

論 文

多相回路와 高速DCT를 利用한 12채널의 TDM/FDM變換

正會員 朴 鍾 演*

The 12 Channel TDM/FDM Translator with Polyphase Network and Fast DCT

Jong Yeun PARK*, Regular Member

要 約 12 채널의 TDM/FDM變換時間을 단축하기 위하여 14點高速DCT와 多相回路를 사용하였다. 이러한 多相回路는 原試型필터를 各채널의 채널 필터로 變換하여 設計되었고 原試型필터에 대하여 分子의 次數는 168次로 對稱성을 갖도록 하였고 分母의 次數는 6次로 하여 CCITT規定을 만족하도록 하였다. 變換에 필요한 곱셈回數는 0.12267×10^6 multiplications/sec channel로써 기존의 결과보다 약 15%~40% 단축하였다. 또한 간단한 檢波시스템을 포함하여 PRIME750컴퓨터에 의한 시뮬레이션過程을 거쳐 理論의 타당성이 확인되었다.

ABSTRACT For the reduction of the 12-channel TDM/FDM translation time the 14-point fast DCT algorithm is used and the polyphase network which translates the prototype filter into the channel filters required in each channel is designed. For the prototype filter the degree of the numerator is 168 and the coefficients have symmetry values, the degree of the denominator is 6. Such a prototype filter is consistent with the CCITT requirements. In this case the required multiplication rate is CCITT requirements. In this case the required multiplication rate is 0.12267×10^6 multiplications/sec. channel and reduces to about 15-40% of the rate required in the existing systems. The proposed 12-channel TDM/FDM translation system is simulated using a demodulation system with a computer (PRIME 750) and the results show that the proposed conversion method is valid.

1. 序 論

多重通信方式은 時分割多重 (Time Division Multiplexing: TDM) 通信方式과 周波數分割多重 (Frequency Division Multiplexing: FDM) 通信方式으로 구분하며 TDM/FDM相互變換은 디지털多重通信方式과 애널로그多重通信方式의 相互變換이라는 관점에서 重要하다. 이에 대한 研究는 1970년에 Darlington⁽¹⁾에 의하여 理論이 提示되었고 1971年

에 Kurth⁽²⁾와 Freeny^{(3), (4)}에 의하여 확인되었다. 그 후 최근까지의 주된 研究는 變換시스템의 實時間處理를 위하여 變換時間을 단축시키는 열거됨을 찾는 것으로 그 主要内容은 다음과 같이 세 가지로 대별할 수 있다.

첫째로 Weaver의 SSB發生原理를 적용한 TDM/FDM變換에 대한 研究⁽⁵⁾⁻⁽⁷⁾는 전체 變換時間의 대부분을 차지하는 秒當, 채널當, 곱셈回數 (Multiplications/second, channel: M/S, ch.)를 최소 0.216×10^6 M/S, ch.⁽⁶⁾로 줄였다. 둘째로 Hartley의 SSB發生原理를 적용한 TDM/FDM變換에 대한 研究⁽⁸⁾⁻⁽⁹⁾에서는 곱셈回數가 최소 0.3205×10^6 M/S, ch.로 되었다. 셋째로 平衡變調器와 BPF (Band

* 江原大學校工科學電氣工學科
Dept. of Electrical Engineering, Kangwoun National University, Chuncheon, 200 Korea
論文番號: 84-23 (接受 1984. 11. 10)

