

補間 FIR 필터와 FDCT를 이용한 TDM/FDM 變換 시스템의單純化 및 變換時間 短縮

(An Efficient Implementation of the TDM/FDM Transmultiplexer
Using the Interpolated FIR Filters and FDCT)

朴 鍾 演*

(Chong Yeun Park)

要 約

本 研究에서는 多相回路와 高速 DCT를 利用한 12채널의 TDM/FDM 相互變換 시스템의 單純化 方法 및 變換時間을 短縮시키는 方法을 다루었다. 多相回路의 原試型 필터는 補間 FIR 필터의 設計技法을 適用하여 設計되었다. 그리고 DCT의 高速 알고리즘과 補間 FIR 필터의 線型 位相特性 때문에 나타나는 係數間의 對稱性을 活用한 結果, 變換時間의 大部分을 차지하는 곱셈回數가 0.1640×10^6 Multiplications/sec. channel로서 기존의 研究 結果보다 約 25% 以上 감소되는 效果를 얻었다. 복조시스템을 포함하는 全體 시스템의 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 理論的인 結果의 타당성을 確認하였다.

Abstract

This paper deals with the simplification and the conversion time reduction for the 12-channel TDM/FDM transmultiplexing system using the polyphase network and the FDCT. The prototype filter required in the digital polyphase network is designed based on interpolated FIR (IFIR) filtering concept. By using the fast algorithm for the 14-point DCT and exploiting the symmetrical properties of the IFIR coefficients, the multiplication rate required in its implementation is shown to be 0.1640×10^6 multiplications/sec. channel which reduces about 25% of the result obtained in the previous work. The result of computer simulation indicates that the proposed conversion method is valid.

*正會員, 江原大學校 電氣工學科

(Dept. of Electrical Eng., Kangweon Nat'l Univ.)

接受日字: 1988年 8月 10日

(※이 논문은 1988년도 문교부 지원 한국학술진흥재단의 자유공모과제 학술연구 조성비에 의하여 연구되었음.)

I. 序 論

TDM (time division multiplexing) / FDM (frequency division multiplexing) 變換方式은 세가지로 區分되며 첫째는 Weaver의 SSB (single side band) 變調器를 디지털 SSB로 變換하는 方法^{1,2,3,4,5,6}으로 채널당 필터의 數가 증가하는 결함이 있다. 두번째 TDM/

FDM 變換方法은 Hartley SSB 變調器를 利用한 것으로 PVF (periodically time varying filter)에 관한 研究^[7,8]에 힘입어 시스템이 간단히 구성되었으나 DHT (discrete hilbert transform)의 계산이 필요하며 곱셈回數가 증가하는 短點이 있다.^[9,10] 세계로 多相回路와 高速 DCT (discrete cosine transform)를 適用한 TDM/FDM 變換方法으로 多相回路의 實現方法에 따라서 다시 몇가지로 區分할 수 있고 앞에서 언급한 方法들에 비해 單純하다.

多相回路에 IIR (infinite-duration impulse response) 필터를 利用하는 方法,^[11] FIR (finite-duration impulse response) 필터를 利用하는 方法,^[12] APF (all pass filter)를 利用하는 方法^[13] 및 Hybrid Filter를 利用하는 方法^[14] 등으로 區分되며 이러한 方法들은 變換速度의 側面에서 效率的이다.^[15]

本 研究에서는 14點 高速 DCT와 FIR 필터로 具現되는 多相回路를 適用한 TDM/FDM 變換方法을 다루었다. 그런데 이 方法의 기존研究^[12]에서는 多相回路를 構成하는 FIR 原試型 필터의 設計를 단순히 最適設計技法^[16]을 活用하였으나 本 研究에서는 IFIR (interpolated FIR) 필터 設計方法^[17]을 適用하여 필터의 次數를 대폭 줄이는 方法과 IFIR 필터 係數의 對稱性을 活用하여 變換時間을 短縮할 수 있는 方法을 밝혔다. 또한 복조 시스템을 設計하여 全體시스템에 관한 컴퓨터 시뮬레이션으로 理論의 타당성을 確認하였다.

II. 시스템의 構成原理

本 研究에서 다루는 12채널 各各의 TDM 信號는 8KHz마다 주파수 스펙트럼이 反復되며 出力의 FDM 信號는 標本化 주파수가 112KHz로 TDM 信號의 14 倍이다. 또한 60~108KHz의 그룹 밴드 (group-band)에 相當하는 FDM 信號는 그림 1과 같이 스펙트럼의 反復對稱性을 利用하여 4~52KHz의 FDM 信號를 發生시킬 수 있다.

이러한 原理를 利用한 시스템의 構成은 그림 2와 같으며 各各에 관한 관계式은 다음과 같다.^[12,13]

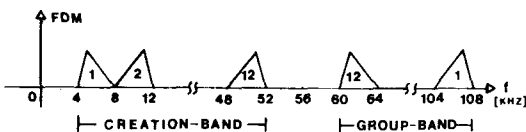


그림 1. 12채널의 FDM 信號의 過渡數分分布圖
Fig. 1. Frequency spectrum of a 12-channel FDM signal.

