

TDM/FDM 多重通信 시스템의 相互 變換速度에 對한 改善方法

(The Improved Method of the Translation Speed of the
TDM/FDM Transmultiplexer)

朴 鍾 演*

(Chong Yeun Park)

要 約

TDM/FDM 방식의 相互變換 過程에서 變換時間을 감소시키는 方法을 다루었다. 本 研究에서 취급한 12 채널의 TDM/FDM 變換은 多相面路와 高速 DCT가 使用되었으며 原試型的의 필터를 設計하여 適用하였다. 原試型的의 필터는 IIR/FIR 혼성필터를 設計하여 適用한 結果 分子의 係數間에 對稱性을 利用할 수 있으므로 變換時間의 大部分을 차지하는 곱셈回數가 기존의 研究結果보다 約 25%~45% 감소되는 效果를 얻었다. 이러한 시스템은 檢波시스템을 포함시켜 컴퓨터 시뮬레이션을 한 結果 그 타당성이 確程되었다.

Abstract

This approach to the transmultiplexer is for the 12-channel TDM/FDM translation system with the polyphase network and the FDCT. For the reduction of the conversion time the 14-point FDCT algorithm is used and the polyphase network which translate the prototype filter into the channel filters required in each channel is designed. The prototype filters is designed by the IIR/FIR hybrid filter. The number of numerator terms of the hybrid filter is very large compared to the denomiator terms. Because of symmetrical properties for numerator terms, required multiplication rate is 0.11396×10^6 M/sec.ch. and reduced to 25%-45% of the rate required in the other papers. The proposed system is simulated with the computer and by the results it is proved that the proposed conversion method is valid.

I. 序 論

多重通信 방식은 時分割多重(TDM: Time Division Multiplexing)通信方式和 周波數分割(FDM: Frequency Division Division Multiplexing)多重通信으로 區分하

며 TDM/FDM 相互變換方式은 디지털 多重通信과 아날로그 多重通信方式의 相互變換이라는 觀點에서 重要하다. TDM/FDM 變換方式은 크게 세가지로 區分되며, 첫째는 weaver의 SSB(Single Side Band) 變調器를 디지털 SSB로 變換하는 方法으로 이에 對한 研究는 Darington¹⁾에 依하여 理論이 처음으로 밝혀지고 Kurth²⁾와 Freeny^{3,4)}에 依하여 確證되었다. 그後 最近까지 主된 研究는 變換시스템의 單純化方法和 實時間 處理를 위하여 變換時間을 短縮시키는 알고리즘을 찾는 것으로 곱셈回數를 0.216×10^6 M/S. Ch. (Multiplication/Sec. Channel)로 줄인 研究^{5,6)}가 있다. 그러

*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: 1986年 7月 20日

(※ 本 研究는 韓國科學財團의 1984年度 학술연구비 지원에 의하여 수행됨.)

나 이 방법은 채널당 필터의 수가 증가하여全體 시스템이 複雜하다.

두번째 TDM/FDM 變換 방법은 Hartley SSB 變調器를 利用한 TDM/FDM 變換으로 PVF (Periodically Time Varing Filter)에 對한 研究^{17,18}에 힘입어 Constantides,¹⁹와 Wong¹⁰ 等의 研究結果가 發表 되었다. 이 방식에서 시스템은 간단히 構成 되었으나 DHT (Discrete Hiebert Transformer)¹¹¹가 必要하여 곱셈회數가 約 0.3205×10^6 M/S. Ch.로 증가하는 短點이 있다.

또한 多相회路和 高速 DCT (Discrete Cosine Transformer)를 適用한 TDM/FDM 變換方法이 있는데 變換速度의 側面에서 效率的이며 Bellenger¹¹¹가 처음으로 디지털 多相회路를 使用하였다. 그後 Narasimha¹²¹는 FIR (Finite Impulse Response)型 多相회路를 利用하여 TDM/FDM 變換方法을 提案하여 곱셈회數를 約 0.2×10^6 M/S. Ch.로 줄였으며 Liu¹³¹는 多相회路의 具現에 APF (All Pass Filter)를 適用하여 TDM/FDM 變換을 實現하였다.