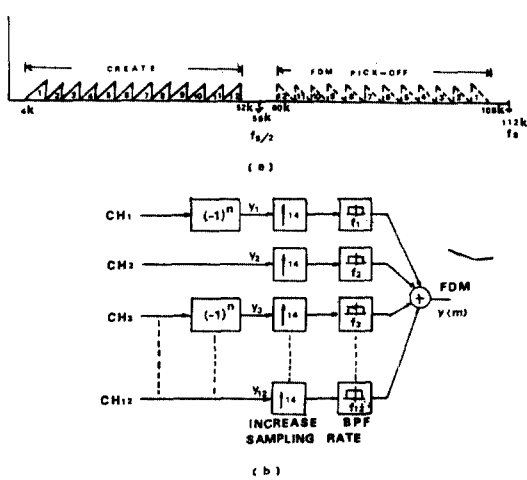


그림 1 BPF로 이루어지는 TDM/FDM變換
(a) 12채널 TDM/FDM變換器의 周波數分布

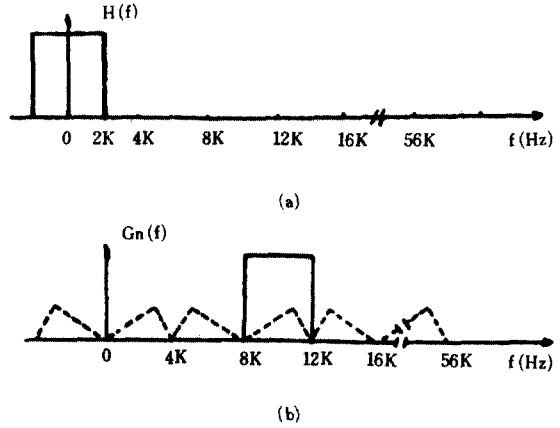


그림 2 原試型필터와 채널필터의 特性
(a) 理想的인 原試型필터의 特性
(b) 채널2의 信號를 抽出하는 채널필터의 特性

- (b) BPF로 이루어지는 TDM/FDM變換器의 構成圖
The TDM/FDM translator with BPF.
- (a) frequency scheme of 12-channel TDM/FDM translator
- (b) block diagram of TDM/FDM translator with BPF

- (a) characteristic of ideal proto-type filter
- (b) channel filter extracting the signal in channel 2

Pass Filter)에 의한 SSB發生原理를 적용한 TDM/FDM變換方法은 多相回路와 DFT(Discrete Fourier Transformer) 혹은 DCT(Discrete Cosine Transformer)로 이루어진다. Bellenger⁰⁰⁻⁰²는 디지털多相回路와 FFT(Fast Fourier Transformer)를 이용하였는데 多相回路를 구성하는 原試型필터를 analog의 타원형 LPF(Low Pass Filter)에서 雙線形變換을 통하여 얻었기 때문에 分子의 係數間에 對稱性이 성립하지 않으므로 곱셈回數가 증가하는 결함이 있다. 그 후 Narasimha^{03,04}는 FIR(Finite Impluse Response)필터를 이용한 多相回路와 FDCT(Fast DCT)에 의한 TDM/FDM變換을 提案하여 곱셈回數를 약 0.2×10^6 M/S.ch.로 줄였다. 또한 Liu⁰⁵는 多相回路의 具現에 APF(All Pass Filter)를 이용하여 곱셈回數를 약 0.141×10^6 M/S.ch.로 줄였다.

本研究에서는 곱셈回數의 단축을 위해서 多相回路와 FDCT를 이용한 새로운 TDM/FDM變換

용한 多相回路를 실현하였다. 또한 14點FDCT앨 거리덤을 이용함으로써 12채널의 TDM/FDM變換이 약 0.12267×10^6 M/S.ch.로 가능하도록 하였다.

여기서 提案한 시스템은 TDM/FDM變換의 可能與否를 확인하기 위해서 간단한 復調시스템을 포함하여 12채널의 TDM/FDM變換을 컴퓨터(PRIME 750)에 의하여 시뮬레이션하여 理論의 타당성을 확인하였다.

2. 變換原理

12채널 각각의 TDM信號는 8kHz의 標本化率을 갖는 信號이므로 8kHz마다 스펙트럼(spectrum)이 반복되며 出力의 FDM信號는 일반적으로 標本化率이 112kHz로 TDM信號의 標本化率을 14배 증가시켜서 얻는다. 그리고 그림 1(a)와 같이 60-108kHz의 그룹 밴드(group band)에 相當하는 FDM信號를 얻기 위해서 그림 1 (b)와 같은 시스템을 이용하여 4-52kHz의 FDM信號를 발생시키면 된다. 多相回路와 高速DCT를 이용하는 TDM/F

2 (b)는 채널 2의 理想的인 BPF特性을 나타내었다.

이러한 原試型필터 $H(z)$ 는 N 채널의 경우 $2N$ 개의 서로 다른 필터 $H_k(z^{2^N})$ (단, $k=1, 2, 3, \dots, 27$)와 遲延素子 Z^{-k} 에 의하여 다음과 같이 표시할 수 있다¹³.