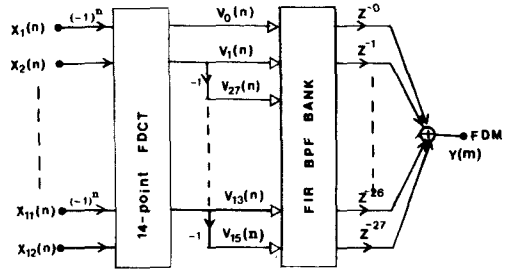


그림 2. FDCT와 多相回路를 利用한 12채널의 TDM/FDM
Fig. 2. A 12-channel TDM/FDM transmultiplexing system based on the FDCT and the polyphase network.

$$Y(z) = \sum_{k=0}^{27} z^{-k} \cdot H_k(-z^{28}) \cdot V_k(z^{14}) \quad (1)$$

$$\text{단, } V_k(z^{14}) = \sum_{n=1}^{12} 2 \cdot \cos(kW_n) X_n(z^{14}) \quad (2)$$

$$\text{단, } W_n = \frac{2n+1}{28} \cdot \pi \quad (\text{단, } n=1, 2, \dots, 12) \quad (3)$$

그리고 그림 2에서 알 수 있듯이 그룹 밴드의 FDM 出力信號를 얻기 위해서는 FDCT와 BPF 및 지연소자로 構成되는 多相回路가 必要하다. 또한 DCT를 14點 高速 DCT로 處理할 수 있는 이유는 保護帶域에 必要한 入力信號 $x_0(n) = x_{13}(n) = 0$ 을 첨가하여 14채널로 하고, 원래의 $v_k(n)$ 은 28個의 出力信號이지만 式(2)와 (3)을 利用하여 計算하면 14個의 出力信號 $v_0(n) \sim v_{13}(n)$ 의 값에 의하여 나머지 14個의 出力信號 $v_{14}(n) \sim v_{27}(n)$ 을 다음 式에서 얻을 수 있기 때문이다.

$$v_k(n) = \sum_{m=1}^{12} 2 \cdot \cos(kW_m) \cdot x_m(n) \quad (4)$$

$$v_0(n) = \sum_{m=1}^{12} 2 x_m(n), \quad v_{14}(n) = 0$$

$$v_k(n) = -v_{28-k}(n) \quad (\text{단, } k=1, 2, \dots, 13) \quad (5)$$

그런데 그림 2에서 홀수 채널의 入力信號 $x_i(n)$ (단 $i=1, 3, \dots, 11$)에 $(-1)^n$ 을 곱한 이유는 그림 3(a)와 같은 주파수 스펙트럼 分布圖에서 $X_i(f) * \delta(f-4000)$ 의 연산過程을 거쳐야만 $X_i(f)$ 의 實効成分 $X_i^+(f)$ 을 傳送할 수 있기 때문이다. 그러므로 $X_i(f) * \delta(f-4000)$ 의 연산은 時間 domain에서는 $x_i(n) \cdot \cos(2\pi \cdot 4000 \cdot n/8000) = x_i(n) (-1)^n$ 에 의한 演算을 한 것이다. 그림 3 (b)는 채널 1에 對한 傳送過程을 나타낸 것이다.

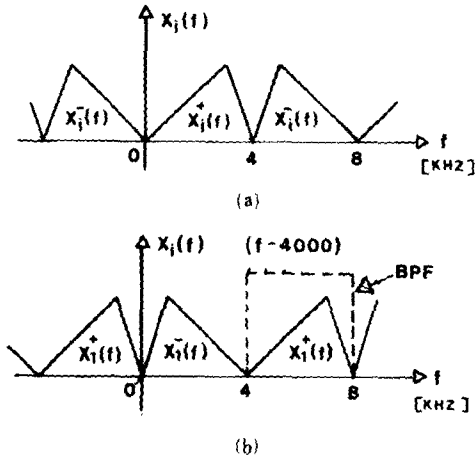


그림 3. (a) $X_i^+(f)$ 성분과 $X_i^-(f)$ 성분
(b) X_i^+ 성분 傳送過程
Fig. 3. (a) $X_i^+(f)$ component and $X_i^-(f)$ component.
(b) Filtering process for the $X_i^+(f)$.

III. 高速 DCT 알고리즘

高速 DCT 알고리즘은 FFT를 이용한 研究結果⁽¹⁰⁾가 大部分이지만 $N=2^k$ 點에 관한 것으로 14點 FDCT에 대한 것은 $N=2^k$ 點 DCT로는 適合하지 않다. 따라서 本 研究에서는 參角함수의 항등식을 利用하여 처리하였으며 式(5)에서 $v_4(n)$, $v_8(n)$, $v_{12}(n)$ 을 계산하는 절차는 다음과 같다. 式(5)에서

$$\begin{bmatrix} V_4 \\ V_8 \\ V_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{12} & C_{20} & \dots & C_{100} \\ C_{14} & C_{10} & \dots & C_{200} \\ C_{18} & C_{08} & \dots & C_{300} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ \vdots \\ X_{12} \end{bmatrix} \quad (6)$$

단, $c_k = \cos(\pi k/28)$

이 成立된다. 여기서 $a_1 = x_1 + x_{13-1}$ 으로 놓고 삼각함수의 항등식을 適用하여

$$\begin{bmatrix} V_4 \\ -V_8 \\ V_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{12} & -C_8 & C_4 \\ C_4 & C_{12} & -C_8 \\ -C_8 & C_4 & C_{12} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 + a_5 \\ a_2 + a_4 \\ a_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_5 \\ a_3 \\ a_3 \end{bmatrix} \quad (7)$$

을 얻게 된다. 따라서 필요한 곱셈回數는 4회인데 그 이유는 다음의 行列演算에서 밝힐 수 있다.