本 研究에서는 多相회路를 혼성 IIR/FIR 필터에 依하여 具現하되 IIR (Infine Impulse Response)部分보다 FIR부분의 차수를 훨씬 크게 하고 FIR部分에서는 係數間의 對稱性을 유지하도록 設計하였다. 여기서 提案한 시스템은 檢波시스템을 包含하여 12채널의 TDM/FDM 變換을 컴퓨터 (cyber170-720D)에 依한 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 8 KHz마다 주파수 스펙트럼이 反復되며 出力의 FDM信號는 標本化率이 112KHz로 TDM信號 (2 채널의 보호대역)의 標本化率의 14배이다. 보통 60KHz-108KHz의 그룹 밴드 (group-abnd)에 相當하는 FDM信號를 얻기 위해서 4-52KHz의 FDM信號를 發生시키면 된다. 이러한 原理는 Narashima¹²¹에 依하여 밝혀졌으며 그

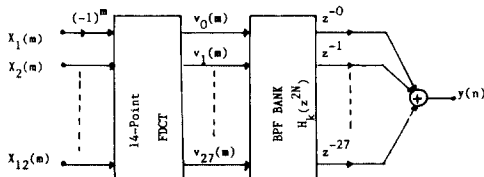


그림 1. FDCT (Fast Discrete Cosine Transformer)와 多相회路를 利用한 TDM/FDM 變換
Fig. 1. TDM/FDM translation with a FDCT and a polyphase network.

림1로 表示되고 各各에 對한 關係式은 다음과 같다.¹²¹

그림 1에서 알 수 있듯이 그룹밴드의 FDM出力信號를 얻기 위해서는 FDCT (Fast DCT)와 多相회路를 實現하는 BPF가 必要하다. 그런데 그림 1에서 흡수 채널의 入力信號 $x_i(m)$ (단 $i=1, 3, \dots, 11$)에 $(-1)^m$ 을 곱한 原因은 $x_i(m)$ 을 직접 채널 필터 $G_1(f)$ 로 通過시키

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

$$V_k(Z^{14}) = \sum_{n=0}^{13} 2 \cos(k\omega_n) X_n(Z^{14}) \quad (2)$$

$$V_k(m) = \sum_{n=0}^{13} 2 \cos(k\omega_n) X_n(m) : 0 \leq k \leq 27 \quad (3)$$

면 그림 2에서와 같이 $X_1(f)$ 의 영상성분 $X_1^-(f)$ 를 通過시키므로 주파수 영역에서 $x_1(f) * (f-4k)$ 인 연산을 하여 그림 3에서처럼 $X_1(f)$ 의 實効成分 $X_1^+(f)$ 部分을 傳送하기 위해서 $\cos(2\pi \cdot 4000 \cdot t)$ 를 8KHz로 標本化한 $\cos(m) = (-1)^m$ 을 곱한다.

그리고 式(3)과 그림 1에서 高速 DCT를 14點으로 處理할 수 있는 原因은 入力信號를 $x_0(m) = x_{11}(m) = 0$ 인 保護帶域을 첨가하여 14채널로 하고 $v_k(m)$ 은 28個의 出力信號이지만 다음의 式에 依하여 14個의 出力信號만을 얻으면 나머지 14個의 出力信號는 自動적으로 얻어지므로 14個의 入力信號와 14個의 出力信號로 얻어질 수 있기 때문이다.

$$V_0(m) = \sum_{i=1}^{12} 2X_i(m), \quad V_{14}(m) = 0$$

$$V_k(m) = -V_{28-k}(m) : k=1, 2, \dots, 13 \quad (4)$$

이러한 式(4)에서 $x_1(m)$ 은 흡수 채널에 對하여 $(-1)^m$ 을 곱한 값으로 간주한다. 이와같은 式(3)의 FDCT 알

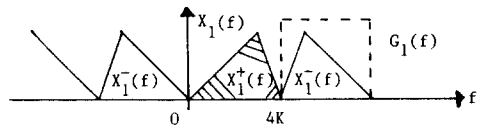


그림 2. $x_1(m)$ 의 $X_1^-(f)$ 成分 傳送過程
Fig. 2. Filtering process for the $X_1^-(f)$ component of $x_1(m)$ signal.

