

TDM/FDM 變換裝置의 單純化 方法 및 變換 時間의 短縮

(The Method of Simplifying TDM/FDM Translation System and the Reduction of the Translation Time)

朴鍾演*, 金秀重**

(Chong Yeun Park and Soo Joong Kim)

要 約

Weaver의 SSB 發生 原理를 利用하여 TDM/FDM 變換裝置에 適用한 方法을 变形시켜서 週期的으로 变화하는 係數를 갖는 디지털 필터(P. V. F.)를 利用하여 얻은 네 가지 형태의 TDM/FDM 變換裝置를 제안하였다.

제안한 네 가지 형태의 變換器를 기존의 變換器와 比較하여 본 結果 시스템의 구성이 單純하여졌으며 變換에 必要한 곱셈 回數는 약 0.2×10^6 Multiplications/s·channel 以下로 短縮시킬 수 있음을 밝혔다.

제안된 네 가지 형태의 TDM/FDM 變換시스템은 12찬넬의 그룹 밴드에서 使用되는 시스템을 例로써 컴퓨터 시뮬레이션을 通하여 타당성이 確認되었다.

Abstract

Four new types of TDM/FDM translation system are proposed in this paper. In the proposed system, the periodically time varying filters (P.V.F) are used in order to modify the general TDM/FDM conversion systems.

The new systems have the simple structure as compared with the existing systems and the multiplication rate is reduced to about 2.0×10^5 multiplications/s·channel.

It is verified by the computer simulation that the proposed systems can be used as 12-channel TDM/FDM translation systems.

I. 序 論

TDM/FDM 變換方法에 對한 研究는 1970年에 처음으로 S. L. Darington^[1]에 依하여 시도된 이래 最近까지 變換 시스템의 單純化 方法과 實時間 처리를 위

한 앨고리즘을 찾아내는 데 있다.^{[12], [13]}

Weaver의 SSB 發生原理를 適用한 TDM/FDM 變換 시스템^{[1], [2], [3], [8]}에 對하여 계산量을 줄일 수 있는 앤고리즘이 개발되었다.^[6]

그러나 이러한 方式은 N 찬넬의 TDM/FDM 變換 과정에서 $4N$ 個의 디지털 필터가 요구된다. 따라서 $2N$ 個의 디지털 필터를 使用하는 方法이 S. Singh^[4]에 對하여 研究되었으나 計算 時間이 크게 증가하였다.^[11]

또한 係數가 週期的으로 变化하는 디지털 필터(P.D.F)를 利用한 研究^{[5], [9]}를 通하여 시스템은 比較的 單純하여졌으나 DHT(discrete hilbert transformer)를 N 찬넬에 對하여 N個 필로 한다.

本 研究에서는 시스템 구성을 單純하게 하고 計算

*正會員,蔚山工科大學 電氣 및 電子工學科

(Dept. of Electrical and Electronics Eng., Ulsan Institute of Tech.)

**正會員,慶北大學校 工科大學 電子工學科

(Dept. of Elec. Eng., Kyung-pook National Univ.)

時間을 短縮하여 實時間 처리를 가능토록 하기 위해서 A. Peled 와 S. Wingograd^[6]가 개발한 알고리즘과 M. Tomlinson^[5]과 K. M. Wong^[9]이 제안한 시스템의 單純性을 同時에 活用하여 두 가지 方法의 TDM/FDM 變換 시스템을 제안하고 S. Singh^[4]가 利用한 시스템의 單純化 方法을 발전시켜 두 가지 方法을 제안하여 모두 네 가지 형태의 TDM/FDM 變換 方法을 기준의 S. L. Freeny^[3], S. Singh^[4], K. M. Wong^[9] 등이 行한 바와 같이 CCITT(International Telephone and Telegraph Consultative Committee) 기준에 맞춰 기준 시스템과 比較하였다.

제안된 네 가지 형태의 TDM/FDM 變換 시스템은 group band(60~108KHz)의 경우를 例로서 FORTRAN IV에 依한 컴퓨터 시뮬레이션을 行하였다.

II. 補間(Interpolation) 過程 및 變調器와 P.V.F의 相互 교환성

出力信號의 표본화율이 入力信號의 표본화율의 L(정수)倍이면 그림 1(a)([10]의 Fig. 3)와 같이 入力信號의 標本值들 사이에 L-1個의 zero 值을 첨가하여 LPF를 通過하면 出力信號의 표본화율로 변환된 값을 얻게 되며 zero 대신에 hold 회로와 P.V.F를 쓴 그림 1(b)와 完全히 等價이다. ([9]의 Fig. 2)
또한 그림 1(b)에서 $f_c = \frac{i}{T}$ (단 i:정수)이면 그림 1(b)는 그림 1(c)와 等價이다. ([9]의 eq. (9)와 eq. (11)) 마찬가지로 $f_c = \frac{i}{T} + f_0$ 의 관계가 만족되면 그림 1(d)와 그림 1(b)는 等價이다. ([9]의 eq. (9)와 eq. (11)).