式(7)의 곱하는 部分을 다음과 같이 變형한다.

$$\begin{bmatrix} Z_0 \\ Z_1 \\ Z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_2 & X_0 & X_1 \\ X_1 & X_2 & X_0 \\ X_0 & X_1 & X_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Y_0 \\ Y_1 \\ Y_2 \end{bmatrix} \quad (8)$$

그리고 나서 아래와 같이 m_i ($i=0, 1, 2, 3$)를 계산한

다.

$$\begin{aligned} m_0 &= (x_0 + x_1 + x_2) \cdot (y_0 + y_1 + y_2)/3 \\ m_1 &= (m_0 - x_0) \cdot (y_0 - y_2) \\ m_2 &= (m_0 - x_1) \cdot (y_2 - y_1) \\ m_3 &= (m_0 - x_2) \cdot (y_1 - y_0) \end{aligned} \quad (9)$$

결과적으로 z_0, z_1, z_2 를 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} z_2 &= m_0 - m_1 + m_2 \\ z_1 &= m_0 + m_1 - m_3 \\ z_0 &= m_0 - m_2 + m_3 \end{aligned} \quad (10)$$

따라서 式(9)의 m_0 계산에서 人力信號의 寸을 1/3로 하면 式(9)의 演算에 必要한 곱셈은 4회로서 충분하다. 마찬가지로 方法으로 $v_2(n)$, $v_6(n)$, $v_{10}(n)$ 과 $v_1(n)$, $v_3(n)$, $v_5(n)$ 및 $v_9(n)$, $v_{11}(n)$, $v_{13}(n)$ 을 計算할 수 있다. 또한 $v_0(n)$ 에서는 덧셈만이 必要하며 $v_2(n)$ 의 計算過程에서는 2회의 곱셈이 必要하다. 따라서 이러한 高速 DCT 알고리즘에서는 總 18회의 곱셈回數가 必要하며 처리과정은 그림 4와 같다.

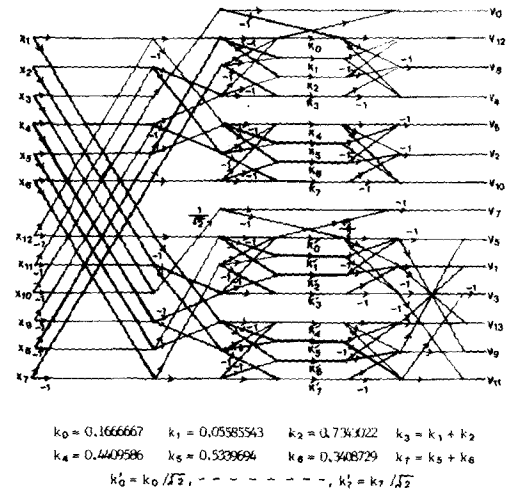


그림 4. 14點 高速 DCT 처리 過程圖
Fig. 4. Flow-chart of the 14-point fast DCT algorithm.

IV. IFIR 필터를 利用한 多相回路의 設計

多相回路와 FDCT를 適用한 TDM/FDM 변환原理는 標本化 주파수가 112KHz이고 通過帶域이 0~2 KHz인 原試型의 LPF로부터 各 채널에서 必要한 BPF로 變換하는 過程이다. 이러한 原試型 필터 $H(z)$

는 N-채널의 境遇, 2N개의 서로 다른 필터 $H_k(-z^{2N})$ (단, $k=0, 1, \dots, 2N-1$)와 지연소자 z^{-k} 로 表示할 수 있으므로 多相回路로 불리운다.⁽¹¹⁾ 따라서 原試型 필터의 傳達函數

$$H(z) = \sum_{k=0}^{2N-1} z^{-k} \cdot H_k(-z^{2N}) \quad (11)$$

이 되며 式(11)의 週波數 特性은 CCITT 規定 G.79 에 適合하여야 한다. 그런데 Bellenger⁽¹⁵⁾는 이에 適當한 필터特性을 그림 5와 같이 提示하였다.

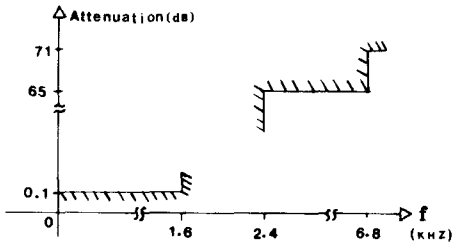


그림 5. 原試型 필터의 주파수 特性
Fig. 5. Frequency characteristic of the proto-type filter.

本 研究에서는 그림 5의 特性을 만족하는 原試型 필터의 設計를 위해서 NEUVO⁽¹⁷⁾가 提案한 補間 FIR 필터의 設計技法을 適用함으로써 기존의 FIR 필터에 의한 多相回路設計 보다 畧減回數가 約 25% 감소될 수 있도록 하였다.