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

또한 그림 2 (b)와 같은 채널 필터 $G_n(Z)$ 는 식 (1)의 $H(Z)$ 를 다음과 같이 $\pm \omega_n$ 만큼 對稱移動시켜서 얻는다.

$$G_n(Z) = H(Z \cdot e^{j\omega_n}) + H(Z \cdot e^{-j\omega_n}) \quad (2)$$

여기서

$$\omega_n = (2n+1)\pi/2N \quad (\text{단, } n=1, 2, \dots, 12) \quad (3)$$

이며 식(2)를 변형하면 다음과 같다.

$$G_n(Z) = \sum_{k=0}^{2^N-1} Z^{-k} 2 \cos(k\omega_n) H_k(-Z^{2^N}) \quad (4)$$

出力信號 $Y(Z)$ 와 入力信號 $X(Z)$ 를 식(4)에 의해 관련지우면

$$Y(Z) = \sum_{n=0}^{N-1} X_n(Z^N) G_n(Z) \quad (5)$$

이 된다. 여기서 $N=14$ 로 취하면 다음과 같다.

$$Y(Z) = \sum_{k=0}^{13} Z^{-k} H_k(-Z^{14}) V_k(Z^{14}) \quad (6)$$

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

$$V_k(m) = \sum_{n=0}^{13} 2 \cos(k\omega_n) X_n(m) : 0 \leq k \leq 27 \quad (7)$$

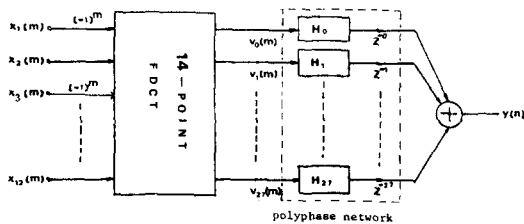


그림 3 多相回路와 FDCT로 이루어지는 TDM/FDM變換器의 構成
TDM/FDM translation with the polyphase network and fast DCT.

이 되고 식(5)와 (7)에 의하여 TDM/FDM變換을 나타낸 것은 그림 3과 같다. 이 그림에서 보면 FDM信號 $y(n)$ 을 얻는 과정에 FDCT와 多相回路가 필요하다. 홀수 채널의 入力信號 $x_i(m)$ (단, $i=1, 3, \dots, 11$)에 $(-1)^m$ 을 곱했는데 이는 $x_i(m)$ 을 직접 채널 필터로 통과시키면 $X_i(\omega)$ 의 信號를 얻게 된다. 따라서 周波數領域에서 $X_i(f) * (f-4000)$ 인 演算을 하여 $X_i(\omega)$ 信號를 傳送하기 위해서 $\cos(2\pi \cdot 4000t)$ 를 8kHz로 標本化한 $\cos(\pi m) = (-1)^m$ 을 곱한다.

그리고 식(7)과 그림 3에서 14點FDCT라고 볼 수 있는 원인은 入力信號를 $x_0(m) = x_{14}(m) = 0$ 인 保護帶域을 첨가하여 14개로 한다. 또한 $V_k(m)$ 은 28개의 出力信號이지만 다음의 식에 의하여 14개의 出力信號만을 얻으면 나머지 14개의 出力信號는 自動적으로 얻어지므로 14개의 入力信號와 出力信號만으로 실현될 수 있기 때문이다.

$$\left. \begin{aligned} V_0(m) &= \sum_{i=1}^{13} 2X_i(m), \quad V_{14}(m) = 0 \\ V_k(m) &= -V_{28-k}(m) : k=1, 2, \dots, 13 \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

이러한 식(8)에서 $x_i(m)$ 은 홀수 채널에 대하여서는 $(-1)^m$ 을 곱한 값으로 간주한다. 그리고 식(8)의 FDCT 앨저리듬과 設計方法은 다음과 같다.