그림 1(d)에서 M.P.V.F(modified periodically time varying filter)는 P.V.F의 계수($h(n)$) 가운데 홀수번째 부호를 바꾼 것이다.

그림 1(c) 혹은 그림 1(d)와 같은 시스템이 $2N$ 個 가 병렬이면 $y(m) = \sum_{i=1}^{2N} [x_i(m) * h(m)] = [\sum_{i=1}^{2N} x_i(m)] * h(m)$ 한 관계가 成立함으로 그림 1(e)는 그림 1(f)와 等價이다.

III. 본 연구에서 제안된 TDM/FDM 변환기

그림 1의 補間 原理를 S. L. Freeny^[8]가 제안한 시스템에 適用하여 N 친넬 傳送의 경우 $2N$ 個의 補間 처리 필터의 數가 P.V.F 한 개와 M.P.V.F 한 개로서 단순화시킨 것이 그림 2이며 S. Singh^[4]가 제안한 시스템에서 N個의 補間 필터를 한 개의 P.V.F와 한 개의 M.P.V.F로 대치한 것이 그림 3과 같은 시스템이다.

그리고 그림 4(a)와 같이 FIR 필터와 hold 시스템

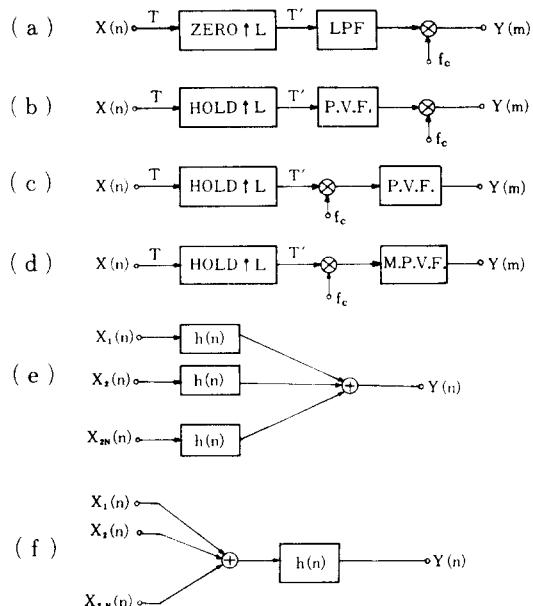


그림 1. 補間方法 및 필터와 變調器의 교환성

- (a) LPF를 利用한 補間方法 (b) P.V.F를 利用한 補間方法 (c) 变조기와 P.V.F의 相互교환성 ($f_c = \frac{i}{T}$ 때) (d) 变조기와 P.V.F의 相互교환성 ($f_c = \frac{i}{T} + f_0$ 때) (e) 並列入力과 필터의 작용 (f) (e) 와 等價 시스템
- Fig. 1. Interpolation process and the commutativity of the filters and sinusoidal modulators.
 (a) Interpolation process using LPF.
 (b) Interpolation process using P.V.F.
 (c) The commutativity of the modulator and P.V.F. ($f_c = i/T$). (d) The commutativity of the modulator and M.P.V.F ($f_c = i/T + f_0$). (e) Parallel systems. (f) The equivalent system to (e).

이 직렬 연결되어 있는 境遇에는 그림 4(b)와 같이 FIR 필터의 係數들 사이에 L-1個의 zero 值을 갖는 FIR 필터로 변형시켜서 hold와 FIR 시스템을 교환할 수 있다.

그림 4(b)에서는 그림 1에서와 마찬가지로 $f_c = i/T$ (단 i:정수)일 때는 变조기와 LPF는 相互 교환이 가능하며 $f_c = i/T + f_0$ (단 i:정수)일 때는 LPF 계수의 홀수번째 값의 부호를 바꾼 또 다른 필터, 즉 M.P.V.F(modified P.V.F)와 상호 교환이 가능하다.

그림 4(c)에서는 FIR 필터와 P.V.F가 직렬로 연결되어 있는 경우에는 다른 형태로 변형된 P.V.F.

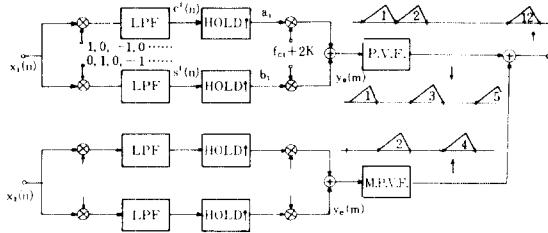


그림 2. 제안된 TDM/FDM 시스템(A)

Fig. 2. Proposed TDM/FDM system(A).