1. 補間 FIR 필터 設計方法에 依한 原試型 필터 設計

補間 FIR 필터 設計方法은 그림 6과 같이 모델 (model) 필터 $A(z^L)$ 과 補間器 $G(z)$ 의 直列連結로 이루어진다. 여기서 L은 補間比이다.

本 研究에서는 그림 5의 손실特性을 만족하는 原試型 필터를 그림 6의 구조로써 設計하였는데 方法은 다음과 같다. 먼저 그림 7(a)와 같은 $a(n)$ 을 얻은 후에 그림 7(b)와 같이 "0"값을 L-1個 삽입시킨다. 여기서 補間器 $G(z)$ 에 依하여 필요없는 信號대역을 제거하면 그림 7(c)와 같이 원하는 補間 FIR 필터의 주파수 特性 및 임펄스 응답 $h(n)$ 을 얻을 수 있다.

2. 모델 (model) 필터 $A(z^L)$ 의 設計 및 特性

補間比 L값은 여러가지로 取할 수 있으나 本 研究에서는 原試型 필터 特性인 그림 5를 만족하는 값으로서 $L=4$ 가 適當하였다. 또한 $A(z^L)$ 필터의 規格은

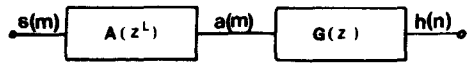


그림 6. 補間FIR 필터의 구조
Fig. 6. Structure of interpolated FIR filter.

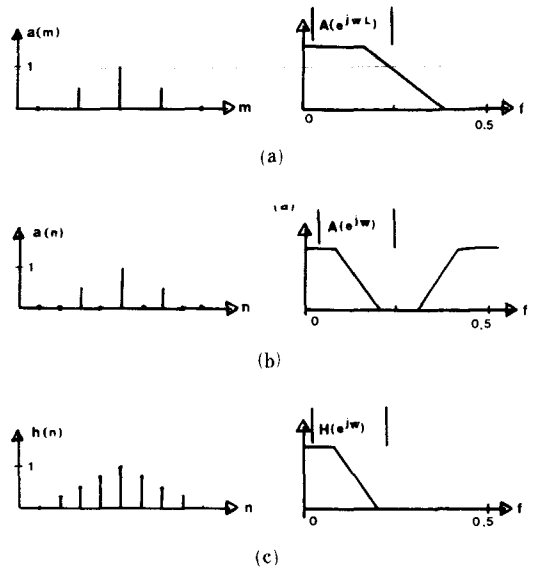


그림 7. (a) 모델 필터의 임펄스 응답 및 주파수 特性
(b) "0"을 삽입한 경우의 모델 필터의 임펄스 응답 및 주파수 特性
(c) 補間器를 通過한 原試型 필터의 임펄스 응답 및 주파수 特性

Fig. 7. (a) Impulse response and frequency response of the model filter.
(b) Impulse response and frequency response of the zero-interpolated model filter.
(c) Impulse response and frequency response of the proto-type filter.

다음과 같이 주어진다.

- 通過領域 : $0.0 \sim 2\pi \times 1.6 \times 4 / 112 = 0 \sim 0.057143 \cdot 2\pi \cdot \text{rad/sec}$
- 차단領域 : $0.057143 \times 2\pi \sim 0.085714 \times 2\pi \cdot \text{rad/sec}$
- 필터의 次數 : $M=102$

이러한 필터는 McClellan⁽¹⁶⁾ 등이 開發한 最適 次數에 依한 FIR 필터 設計技法을 適用하였다. 그런데 IFIR 필터 $H(z) = A(z^L) \cdot B(z)$ 의 次數는 28의 整數

배가 되어야만 多相回路的 實現過程에서 곱셈回數가 줄어들는다. 따라서 모델필터의 차수 M, 補間器의 次數 N, 補間比 L 이라면 $H(z)$ 의 次數는 $N+(M-1)L$ 이 된다. 여기서 原試型 필터 特性을 만족시키기 위해서는 $M=102, L=4, N=72$ 가 되어야 한다. 이렇게 設計한 $A(z^4)$ 의 전달함수는 아래와 같다.

$$A(z^4) = a_0 + a_1 z^{-4} + a_2 z^{-8} + \dots + a_{101} z^{-404} \quad (12)$$

단, $a_i = a_{101-i}$

係數 $\{a_i\}$ 의 값들은 표 1에 있으며 週波數 特性은 그림 8과 같다.

3. 補間器 $G(z)$ 의 設計 및 特性

補間器 $G(z)$ 는 $A(z^4)$ 의 特性(특히 L값)과 밀접한 관련이 있으며 本 研究에서는 그림 5의 原試型 필터에서 通過領域이 평탄한 特性을 갖도록 하기 위해서 KAISER^[10]가 提示한 設計方法을 適用하였으며 필

표 1. $A(z^4)$ 의 임펄스 응답

Table 1. The impulse response of $A(z^4)$.