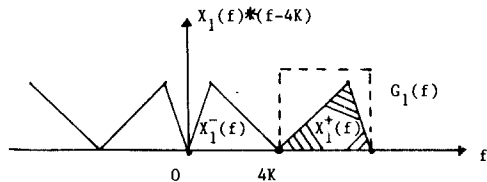


그림 3. $x_1(m)$ 의 $X_1^+(f)$ 成分 傳送過程
Fig. 3. Filtering process for the $X_1^+(f)$ component of $x_1(m)$ signal.

고리즘은 Narashima^[12]에 의하여 개발되었으며 本 研究에서 利用하였다.

III. 多相回路的 設計

多相回路와 FDCT를 利用한 TDM/FDM 變換原理는 標本化率이 112KHz이고 通過帶域이 0-2KHz인 原試型的 LPF H(Z)로 부터 各 채널에서 必要한 BPF로 變換하는 過程이다. 이러한 原試型필터 (H)Z는 N-채널의 境過 2N個의 서로 다른 필터 H_k(Z^{2N}) (단 k=1, 2, ..., 2N)와 지연소자 Z^{-k}에 의하여 다음과 같이 表示할 수 있으므로 多相回路로 불리운다.^[11]

$$H(Z) = \sum_{k=0}^{2N-1} Z^{-k} H_k(Z^{2N}) \quad (5)$$

이러한 原試型필터의 特性는 CCITT規定 G. 79에 맞도록 하여야 하며 Bellenger^[14]는 이에 適合한 필터特性을 그림 4와 같이 提示하였는데 式(5)와 같은 型으로 그림 1의 H_k(Z^{2N})을 구하려면 式(5)는 다음과 같이 表現되어야 한다.

$$H(Z) = \frac{N(Z)}{D(Z^{2N})} = \frac{\sum_{l=0}^m a_l Z^{-l}}{\sum_{l=0}^n b_l Z^{-2kl}} \quad (6)$$

따라서 原試型필터의 設計方法은 式(6)의 a_l와 b_l를 求하는 方法이며 本 研究에서는 式(6)에서 m의 값이 n의 값보다 가능하면 크고 a_l間에 對稱性이 있도록 하여 變換時間의 大部分을 차지하는 곱셈回數를 줄였다. 本 研究에서는 다음과 같은 혼성필터의 設計方法으로 原試型필터를 設計하였다.

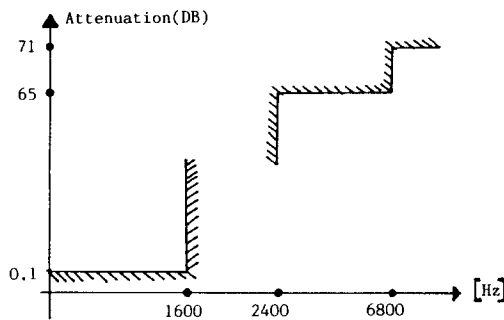


그림 4. 원시형 필터의 特性
Fig. 4. Characteristic of proto-type filter.

IV. 혼성 필터의 設計方法

혼성필터는 4KHz의 標本化率로 設計된 IIR 필터와 112KHz의 標本化率로 設計된 FIR 필터를 그림 5와 같이 直列連結하여 式(6)의 H(Z)를 얻을 수 있다. 그

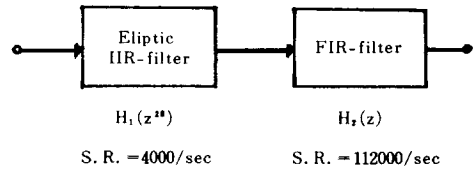


그림 5. 혼성 필터의 設計方法
Fig. 5. Design method of Hybrid filter.