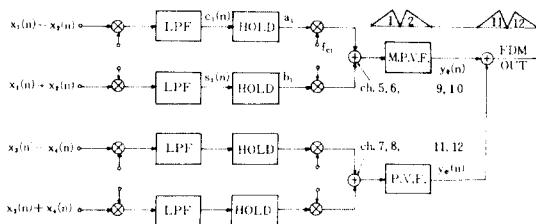


그림 3. 제안된 TDM/FDM 시스템(B)

Fig. 3. Proposed TDM/FDM system(B).

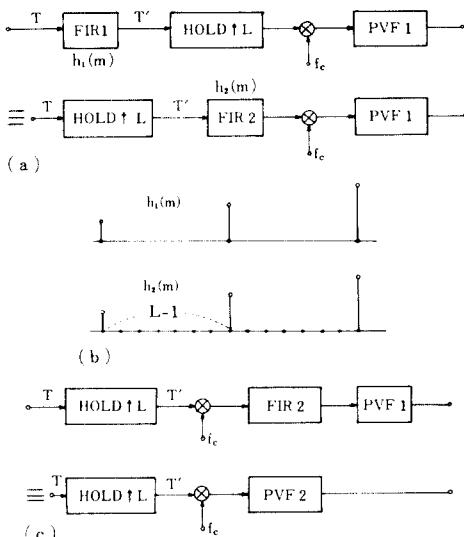


그림 4. FIR 필터와 hold 작용

- (a) FIR 필터와 hold 시스템의 相互 교환
- (b) FIR 필터의 임펄스 응답
- (c) FIR 필터와 PVF의 결합

Fig. 4. FIR filter and hold system.

- (a) The commutativity of FIR filter and hold system.
- (b) The impulse response of FIR filters.
- (c) The coupling of FIR filter and PVF.

를 얻을 수 있음을 나타낸다. 이러한 사실은 그림5에서 $H_1(Z), H_2(Z), H(Z)$ 를 각각 그림4(c)의 FIR 2, PVF 1, PVF 2의 전달함수로 표시하여 각각의 전달함수의係數에對한 관계식에서 밝혀진다.

$$\begin{aligned} H(Z) &= H_1(Z) \cdot H_2(Z) = (a_1 + a_2 Z^{-1} + \dots + a_N Z^{-N}) \\ &\quad (b_1 + b_2 Z^{-L} + \dots + b_M Z^{-M}) \\ &= c_1 + c_2 Z^{-1} + \dots + c_{N+M-1} Z^{-(M+N)} \end{aligned} \quad (1)$$

式(1)에서 $a_i (i=1, 2, \dots, N)$ 과 $b_j (j=1, 2, \dots, M)$ 을 알면 $c_k (k=1, 2, \dots, m+n-1)$ 을 구할 수 있다. 이러한

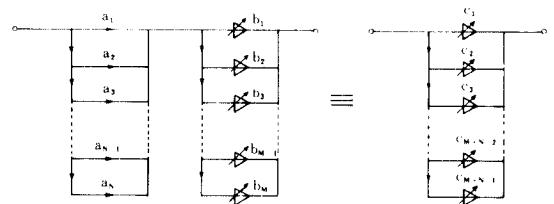


그림 5. FIR 필터와 PVF의 결합

Fig. 5. Coupling of FIR filter and PVF.

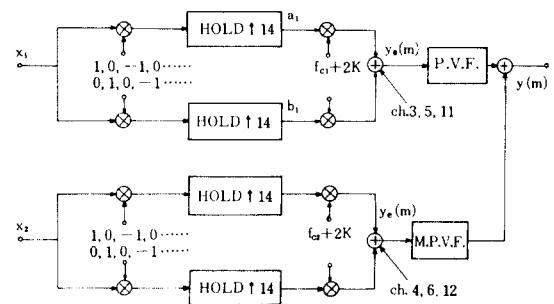


그림 6. 제안된 TDM/FDM 시스템(C)

Fig. 6. Proposed TDM/FDM system(C).

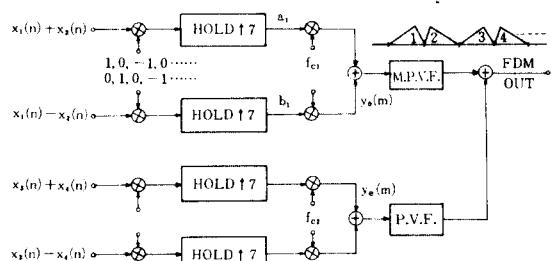


그림 7. 제안된 TDM/FDM 시스템(D)

Fig. 7. Proposed TDM/FDM system(D).

한 원리를 그림 2와 그림 3의 시스템에適用하면 각각 그림 6과 그림 7의 시스템이 된다.

이것은 Weaver의 SSB 發生原理를 이용한 TDM/FDM 변환기에서 사용한 4N 혹은 2N개의 LPF를 한 개의 P. V. F.와 한 개의 MPVF로서 대치할 수 있음을 의미한다.