k	a_k	k	a_k
0	-.75712222E-03	26	-.75755591E-02
1	-.18491196E-03	27	-.82518670E-02
2	-.43878834E-04	28	-.71324878E-02
3	.20638639E-03	29	-.41499067E-02
4	.52332274E-03	30	.34330135E-03
5	.83178393E-03	31	.55840530E-02
6	.10373951E-02	32	.10501356E-01
7	.10471558E-02	33	.13904692E-01
8	.79798223E-03	34	.14728891E-01
9	.28136980E-03	35	.12291590E-01
10	-.44042553E-03	36	.65094557E-02
11	-.12363613E-02	37	-.19788238E-02
12	-.19207660E-02	38	-.11816991E-01
13	-.22910343E-02	39	-.21081279E-01
14	-.21834900E-02	40	-.27561056E-01
15	-.15129718E-02	41	-.29128118E-01
16	-.32207022E-03	42	-.24136414E-01
17	.12098538E-02	43	-.11773748E-01
18	.27802179E-02	44	.77001843E-02
19	.40149760E-02	45	.32884413E-01
20	.45472614E-02	46	.61359857E-01
21	.41090370E-02	47	.89995016E-01
22	.26146857E-02	48	.11538912E+00
23	.21574306E-03	49	.13438084E+00
24	-.26906344E-02	50	.14453760E+00
25	-.55139434E-02		

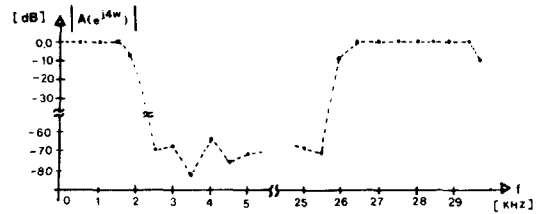


그림 8. $A(z^4)$ 의 週波數特性

Fig. 8. Frequency response of $A(z^4)$.

터 $G(z)$ 의 規格은 차단領域의 中心週波數 $\beta=2\pi \times 5.15/112=0.045982 \times 2\pi \text{ rad/sec}$ 이고 차단領域의 폭 $\gamma=2\pi \times 6.9/112=0.061607 \times 2\pi \text{ rad/sec}$ 이다. 이러한 規格을 完全히 만족하는 필터 $G(z)$ 는 195차가 되었으나 임펄스 응답 $|g(n)| < 0.5 \times 10^{-7}$ 한 값을 무시하고 KAISER 窓을 活用하면 $G(z)$ 는 72차가 되었다. 따라서 $G(z)$ 는 다음과 같이 表示할 수 있다.

$$G(z) = g_0 + g_1 z^{-1} + g_2 z^{-2} + \dots + g_{72} z^{-72} \quad (13)$$

이러한 式(13)에서 位相線型特性의 관계 $g_i = g_{72-i}$ 를 利用하여 임펄스 응답을 表示하면 표 2와 같고 週波數特性은 그림 9와 같다.

표 2. 보간기의 임펄스 응답

Table 2. The impulse response of interpolator.

k	g_k	k	g_k
0	.086411688532	19	-.003032950547
1	.084924882295	20	-.002374248505
2	.080559980138	21	-.001788765888
3	.073779965633	22	-.001301256484
4	.065043426394	23	-.000916125414
5	.055065302624	24	-.000625256585
6	.044566585830	25	-.000414205232
7	.034232450890	26	-.000266586050
8	.024645065758	27	-.000166815974
9	.016238138565	28	-.000101544703
10	.009275960060	29	-.000060156319
11	.003856264414	30	-.000034693669
12	-.000067444954	31	-.000019483603
13	-.002650772311	32	-.000010656492
14	-.004117910996	33	-.000005677233
15	-.004722436583	34	-.000002946235
16	-.004714417546	35	-.000001489427
17	-.004316682024	36	-.000000733482
18	-.003710962038		

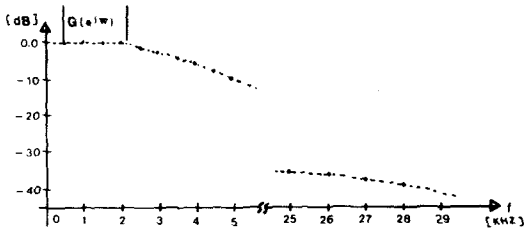


그림 9. 補間器의 週波數特性
Fig. 9. Frequency response of the interpolator.

4. H(z)의 設計結果 및 特性

앞에서 設計한 A(z')과 G(z)에 의해서 H(z)를 設計하는 方法으로

$$H(z) = A(z') \cdot B(z) = h_0 + h_1 \cdot z^{-1} + h_2 \cdot z^{-2} + \dots + h_{476} \cdot z^{-476} \quad (14)$$

와 같으며 표 1과 표 2의 값을 利用해서 式(7)의 h_i (단, i=0, 1, ..., 476) 값을 구하면 된다. 구체적 절차는 그림 10과 같으며 이 값을 活用한 H(z)의 週波數特性은 그림 11에 표시하였다. 그런데 기존의 최적필터^[12]는 560차이며 차단영역특성의 성능이 저하됨을 알 수 있다.

V. 變換時間 短縮을 위한 多相回路의 具現方法 및 變換時間 算出

原試型 필터 H(z)는 式(11)에 의해서 2N 個의 채널 필터 H_i(-z^{2N}) (단, i=0, 1, ..., 27)와 지연시간에 의하여 그림 12와 같이 表現된다. 여기서 FIR 필터의 數는 모두 2N=28 個가 必要하지만 다음과 같이 係數의 對稱性을 利用하여 冪셈回數를 줄일 수 있다.