原因은 式(6)은 다음의 式(7)처럼 表現될 수 있기 때문이며 그림 5에서 H₁(Z^{2N})과 H₂(Z)의 理想的인 周波數特性은 그림 6과 같다.

$$H(z) = \frac{\sum_{l=0}^{N-1} c_l z^{-2kl}}{\sum_{k=0}^{N-1} d_k z^{-2kl}} \sum_{j=0}^{M-1} h_j z^{-j} \quad (7)$$

1. 타원형 (elliptic) 필터의 設計 및 特性
式(7)에서 타원형 필터로 設計가능한 部分은

$$H_1(z) = \frac{\sum_{l=0}^{N-1} c_l z^{-2kl}}{\sum_{k=0}^{N-1} d_k z^{-2kl}} \quad (8)$$

으로 그림 4에 適合한 필터의 規格은 標本化率 S.R. = 4KHz, 通過帶域 0-1.6KHz, 차단영역 1.7KHz-2.0 KHz이며 Antoniou^[15]의 技法을 利用한 結果 式(8)에서 N= 4가 適合하였으며 周波數特性은 그림 7과 같다.

2. FIR필터의 設計 및 特性

式(7)에서 FIR필터로 實現할 수 있는 필터의 傳達 함수는

$$H_2(z) = \sum_{j=0}^{M-1} h_j z^{-j} \quad (9)$$

이며 여기서 h_j는 對稱成分을 갖도록 設計되어야 하며

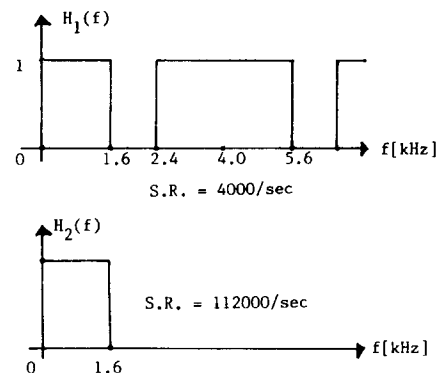


그림 6. 理想的인 周波數特性 (H₁(Z), H₂(Z))
Fig. 6. Ideal frequency response of H₁(z), H₂(z).

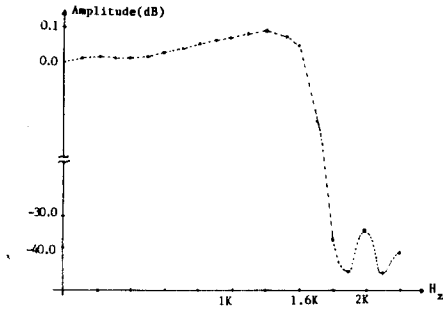


그림 7. 타원형 필터의 周波數特性
Fig. 7. Frequency response of elliptic-filter.

標準化率 $S.R. = 112\text{KHz}$, 通過帶域 $0 - 1.6\text{KHz}$, 차단 영역 $2\text{KHz} - 110\text{KHz}$ 가 되도록 hamming window에 依해서 設計한 結果 式(7)에서 $M=253$ 이 適當하고 周波數特性은 그림 8 과 같다.

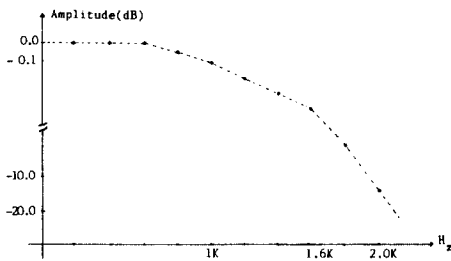


그림 8. FIR필터의 周波數特性
Fig. 8. Frequency response of FIR filter.

그리고 式(9)에서

$$h_j = h(253 - j) \quad \text{단 } (0 \leq j \leq 126) \quad (10)$$
 이 成立하므로 位相線形特性이 유지된다.

3. 혼성필의 設計 및 特性

式(7)이 나타내는 그림 5의 혼성필터를 式(8)과 式(9)를 利用하여 다시 表現하면

$$H(z) = \frac{\sum_{i=0}^4 c_i z^{-28i}}{\sum_{k=0}^4 d_k z^{-28k}} \sum_{j=0}^{253} h_j z^{-j} \quad (11)$$

이 되고 式(6)의 形態로 表現하면 다음과 같다.

$$H(z) = \frac{\sum_{i=0}^{364} b_i z^{-i}}{\sum_{k=0}^4 d_k z^{-28k}} \quad (12)$$

여기서 b_i 의 값은 式(10)의 原理를 適用하면

$$b_j = b_{364-j} \quad (13)$$

이 되고 周波數特性은 그림 9 와 같다.