IV. 시스템의 簡化 및 變換時間의 短縮

TDM/FDM 변환 시스템의 簡化性은 시스템에 使用된 필터의 個數와 变조기의 數로써 決定된다. 기존 시스템과 제안된 시스템들을 比較하기 위해서 표 1을 참조하면 그림 7의 시스템이 가장 단순하다. 그러나 变換시간의 側面에서 檢討되어야 한다.

변환시간은 使用된 필터의 차수 및 표본화율과 밀접한 관계가 있으며 특히 필터의 차수는 CCITT에서 規定한 주파수 特性에 依하여 결정된다. 표본화율이 f_s , 천이영역이 Δf , 통과대역리풀이 δ_1 , 차단영역리풀이 δ_2 이면 M. G. Bellanger^[12]에 依하여 다음과 같이 구해진다.

$$N_{\text{FIR}} \approx \frac{2}{3} \log [1/10\delta_1\delta_2] \cdot \frac{f_s}{\Delta f} \quad (2)$$

Weaver의 SSB 發生原理를 이용한 경우에 A. Peild^[13]는 0.216×10^6 multiplications/s·channel로 단축시켰으며 K. M. Wong은^[9] 0.3205×10^6 multiplications/s·channel로 단축시켰다.

1. 그림 2의 시스템에서 필요한 곱셈 회수

그림 2에서 사용한 LPF는 $\Delta f = 800\text{Hz}$, $\delta_1 = 0.01$, $\delta_2 = 5 \times 10^{-4}$ 의 特性을 가져야하며 式(2)에 대입하면 $N_{\text{FIR}} = 28.15$ 로서 $N_{\text{FIR}} = 33$ 으로 취하면 충분하다. 그림 2에서 필터의 입력에는 “0”이 교대로 나타나며 임펄스 응답의 대칭성을 이용하면 $C^1(n)$ 과 $S^1(n)$ 은 다음과 같다.

$$C^1(n) = \sum_{k=0}^8 [x_1(n-2k) + x_1(n-32+2k)] * h(2k) \quad (3)$$

$$S^1(n) = \sum_{k=0}^8 [x_1(n-2k+1) + x_1(n-32+2k-1)] * (2k-1) \quad (4)$$

式(3), (4)에서 각각 8回, 9回의 곱셈이 요구되므로 LPF 전체에서 $(9+8) \times 8 \times 10^3 = 0.136 \times 10^6 \text{M/s·cha.}$ 이다.

그림 2에서 짹수 챠널에 대하여서는 다음 式이 성립한다 ($N=12$).

$$\begin{aligned} y_0(m) &= \sum_{j=1}^6 a_j \cdot \cos \left[\frac{2\pi \cdot 8000}{112000} m \cdot j \right] \\ &\quad + \sum_{j=1}^6 b_j \cdot \sin \left[\frac{2\pi \cdot 8000}{112000} m \cdot j \right] \\ &= \sum_{j=1}^6 a_j \cdot \cos \left(\frac{\pi}{7} m \cdot j \right) + \sum_{j=1}^6 b_j \cdot \sin \left(\frac{\pi}{7} j \cdot m \right) \\ &= t_m + f_m \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \text{여기서 } t_m &= \sum_{j=1}^6 a_j \cdot \cos \left(\frac{\pi}{7} jm \right) \quad 0 \leq m \leq 14 \\ f_m &= \sum_{j=1}^6 b_j \cdot \sin \left(\frac{\pi}{7} jm \right) \quad 0 \leq m \leq 14 \end{aligned} \quad (6)$$

$x_k = \cos \left(\frac{\pi}{7} k \right)$ 라 놓고 삼각함수의 항등식을 이용하여 表示하면 다음과 같이 t_m 에 대한 행열을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ x_1 & x_2 & x_3 & -x_3 & -x_2 & -x_1 \\ x_2 & -x_3 & -x_1 & -x_1 & -x_3 & x_2 \\ x_3 & -x_1 & -x_2 & x_2 & x_1 & -x_3 \\ -x_3 & -x_1 & x_2 & x_2 & -x_1 & -x_3 \\ -x_2 & -x_3 & x_1 & -x_1 & x_3 & x_2 \\ -x_1 & x_2 & -x_3 & -x_3 & x_2 & -x_1 \\ -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ -x_1 & x_2 & -x_3 & -x_3 & x_2 & -x_1 \\ -x_2 & -x_3 & x_1 & -x_1 & x_3 & x_2 \\ -x_3 & -x_1 & x_2 & x_2 & -x_1 & -x_3 \\ x_3 & -x_1 & -x_2 & x_2 & x_1 & -x_3 \\ x_2 & -x_3 & -x_1 & -x_1 & -x_3 & x_2 \\ x_1 & x_2 & x_3 & -x_3 & -x_2 & -x_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_0 \\ t_1 \\ t_2 \\ t_3 \\ t_4 \\ t_5 \\ t_6 \\ t_7 \\ t_8 \\ t_9 \\ t_{10} \\ t_{11} \\ t_{12} \\ t_{13} \end{bmatrix} \quad (7)$$

