誤差가 發生하지 않는 利點이 있다.

F.S.F.알고리즘은 既知의 入力에 대해서 보는 좁은 B.P.F.에 대해서는 F.F.T.보다도 計算速度도 빠르게 된다.

從來의 超音波遲延線에 대신하여 B.B.D.를 사용함으로써 디지털信號處理의 利點에 더우기 A/D변환기도 필요없는 長點을 갖는다.

1024段B.B.D.를 C.F.에 쓰면 60dB의 SN비의 改善이 가능하며 N을 크게 할수록 解像度를 높일 수가 있다.

5. 결 론

임펄스應答과 관계없이 最適 필터의 設計가 가능한 F.S.F.알고리즘을 이용하여 C.F.B.를 설계하였다.

B.B.D. MN3003을 사용하여 C.F.를 구성하고

N/2채널의 共振器를 접속하여 B.P.F.뱅크가 구성될 수 있음을 실험하였다.

Digital Signal Processing의 利點에 A/D 변환기 없이 사용할 수 있는 B.B.D.회로는 從來의 超音波遲延線路를 대치하여 使用할 수 있는 可能性이 확인되었다.

本研究는 東京大學電子工學科 宇都宮·曾根研究室에서 實行된 것으로 지도원달해주신 宇都宮敏男教授, 曾根悟助教授에게 感謝드리며 많은 討論과 協助를 하여 준 宇曾研究室의 여러 멤버들께도 謝意를 표합니다.

參 考 文 獻

- (1) A.V.Oppenheim, "Digital signal processing," Prentice-Hall 1975.
- (2) L.R.Rabiner, "The theory and application of digital signal processing," Prentice-Hall 1975
- (3) L.R.Rabiner, "Recursive and nonrecursive realizations of digital filters designed by frequency sampling techniques," IEEE Trans. vol. AU-19, no. 3 pp.200-207, Sep. 1971.
- (4) National BBD MN3003 Characteristics Note
- (5) R.W.Brodersen, "A 500-Stages CCD transversal filter for spectral analysis," IEEE vol.SC-11, no. 1, pp.75-84 Feb. 1976.
- (6) S.F.George, "Comb filters for pulsed radar use," Proc. of I.R.E. pp.1159-1165, 1954.
- (7) C.H.Sequin, "Charge transfer devices," Academic Press 1975.



李 光 衡(Kwang Hyung LEE) 正會員
 1945年 3月20日生
 1968年 2月: 서울大學校工科大学電子工學科卒業
 1972年 8月: 同上大學院電子科卒業
 1974年 4月: 東京大學大學院入學
 1979年 3月: 同上電子工學博士課程履修
 1982年 9月: 崇田大學校工科大学電子工學科勤務