1. FIR 필터에서 係數의 對稱性을 利用하는 方法
그림 12에서 H_i(-z^{2N})의 필터에 關한 傳達函數는

$$H_0(-z^{28}) = h_0 - h_{28} \cdot z^{-28} + h_{56} \cdot z^{-56} + \dots - h_{476} \cdot z^{-476} \quad (15)$$

$$H_1(-z^{28}) = h_1 - h_{29} \cdot z^{-29} + h_{57} \cdot z^{-57} + \dots + h_{440} \cdot z^{-440}$$

$$\vdots$$

$$H_{27}(-z^{28}) = h_{27} - h_{55} \cdot z^{-55} + h_{83} \cdot z^{-83} + \dots + h_{475} \cdot z^{-475} \quad (16)$$

한 式으로 表現되며 係數의 對稱性 h_i=h_{476-i}를 利用하면 式(15)에서는 9 回의 冪셈이 必要하면 式(16)의 演算에서는 H₁(-z²⁸)과 H₂₈₋₁(-z²⁸)의 處理過程을 한 個의 필터연산에서 要求되는 冪셈回數로써 처리할 수 있다. 例를들어 y₁(n)과 y₂₇(n)을 計算하는

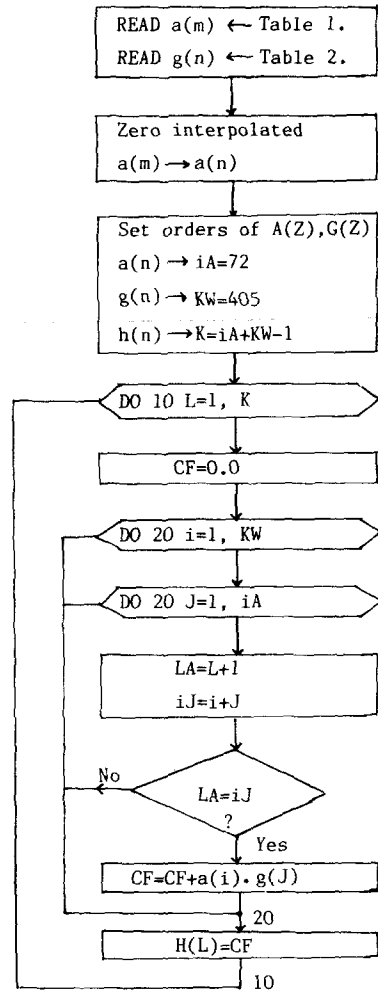


그림 10. IFIR 필터의 임펄스 응답을 구하는 과정
Fig. 10. Flow-chart for calculation of impulse response for IFIR filter from a_i and g_i.

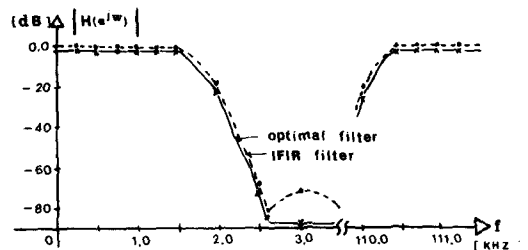


그림 11. IFIR 필터 및 최적필터의 주파수 응답
Fig. 11. Frequency responses of the IFIR filter and the optimal filter.

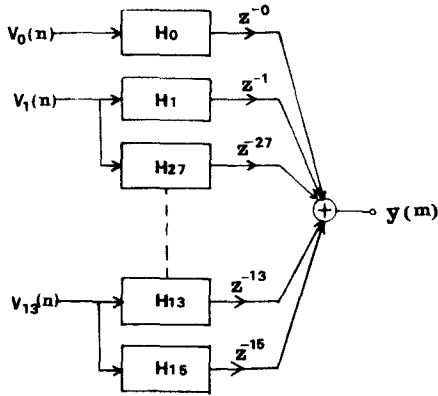


그림 12. 多相회로의 實現方法
Fig. 12. Realization of the polyphase network.

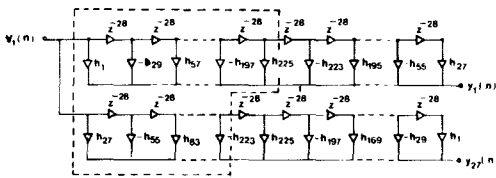


그림 13. H₁과 H₂₇의 구조
Fig. 13. Structure of H₁ and H₂₇.

과정에서 그림 13의 점선部分만을 計算하여 보관시킨 뒤 나머지 部分의 計算에 活用할 境遇 17회의 곱셈회수가 필요하다.

2. 變換時間 算出 및 比較檢討

그림 2의 TDM/FDM 變換에 必要한 時間은 大部分 곱셈을 하는데 所要되므로 그림 2를 이루는 각 시스템의 곱셈회수를 구한다.