式(7)에서 다음 式들을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} t_0 &= a_1 + a_2 + a_3 + a_4 + a_5 + a_6 \\ t_0 &= -a_1 + a_2 - a_3 + a_4 - a_5 + a_6 \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{bmatrix} x_2 & -x_2 & x_1 \\ -x_2 & x_1 & x_3 \\ x_1 & x_3 & -x_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_3 - a_4 \\ -a_2 + a_5 \\ a_1 - a_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_1 \\ t_5 \\ t_9 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_{13} \\ t_{11} \\ t_9 \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} x_2 & -x_3 & -x_1 \\ -x_3 & -x_1 & x_2 \\ -x_1 & x_2 & -x_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 + a_4 \\ a_2 + a_5 \\ a_3 + a_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_2 \\ t_4 \\ t_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_{12} \\ t_{10} \\ t_8 \end{bmatrix} \quad (10)$$

式(9)와 式(10)을 計算하는데 필요한 곱셈회수는 각각 4回이다. 따라서 t_m 을 계산하는데 모두 8回의 곱셈 회수가 필요하며 f_m 도 마찬가지다.

그림 2의 变조기 全體에 對해서 $\frac{32 \times 112 \times 10^3}{14 \times 12 \text{cha.}}$ =

$0.0213 \times 10^6 \text{ M/s·cha.}$ 이 된다. P. V. F. 와 M. P. V. F. 는 56차의 FIR 필터로서 계수를 변화시키면

$$\frac{4 \times 112 \times 10^3}{12 \text{ cha.}} = 0.0373 \times 10^6 \text{ M/s·cha.} \quad (1)$$

된다.

따라서 그림 2 全體에 對하여 $(0.136 + 0.0213 + 0.0373) \times 10^6 = 0.1946 \times 10^6 \text{ M/s·cha.}$ 이 된다.

2. 그림 3의 시스템에서 필요한 곱셈 회수

그림 3의 LPF는 $\Delta f = 4400 - 3400 = 1000$, $\delta_1 = 0.07$, $\delta_2 = 5 \times 10^{-4}$ 의 특성을 갖도록 하여 式(2)에 대입하면 $N_{\text{FIR}} = 36.87$ 로써 41차로 취한다.

그림 3에서 $C_i(m)$ 과 $S_i(m)$ 을 얻으면 다음과 같다.

$$C_i(m) = \sum_{k=0}^{10} [x_i(m-2k) + x_i(m-40+2k)] h(2k) \quad (11)$$

$$S_i(m) = \sum_{k=1}^{10} [x_i(m-2k+1) + x_i(m-40+2k-1)] h(2k-1) \quad (12)$$

式(11)과 式(12)는 16KHz의 표본화율로 처리하여 야 함으로 $\frac{(10+11) \times 16 \times 10^3}{2 \text{ cha.}} = 0.168 \times 10^6 \text{ M/s·cha.}$

이 된다. 그림 3의 M. P. V. F. 입력신호를 12찬넬에 대하여 表示하면 다음과 같다.

$$P(m) = \sum_{j=1}^3 a_j \cos \left(\frac{2\pi \cdot 16000}{112000} j \cdot m \right) + \sum_{j=1}^4 b_j \sin \left(\frac{2\pi \cdot 16000}{112000} j \cdot m \right) \quad (13)$$

이러한 $P(m)$ 도 행렬로 표시하여 삼각함수의 항등식을 이용하면 8회의 곱셈回數가 요구되며 변조기 全體에서 $\frac{16 \times 16 \times 10^3}{12 \text{ cha.}} = 0.0213 \times 10^6 \text{ M/s·cha.}$ 이다.

P. V. F 와 M. P. V. F. 에서는

$$\frac{4 \times 112 \times 10^3}{12 \text{ cha.}} = 0.0373 \times 10^6 \text{ M/s·cha.} \text{ 이 된다.}$$

그림 3에서 필요한 全體의 곱셈回數는 $(0.168 + 0.0213 + 0.0373) \times 10^6 = 0.2266 \times 10^6 \text{ M/s·cha.}$ 이다.

3. 그림 6의 시스템에서 필요한 곱셈 회수

P. V. F. 와 M. P. V. F. 는 式(2)에서

$$N_{\text{FIR}} = -\frac{2}{3} [\log(10 \times 0.01 \times 5 \times 10^{-4})] \frac{112000}{8000} \approx 401.4 \text{으로 } 420 \text{ 차로 실현하면 } \frac{(420/14) \times 112 \times 10^3}{12 \text{ cha.}} = 0.28 \times 10^6 \text{ M/s·cha.} \text{ 이다.}$$

고주파 변조기에서 필요한 곱셈 회수는 式(6)의 t_m

을 計算하는데 요구되는 곱셈回數와 同一하다. 따라서

$$\text{변조기에서는 } \frac{16 \cdot 8000}{12 \text{ cha.}} = 0.0107 \times 10^6 \text{ M/s·cha.} \text{ 이}$$

며 그림 6의 全體 시스템에서는 $0.2907 \times 10^6 \text{ M/s·cha.}$ 이 요구된다.