3. 高速DCT 앨저리듬

高速DCT 앨저리듬은 FFT 앨저리듬을 이용한 研究結果²⁰⁻²³가 있으나 이러한 것들은 $N=2^k$ (단, k : 整數) 점에 관한 것이며 冪冪回數는 $N \cdot \log_2 N - N + 2$ 가 된다. 그러나 本研究에서 요구되는 14點FDCT에 대한 것은 주로 Narasimha²³에 의하여 開發된 $y_n = \sum_{q=0}^{13} u_q \cos\left(\frac{\pi(2n+1)q}{28}\right)$ (단,

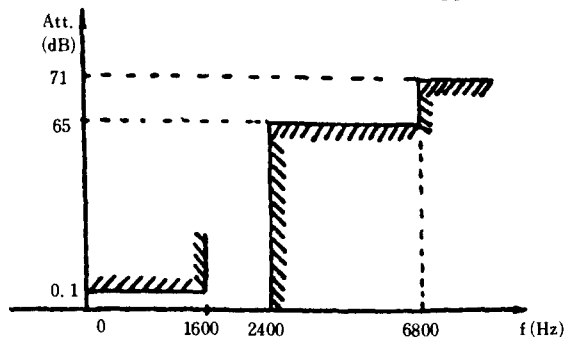


그림 4 原試型필터의 減衰特性
Attenuation of prototype filter.

$n=1, 2, \dots, 12$ 을 처리하는 FDCT알거리듬을 저꾸로 적용하였다. 예를 들어 式(7)에서 V_4, V_8 및 V_{12} 를 계산하기 위해서는 $C_k = \cos(\pi k/28)$ 으로 놓으면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} V_4 \\ V_8 \\ V_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{12} & C_{20} & \dots & C_{100} \\ C_{24} & C_{40} & \dots & C_{200} \\ C_{36} & C_{60} & \dots & C_{300} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{12} \end{bmatrix} \quad (9)$$

여기서 $a_i = x_i + x_{13-i}$ 라 놓고 三角函數의 恒等式을 이용하여 式(9)를 정리하면 다음 式과 같다.

$$\begin{bmatrix} V_4 \\ -V_8 \\ V_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{12} - C_8 & C_4 \\ C_4 & C_{12} - C_8 \\ -C_8 & C_4 & C_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 + a_5 \\ a_2 + a_4 \\ a_6 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} a_3 \\ a_3 \\ a_3 \end{bmatrix} \quad (10)$$

式(10)을 계산하는데는 4회의 곱셈을 하면 가능하다²⁴. 같은 방법으로 나머지 V_k 의 값도 얻을 수 있으며 式(7)을 계산하기 위한 전체의 곱셈회수는 18회이다.

4. 原試型필터의 設計

그림 2 (a)와 같은 原試型필터는 CCITT規定(G. 79)에 맞도록 하여야 한다. Bellenger²⁰는 이에 적합한 그림 4와 같은 필터特性을 提示하였으며 本研究에서는 이러한 原試型필터를 設計하였다.

이러한 原試型필터의 傳達函數는 式(1)과 같으며 12채널의 TDM/FDM變換에 이용하기 위해 式(1)에 $N=14$ 를 대입하여 다시 표현하면 다음과 같다.

$$H(Z) = \sum_{k=0}^{27} Z^{-k} H_k(Z^{28}) \quad (11)$$

式(11)과 같은 傳達函數를 갖는 필터는 分母가 Z^{28} 의 函數이고 分子는 Z 의 函數로 112kHz의 標本化率을 갖도록 設計되어야 하며 式(11)에서 28개의 $H_k(Z^{28})$ 을 구해야 한다. 이를 위해 式(11)을

$$H(Z) = \frac{N(Z)}{D(Z^{28})} = \frac{\sum_{i=0}^{27} a_i Z^{-i}}{\sum_{i=0}^{27} b_i Z^{-28i}} \quad (12)$$

로 놓고 그림 4의 조건을 만족하도록 a_i 와 b_i 를 찾아서 이로부터 $H_k(Z^{28})$ 을 구하면 된다. 이러한

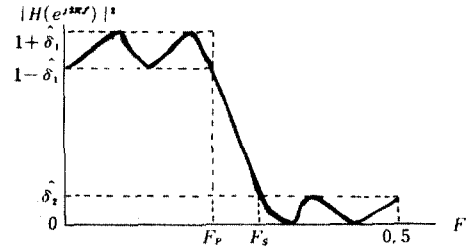


그림 5 原試型필터의 特性
The characteristics for the design of prototype filter in the pass band and stop band.