14點 高速 DCT에서는 1/8000 sec마다 16회의 곱셈이 必要하므로 $16 \times 8000 / 12 = 0.01067 \times 10^6$ M/sec. channel이 되며 多相회로의 필터處理에서 式 (15)을 利用할 때 $y_0(n)$ 의 計算에서 9회, $y_1(n)$ 과 y_{27-1} 를 計算하는 過程에서 그림 16을 利用하면 各各 17회의 곱셈이 必要하다. 따라서 $(9 \times 8000 + 17 \times 13 \times 8000) / 12 \approx 0.15333 \times 10^6$ M/sec. channel이므로 그림 2의 시스템 全體에서는 0.164×10^6 M/sec. channel이 必要하다. 그리고 기존의 FIR 필터만을 使用한 TDM/FDM 變換方法가운데 主된 研究結果의 곱셈회수를 要約하면 표 3과 같다. 따라서 本 研究의 結果는 곱

표 3. FIR 필터만을 使用한 기존연구에서 곱셈회數와 本 研究結果의 比較
Table 3. Comparison of the multiplication rate in the existed systems with only FIR-filters and the proposed systems.

References	Multiplication rate (10 ⁶ M/sec·ch)
Freeny ^[4]	0.3670
Peled ^[5]	0.2160
Yang ^[6]	0.2040
Narashima ^[12]	0.2000
This paper	0.1640

셈회數가 最小 約 25% 以上 감소시킬 수 있다.

VI. 복조시스템 및 시뮬레이션

1. 복조시스템

그림 12의 FDM 出力 $y(m)$ 을 利用하여 $x_1(n), x_2(n) \dots x_{12}(n)$ 을 얻는 過程은 그림 2의 逆過程으로 確認될 수 있으며 本 研究에서는 앞 理論들의 타당성 確認을 目的으로 하여 그림 14와 같은 복조시스템을 利用하였다.

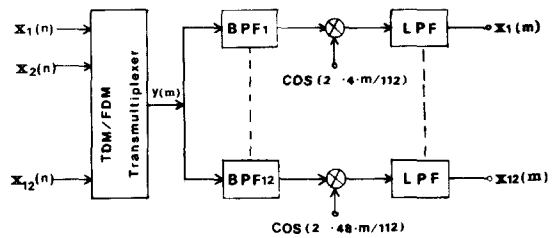


그림 14. 복조시스템을 포함한 全體시스템
Fig. 14. Block diagram of the overall multiplexer/demultiplexer system.

2. 시뮬레이션 및 結果檢討

本 研究의 각 시스템과 理論에 對한 타당성을 確認하기 위해서 컴퓨터 시뮬레이션을 위한 處理過程은 그림 15와 같다. 여기서 使用할 컴퓨터는 Cyber 170~720D이며 使用言語는 FORTRAN 77이다.

그림 2와 같은 시스템의 12個 入力信號에 對하여 各各 서로 다른 正현파 信號를 加한 다음 그림 14와

같은 복조 시스템에 連結하여 各 채널의 入力과 出力 信號를 比較하였다. 各 채널에 對한 入力과 出力 信號間에 特別한 왜곡 現象이 發生되지 않았으며 한 例로써 12채널 가운데 채널 7의 入力信號 $x_7(t) = \sin(2\pi \cdot 1960 \cdot t)$ 를 복조한 境遇를 그림 16에 나타내었다.

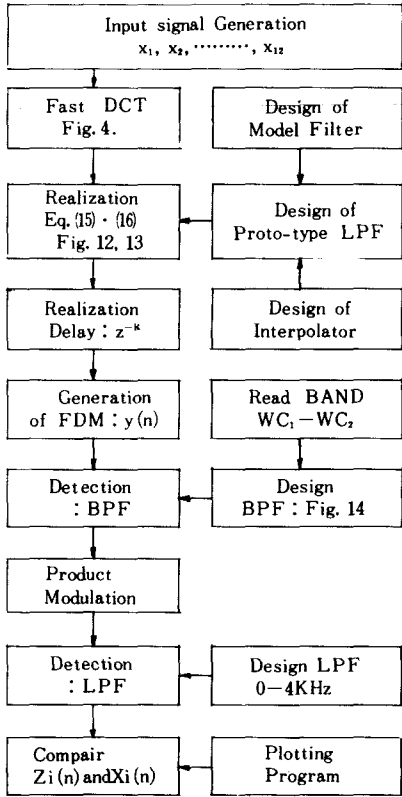


그림 15. 시뮬레이션 과정도
Fig. 15. Simulation process diagram.

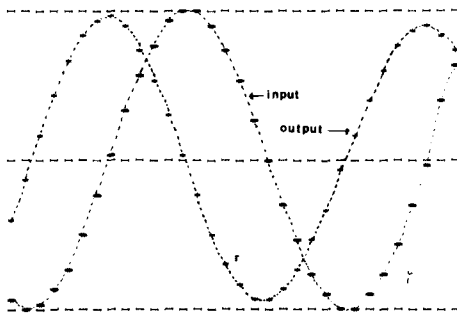


그림 16. 채널 7의 入出力波形
Fig. 16. Input and output waveform of channel 7.

Ⅶ. 結 論

TDM/FDM變換시스템의 單純化를 기하고 變換時間을 단축시키기 위하여 FIR 필터에 依한 多相回路와 高速 DCT를 利用하였다. 이러한 變換시스템에서는 變換時間을 단축시키기 위해서 原試型 필터의 次數가 重要하며 本 研究에서는 位相의 線形性을 유지하고 通過대역에서 信號의 손실을 最少化하기 위하여 補間FIR 필터의 設計技法을 適用하였다. 또한 補間FIR 필터에서 모델(model) 필터는 最少의 次數에 對한 最適設計方法을 採했으며 補間器는 Max-Flat 方法을 適用하여 얻은 임펄스응답을 KAISER 窓으로 補完하였다.