4. 그림 7의 시스템에서 必要한 곱셈 회수

P. F. V. 혹은 M. P. V. F. 의 차수는 式(2)에 의하여 $N_{\text{FIR}} = -\frac{2}{3} [\log(10 \times 0.07 \times 5 \times 10^{-4})] \frac{112000}{8000} = 258.04$

이므로 266차로서 취하면 곱셈回數는

$$\frac{(266/7) \cdot 112 \cdot 10^3}{12 \text{ cha.}} = 0.355 \times 10^6 \text{ M/s·cha.} \text{ 이다. 고주파}$$

변조기에는 16KHz의 표본화율로써 8회의 곱셈을 하면 된다. 따라서 변조기에서 요구되는 곱셈회수는

$$\frac{8 \times 16000}{12 \text{ cha.}} = 0.0107 \times 10^6 \text{ M/s·cha.} \text{이며 결국 그림 7과 같은 시스템에서는 } 0.366 \times 10^6 \text{ M/s·cha. \text{이다.}}$$

표 1. TDM/FDM 변환 시스템에서 사용된 필터와 변조기의 수 및 곱셈回數

Table 1. Filters and modulators used in TDM /FDM translation systems and multiplication rate.

TYPE	LPF NO. PVF NO. DHT NO. N-channel	MODUR. NO. N-cha.	Multiplications Per Sec·cha. ($\times 10^6$)
S. L. FRENEY [7]	LPF 4N	2 N	[6] 0.3740
S. SINGH [4]	LPF 2N	N	[11] ?
K. M. WONG [5]	PVF 1 DHT N	2 N	0.3205
본연구 Fig. 2	LPF 2N PVF 2	2 N	0.1946
" Fig. 3	LPF N PVF 2	N	0.2236
" Fig. 6	PVF 2	2 N	0.2907
" Fig. 7	PVF 2	N	0.3660

V. 復調過程과 시뮬레이션

1. 그림 2와 그림 6과 같은 시스템 출력신호의 복조 과정

12찬넬의 FDM 信號는 $|\omega| \leq \frac{\omega_s}{2}$ 에 對해서 表示하면 다음과 같다.

$$Y(\omega) = \sum_{i=1}^{14} \frac{1}{2} [X_i^+(\omega - \omega_{ci}) + X_i^-(\omega + \omega_{ci})] \quad (13)$$

i 찬넬 信號의 檢波를 위해서 그림 8 (a)의 BPF 와

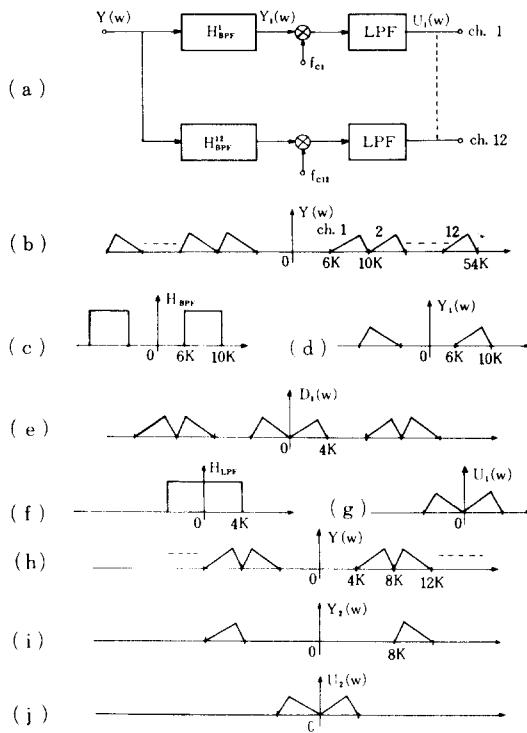


그림 8. 復調過程

(a) 復調시스템 (b) 그림 2 와 그림 6 의 축력
(c) BPF의 특성 (d) BPF의 출력 (e) 변조된 신호 (f) LPF의 특성 (g) 칸넬 1의復調신호
(h) 그림 3 과 그림 7 의 출력 FDM 신호
(i) 칸넬 2 의 BPF 출력 (j) 칸넬 2 의 복조신호

Fig. 8. Demodulation process.

(a) Demodulation sys. (b) FDM output in Fig. 2 and Fig. 3 (c) Freq. response of BPF (d) BPF output signals (e) Modulated signal (f) Freq. response of LPF (g) Demodulated signal of cha. 1 (h) FDM out-put signal in Fig. 3 and Fig. 7 (i) BPF out-put signal of cha. 2 (j) Demodulated signal of cha. 2 .