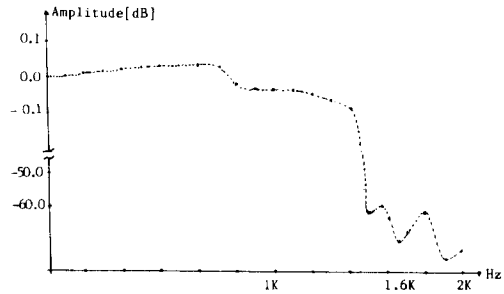


그림 9. 原試型 필터의 周波數特性
Fig. 9. Frequency response of proto-type filter.

IV. 變換時間의 短縮을 위한 多相回路의 具現方法 및 變換時間 算出

式(6)의 原試型필터 $H(z)$ 는 IIR 部分과 FIR 部分으로 分離하여 表現하면 다음과 같다.

$$H(z) = \sum_{k=0}^{27} z^{-k} H_{IIR}(z^{28}) H_{k|FIR}(z^{28}) \quad (14)$$

式(14)에서 IIR 部分은 式(12)와 比較하면

$$H_{IIR}(z^{28}) = 1 / \sum_{k=0}^4 d_k z^{-28k} \quad (15)$$

이고 式(4)와 式(15)에 依해서 多相回路를 그림10과 같이 表現할 수 있으며 14개의 IIR 필터가 必要하다.

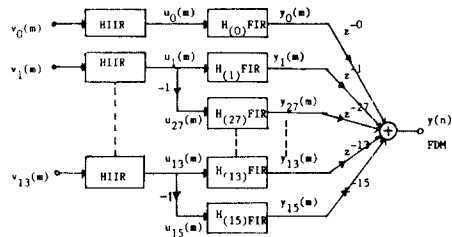


그림10. 多相回路의 實現方法
Fig. 10. Realization of polyphase network.

1. FIR 필터의 數를 감소시키는 方法

式(12)와 式(14)를 比較하여 보면

$$\sum_{k=0}^{27} z^{-k} H_{k|FIR}(z^{28}) = \sum_{i=0}^{364} b_i z^{-i} \quad (16)$$

이고

$$H_{0|FIR}(z^{28}) = b_0 + b_{28}z^{-28} + \dots + b_{196}z^{-196} + b_{364}z^{-364} \quad (17)$$

$$H_{1|FIR}(z^{28}) = b_1 + b_{29}z^{-28} + \dots + b_{197}z^{-168} + b_{337}z^{-337} \quad (18)$$

⋮

$$H_{27|FIR}(z^{28}) = b_{27} + b_{55}z^{-28} + \dots + b_{195}z^{-168} + b_{363}z^{-363}$$

한 式들이 成立하며 式(17)에 b_i 의 對稱性을 나타낸 式

(13)의 原理를 適用하면

$$H_{k|FIR}(z^{28}) = H_{28-k, FIR}(z^{28}) \quad (19)$$

단, $1 \leq k \leq 27$

이므로 그림10에서 $H_{(k)}^{FIR}$ 28個는 그림11과 같이 14個로서 實現될 수 있다.

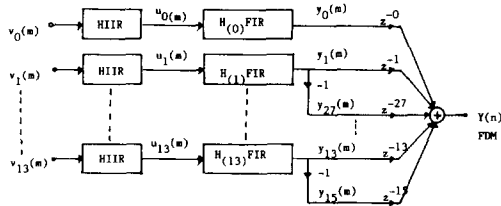


그림11. FIR 필터의 數를 감소시켜 表現한 그림10의 等價回路

Fig. 11. Equivalent circuit of Fig.10, which reduce the number of FIR filters.

2. 變換時間 算出

그림 1의 TDM/FDM 變換에 必要한 時間은 大部分 곱셈을 하는데 所要되므로 그림 1을 이루는 各 시스템의 곱셈回數를 구한다.