그리고 設計된 原試型 LPF를 各 채널에서 必要한 BPF로 變換하여 곱셈回數를 줄이는 알고리즘에 依해서 0.164×10⁶M/sec. channel로 全體시스템이 實現가능함을 淸했으며 기존의 結果보다 最少 25% 감소되었다. 또한 이러한 理論의 타당성을 컴퓨터 시뮬레이션에 依하여 確認하였다.

參 考 文 獻

- [1] S. Darlington, "On digital single-sideband modulators," *IEEE Trans. Circuit Theory*, vol. CT-17, pp. 409-414, Aug. 1970.
- [2] C.F. Curth, SSB/FDM utilizing TDM digital filters," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-19, pp. 63-71, Feb. 1971.
- [3] S.L. Freeny, R.B. Kiebertz, K.V. Mina, and S.K. Tewksbury, "Design of digital filters for an all digital frequency division multiplex time division multiplex translator," *IEEE Trans. Circuit Theory*, vol. CT-18, pp. 702-711, Nov. 1971.
- [4] S.L. Freeny, R.B. Kiebertz, K.V. Mina, and S.K. Tewksbury, "Systems analysis of a TDM-FDM translator/digital A-type channel bank," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-19, pp. 1050-1059, Dec. 1971.
- [5] A. Peled, and S. Winograd, "TDM-FDM conversion requiring reduced computation complexity," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-26, pp. 770-719, May 1978.
- [6] S.M. Yang, "Reduction of computation in TDM-FDM transmultiplexer," *IEEE Trans. on comm.* vol. COM-29, no. 5, pp. 749-750, May 1981.
- [7] B. Liu, and P.A. Franaszek, "A class of time-varying digital filters," *IEEE Trans. Circuit Theory*, vol. CT-16, pp. 467-471, Nov. 1969.

[8] R.A. Meyer, and C.S. Burrus, "A unified analysis of multirate and periodically time-varying digital filters," *IEEE Trans. Circuits and Syst.*, vol. CAS-22, pp. 162-168, Mar. 1975.

[9] A.G. Constantinides, and I. Colyer, "Digital phase-splitting network design for digital f.d.m. application," *Proc. IEE.* vol. 123, no. 12, pp. 1313-1315, Dec. 1976.

[10] M. Tomlinson, and K.M. Wong, "Techniques for the digital interfacing of TDM-FDM systems," *Proc. IEE*, vol. 123, pp. 1285-1292.

[11] M.G. Bellanger and J.L. Daguét, "TDM-FDM transmultiplexer: digital polyphase and FFT," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-22 pp. 1199-1205, Sept. 1974.

[12] M.J. Narasimha, "Design of FIR filter banks for a 24-channel transmultiplexer," *IEEE Trans. on Commun.*, vol. COM-30, no. 7, pp. 1506-1509, July 1982.

[13] Rashid Ansari, and B. Liu, "Transmultiplexer design using all-pass filters," *IEEE Trans. Comm.*, 30:no. 7, pp. 1569-1574, July 1982.

[14] 朴鍾演, "TDM/FDM 多重通信 시스템의 相互 變換速度에 對한 改善方法," 電子工學會誌, 第24卷, 第2號, pp. 8~13, 3月. 1987年.

[15] Bellenger, M.G. "On Computational complexity in digital transmultiplexer filters," *IEEE Trans. Comm.* 30, no. 30. pp. 1461-1465, 1982.

[16] J.H. McClellan, T.W. Parks and L.R. Rabiner, "A computer program for designing linear phase FIR filters," *IEEE Trans. Audio Electroacoust.*, vol. AU-21, pp. 506-525, Dec. 1973.

[17] Y. Neuvo, Dong Cheung-Yu, and S.K. Mitra, "interpolated Finite Impulse Response Filters," *IEEE Trans, Acous., Speech, and Signal processing*, vol. ASSP-32, no. 3, pp. 563-570, June 1984.

[18] Makhoul, J., "A fast cosine transform in one and two demensions," *IEEE Trans. Acou., Speech, and Sig. Proc.*, vol. 28, pp. 27-34, 1980.

[19] J.F. Kaiser, "Design Subroutine (MAX-FLAT) for Symmetric FIR Low pass Filters with Maximally-Flat Pass Bands," in programs for digital Signal Processing, New York: *IEEE Press*, pp.5.3-1-5.3-6, 1979.*

著 者 紹 介



朴 鍾 演(正會員)

1951年 2月 23日生. 1973年 2月 고려대학교 전자공학과 공학사 학위 취득. 1980年 2月 경북대학교 대학원 전자공학과 공학석사 학위 취득. 1984年 2月 경북대학교 대학원 전자공학과 공학박사학위 취득. 1974年 3月~1977年 2月 한국과학기술연구소 연구원. 1977年 3月~1984年 8月 울산공과대학 전기 및 전자공학과. 1984年 9月~현재 강원대학교 전기공학과 부교수. 주관심분야는 아날로그 및 디지털 필터설계 및 응용분야 등임.