LPF의 전달함수는 다음과 같다.

$$H_{\text{LPF}}^i(\omega) = \begin{cases} 1 & -\omega_0 \leq \omega \leq \omega_{c(i+1)} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (14)$$

$$H_{\text{LPF}}^i(\omega) = \begin{cases} 1 & -\omega_0 \leq \omega \leq \omega_0 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (15)$$

따라서 그림 8 (a)의 각 부분의 주파수 스펙트럼은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} Y_i(\omega) = Y(\omega) H_{\text{BPF}}^i(\omega) = \frac{1}{2} [X_i^+(\omega - \omega_{ci}) \\ + X_i^-(\omega + \omega_{ci})] \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} D_i(\omega) = Y_i(\omega) * 2 [\delta(\omega - \omega_{ci}) + \delta(\omega + \omega_{ci})] \\ = X_i^+(\omega) + X_i^-(\omega) + X_i^+(\omega - 2\omega_{ci}) \\ + X_i^-(\omega + 2\omega_{ci}) \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} U_i(\omega) = D_i(\omega) H_{\text{LPF}}^i(\omega) = X_i^+(\omega) + X_i^-(\omega) \\ = X(\omega) \end{aligned} \quad (18)$$

찬넬 1에 대한 각 부분의 주파수 分布는 그림 8에 表示하였다.

2. 그림 3과 그림 7의 축력신호에 대한 복조과정
그림 8 (a)의 入力信號로써 12찬넬에 對하여 다음과 같이 表現된다.

$$\begin{aligned} Y(\omega) = \sum_{i=1}^6 \frac{1}{2} \{ & X_{2i-1}^+(\omega - \omega_{ci} + \omega_0) + X_{2i}^- \\ (\omega + \omega_{ci} - \omega_0) \} + X_{2i-1}^-(\omega + \omega_{ci} - \omega_0) \\ + X_{2i}^+(\omega + \omega_{ci} + \omega_0) \} \end{aligned} \quad (19)$$

홀수 찬넬과 짝수 찬넬에 對하여 區分되어야 하며 그림 8 (a)의 각 部分에 對한 스펙트럼은 다음과 같다.

$$H_{\text{BPF}}^i(\omega) = \begin{cases} 1 : \omega_c \left(\frac{i+1}{2} \right) - \omega_0 \leq |\omega| \leq \omega_c \left(\frac{i+1}{2} \right) \\ 0 : \text{otherwise} \end{cases} \quad (i=1, 3, 5, \dots, 11) \quad (20)$$

$$H_{\text{BPF}}^i(\omega) = \begin{cases} 1 : \omega_c \left(\frac{i}{2} \right) - \omega_0 \leq |\omega| \leq \omega_c \left(\frac{i}{2} \right) \\ 0 : \text{otherwise} \end{cases} \quad (i=2, 4, 6, \dots, 12) \quad (21)$$

$$D_{2i-1}^-(\omega) = \frac{1}{2} \{ X_{2i-1}^+(\omega - \omega_{ci} + \omega_0) + X_{2i}^- \\ (\omega + \omega_{ci} - \omega_0) \} \quad (i=1, 2, \dots, 6) \quad (22)$$

$$D_{2i}^-(\omega) = \frac{1}{2} \{ X_{2i}^-(\omega - \omega_{ci} - \omega_0) + X_{2i-1}^+(\omega + \omega_{ci} + \omega_0) \} \\ (i=1, 2, \dots, 6) \quad (23)$$

$$\begin{aligned} T_{2i-1}(\omega) = D_{2i-1}^-(\omega) * 2 [\delta(\omega - \omega_{ci} + \omega_0) \\ + \delta(\omega + \omega_{ci} - \omega_0)] \\ = X_{2i-1}^+(\omega) + X_{2i-1}^-(\omega) + X_{2i-1}^+(\omega - 2\omega_{ci} + \omega_0) \end{aligned}$$

$$2\omega_0) + X_{21-1}^-(\omega + 2\omega_{ci} - 2\omega_0) \quad (24)$$

$$T_{21}(\omega) = D_{21}(\omega) * 2[\delta(\omega - \omega_{ci} - \omega_0) + \delta(\omega + \omega_{ci} + \omega_0)]$$

$$= X_{21}^+(\omega) + X_{21}^-(\omega) + X_{21}^+(\omega + 2\omega_{ci} + 2\omega_0) \\ + X_{21}^-(\omega - 2\omega_{ci} - 2\omega_0) \quad (25)$$

$$U_{21-1}(\omega) = D_{21-1}(\omega) H_{LPF}(\omega) \\ = X_{21-1}^+(\omega) + X_{21-1}^-(\omega) = X_{21-1}(\omega) \\ U_{21}(\omega) = D_{21}(\omega) \cdot H_{LPF}(\omega) = X_{21}^+(\omega) + X_{21}^-(\omega) \\ = X_{21}(\omega) \quad (26)$$

4. 컴퓨터 시뮬레이션

시뮬레이션 方式은 12찬넬의 각 入力信號로서 주파수

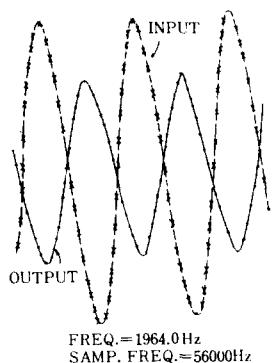


그림9. 그림2와 그림6의 시스템에 대한 컴퓨터 시뮬레이션 결과

Fig. 9. Computer simulation results about Fig. 2 and Fig. 3.