14點 FDCT에서는 1/8k sec마다 16회의 곱셈이 必要하므로 $16 \times 8000/12 = 0.10167 \times 10^6 M/S. Ch.$ 이다.

그리고 多相回路의 IIR 部分에서는 式(15)와 그림10을 利用하면 H_{IIR} 1個마다 4회의 곱셈이 必要하고 標本化率은 8KHz이므로 $4 \times 8,000 \times 14/12 = 0.0373 \times 10^6 M/S. Ch.$ 이 要求된다.

多相回路의 FIR 필터部分에서 必要한 곱셈回數는 그림11의 $y_0(m)$ 을 구하기 위하여 式(17)을 利用할 때 8회의 곱셈이 要求되고 $y_1(m) \dots y_{13}(m)$ 을 計算하는 境遇에 式(18)을 利用하게 되며 各各 7회의 곱셈이 要求된다. 따라서 $8 \times 8000/12 + 7 \times 13 \times 8000/12 = 0.06599 \times 10^6 M/S.Ch.$ 이며 그림 1의 TDM/FDM 變換全體에서는 0.11396 $\times 10^6 M/S. Ch.$ 이 必要하다. 또한 기존의 FIR필터만을 使用한 TDM/FDM 變換方法 가운데 곱셈回數가 最少인 Narashima^[11]의 結果(0.2 $\times 10^6 M/S. Ch.$)보다 約 45%, IIR필터를 利用한 方法 가운데 곱셈回數가 最少인 Liu^[12]의 結果(0.141 $\times 10^6 M/S. Ch.$)보다 約 25% 감소된 結果이다.

V. 檢波시스템 및 시뮬레이션

1. 檢波시스템

그림 1의 FDM 出力 $y(n)$ 을 利用하여 $x_1(m) \dots x_{12}(m)$ 을 얻는 過程은 그림 1의 逆過程으로 確認될 수 있으며 本 研究에서는 앞의 理論들의 타당성 檢證을 目的으로 하여 그림12와 같은 檢波시스템을 利用하였다.

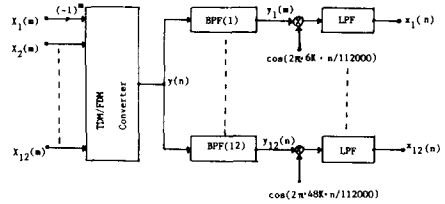


그림12. 檢波시스템
Fig. 12. Detection system.

2. 시뮬레이션

그림 1의 시스템에 對한 타당성을 確認하기 위해서 시뮬레이션한 처리과정은 그림13과 같다. 使用한 컴퓨터는 Cyber 170-720D이다.

3. 시뮬레이션 結果 및 檢討

本 研究에서 利用한 그림 1과 같은 시스템의 12個 入力信號에 對해서 各各 서로 다른 정현파와 信號을 加한 다음 그림12와 같은 檢波시스템에 連結하여 出力信號을 얻은 뒤에 各 채널의 入出力 信號을 比較하였다. 比較한 結果 特別한 의외 現象이 發生되지 않았으며 한 例로서 12채널 가운데 $x_q(t) = \sin(2\pi \cdot 1822t)$ 를 檢波한 境遇를 그림14에 나타내었다.

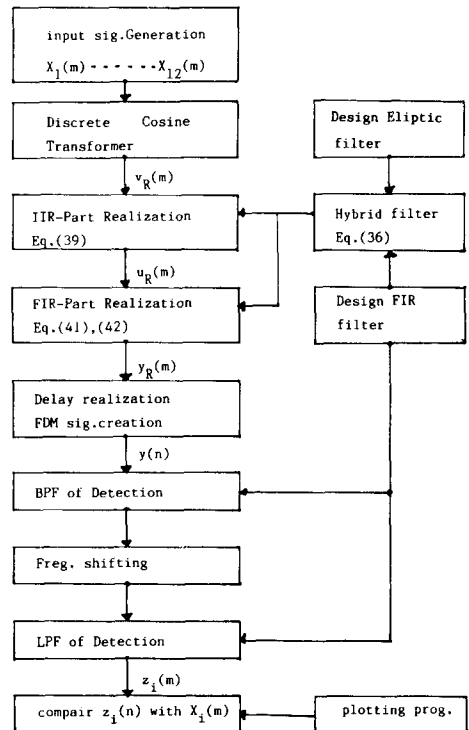


그림13. 시뮬레이션을 위한 처리 과정도
Fig. 13. Simulation process diagram.