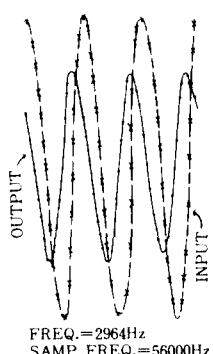


그림10. 그림3과 그림7의 시스템에 대한 컴퓨터 시뮬레이션 결과

Fig. 10. Computer simulation results about Fig. 3 and Fig. 7.

0 ~ 4 KHz 内의 정현파를 8 KHz 로 표본화하여 그림 2, 3, 6, 7의 각 入力으로 하여 FDM 信號를 얻은 뒤 복조하여 입 출력을 비교하였다.

그림 2에서는 33차의 LPF와 56차의 PVF, 그림 3에서는 41차의 LPF와 28차의 PVF, 그림 6, 그림 7에서는 420차와 266차 필터로서 설계하였으며 그림 8 (a)에서 BPF는 eliptic 8 차로서 구성하여 시뮬레이션하였다. 12찬넬 중에서 예로서 찬넬 3을 表示한 것이 그림 9와 그림10이며 입력신호를 112KHz로 표본화하여 표시하였다.

VI. 結論

係數가 週期的으로 變하는 디지털 필터를 TDM / FDM 변환 시스템에 適用하여 네 가지의 서로 다른 형태의 시스템을 제안하였다.

제안된 시스템들을 시스템 構成의 單純性과 변환시간의 短縮에 관하여 기존의 시스템과 比較하여 볼 때 기존의 시스템에서 使用된 IIR필터 또는 FIR 필터의 갯수는 P. V. F를 사용하여 대폭 감소하였다. 제안된 네 가지 형태의 곱셈회수는 시스템의 構成이 복잡할수록 작게 되며 最小 0.1946×10^6 M/s.cha.이고 最大 0.366×10^6 M/s.cha.이다.

제안된 네 가지 시스템에 대하여 12찬넬에 관한 TDM / FDM 변환이 가능함을 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여確認하였다.

参考文献

- [1] S. Darlington, "On digital single-sideband modulators," *IEEE Trans. Circuit Theory*, vol. CT-17, pp.409-414, Aug. 1970.
- [2] S.L. FREENY, "Design of digital filters for all digital frequency division multiplex-time division multiplex translator," *IEEE Trans. Circuit Theory*, vol. CT-18, pp. 702-711, Nov. 1971.
- [3] S.L. Freeny, "System Analysis of a TDM/FDM translator/digital a-type channel Bank," *IEEE Trans. Commun.*, vol. com-19, pp. 1050-1059, Dec. 1971.
- [4] S.Singh, "Digital single sideband modulation" *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-21, pp. 255-262, Mar. 1973.
- [5] M.Tomlinson, "Techniques for the digital interfacing of t.d.m.-f.d.m. systems," *PROC. IEE*, vol. 123, no. 12, Dec. 1976.

- [6] A. Peled and S. Winograd, "TDM-FDM conversion requiring reduced computation complexity," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-26, pp. 707-719, May 1978.
- [7] M.J. Narasimha, "Design of 24-channel transmultiplexer," *IEEE Trans. Acoustics, Speech and Sig. Processing*, vol. Assp-27, no. 6, pp.752-762, Dec.1979.
- [8] S.L.Freney, "TDM/FDM translation as an application of digital signal processing," *IEEE Trans. Comm. Magazine*, pp. 5-15, Jan. 1980.
- [9] K.M.WONG, "Communitativity and application of digital interpolation filters and modulators," *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-28, no. 2, pp. 244-249, Feb. 1980.
- [10] L.R.RABINER, "Interpolation and decimation of digital signals-a tutorial review," *Proc. of IEEE.*, vol. 69, no. 3, pp.300-331, Mar. 1981.
- [11] HELMUT SCHEUFRMANN, "A comprehensive survey of digital transmultiplexing methods" *Proc. of the IEEE.*, vol. 69, no. 11, pp. 1419-1450, Nov.1981.
- [12] M.Bellanger, "On computational complexity in digital transmultiplexer filters," *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-30,no.7, pp. 1461-1465, July 1982.
- [13] T.G.Marshall, Jr. and C.M. Puckette, "Special issue on transmultipliers" *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-30, no. 7, pp.1457-1460, July 1982.