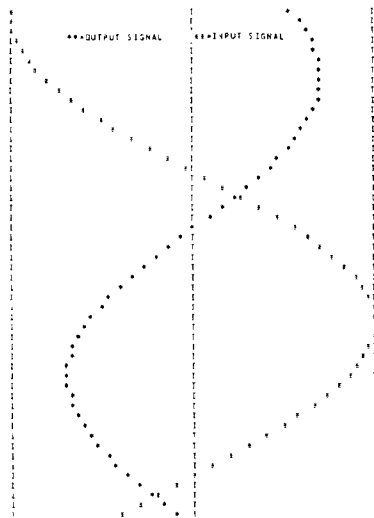


그림 14. 채널 9의 入出力波形
Fig. 14. Input and output waveform of channel 9.

VI. 結 論

TDM/FDM 變換時間의 大部分을 차지하는 곱셈回數를 줄이기 위해서 多相回路와 高速DCT를 利用하였다. 이러한 變換시스템에서는 變換時間을 最小로 하기 위하여 原試型 필터의 次數가 重要하며 本 研究에서는 혼싱 IIR/FIR 필터를 利用하여 通過영역과 차단영역에서 同時에 리플이 存在하도록하여 차단특성을 좋게 하였다. 多相回路에서 곱셈回數를 줄이기 위해서 分子의 次數가 分母의 次數보다 훨씬 크며 分子의 係數間에 對稱性이 成立하는 原試型 필터를 利用한 多相回路를 實現하였다.

또한 設計된 原試型 LPF를 各 채널에서 必要한 BPF로 變換하여 곱셈回數를 줄이는 알고리즘으로 0.11396×10^8 M/S. Ch. 로 實現가능함을 밝혔으며 기존의 結果보다 最小 25% 改善되었다.

參 考 文 獻

[1] S. Darlington, On digital single-sideband modulators, *IEEE Trans. Circuit Theory*, vol. CT-17, 409-414, Aug. 1970.
 [2] C. F. Curth, SSB/FDM utilizing TDM digital filters, *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-19, 63-71, Feb. 1971.
 [3] S. L. Freeny, R. B. Kieburz, 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, 702-711, Nov. 1971.
 [4] S.L. Freeny, R.B. Kieburz, 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, 1050-1059, Dec. 1971.
 [5] A. Peled, and S. Winograd, TDM-FDM conversion requiring reduced computation complexity, *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-26, 707-719, May 1978.
 [6] S.M. Yang, Reduction of computation in TDM-FDM transmultiplexer, *IEEE Trans. on comm.* vol. COM-29, No. 5, 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, 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, 162-168, Mar. 1975.
 [9] A.G. Constantinides, and I. Colyer, Digital phase-splitting network design for digital f. d.m. applicaiton, *Proc. IEE.* vol. 123, No 12, 1313-1315, Dec. 1976.
 [10] M. Tomlinson, and K.M. Wong, Techniques for the digital interfacing of TDM-FDM systems, *Proc. IEE*, vol.123, 1285-1292.
 [11] M.G. Bellanger and J.L. Daguët, TDM-FDM transmultiplexer: digital polyphase and FFT, *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-22, 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, 1506-1509, July 1982.
 [13] Rashid Ansari, and B. Liu, Transmultiplexer design using all-pass filters, *IEEE Trans. Comm.*, 30: no. 7, 1569-1574, July 1982.
 [14] Bellenger, M.G. On Computational complexity in digital transmultiplexer filters, *IEEE Trans. Comm.* 30, no. 30, 1461-1465, 1982.
 [15] A. Antoniou, digital filters: analysis and design, 113-128, *McGraw-Hill book comp.*, 1979. *