方式은 Bellenger²⁰에 의하여 처음으로 提案되었

으나 기존의 타원형 필터에서 $\frac{1}{Z - P_k} = \frac{Z^{N-1} + P_k}{Z^N - P_k^N}$

한 항등식을 이용하여 변형하였

기 때문에 式(12)에서 $a_i \neq a_{m-i}$ 이며 $a_i = a_{m-i}$ 인 경우보다 곱셈회수가 증가한다. 곱셈회수를 줄이기 위해 本研究에서는 分子의 次數가 分母의 次數보다 가능하면 크고 分子의 係數間에 대칭이 되도록 하였다. 이러한 필터의 設計를 위해 Parks²⁸의 設計알거리듬을 이용하였다. 式(12)에서 分母와 分子의 變形된 式은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} |N(e^{j2\pi F})| &= \left| a_{\frac{m}{2}} + \sum_{k=1}^{\frac{m}{2}-1} 2a_k \cos\left\{\left(\frac{m}{2} - k\right)2\pi F\right\} \right| \\ &= \left| C_0 + \sum_{k=1}^{\frac{m}{2}} C_k \cos\left\{\left(\frac{m}{2} - k\right)2\pi F\right\} \right| \quad (13) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} D(e^{j2\pi F}) &= D(e^{j2\pi F}) D(e^{-j2\pi F}) \\ &= d_0 + \sum_{k=1}^{\frac{m}{2}} d_k \cos(28k2\pi F) \quad (14) \end{aligned}$$

그림 5는 設計해야 할 필터의 개략적 特性이며 通過帶域에서 $n+1$ 개 및 遮斷領域에서 $\frac{m}{2}+1$

개의 極值를 갖도록 하여 式(13)과 (14)의 C_k 와 d_k 를 구하는 것이다. 그러나 이 방법의 短點은 分子의 次數가 어느 값 이상 커지면 라운드(round-off)오차때문에 발산한다. 本研究에서 이용한 컴퓨터(PRIME 750)에 의하면 式(13)에서 分子의 次數가 70이상에서는 設計가 불가능하였으며 이와 유사한 방법으로 Saramäki²⁹도 通過帶域과 遮斷領域에서 동시에 리플(ripple)이 존재하면서 分母, 分子의 次數가 서로 다른 경우에는 分母, 分子가 각각 30次를 넘지 않도록 하였다.

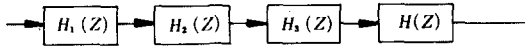


그림 6 $H_1(Z)$, $H_2(Z)$, $H_3(Z)$ 의 직렬連結
Coupling of serise connection with $H_1(Z)$, $H_2(Z)$ and $H_3(Z)$.

그리고 그림 4의 특성을 만족하는 필터의 次數는 遮斷周波數 F_s , 通過領域周波數 F_p , 遮斷領域의 리플 δ_2 의 값이 주어지고 式(12)의 $m+n=1$ 이면 l 값은 다음의 식에 의하여 계산할 수 있다¹⁰⁾.

$$\left. \begin{aligned} X_0 &= \frac{3 - \cos(2\pi F_s)}{1 + \cos(2\pi F_s)} \\ M_1 &= \frac{\cosh^{-1}(1/\delta_2)}{\cosh^{-1}(X_0)} \\ X_p &= \frac{X_0 + 1}{2} \cos(2\pi F_p) + \frac{X_0 - 1}{2} \\ M_2 &= \cosh^{-1}(1/\delta_2) / \cosh^{-1}(X_p) \end{aligned} \right\} (15)$$

$$\therefore l = M_1 + M_2$$

따라서 그림 5에서 $\delta_2 = 5.62 \times 10^{-4}$, $F_p = 1600$ 및 $F_s = 2400$ 을 式(15)에 대입하면 $M_1 = 61$, $M_2 = 82$ 가 된다. 여기서 式(12)의 分子의 次數를 28의 倍數가 되도록 하면 冪冪回數를 줄이는 것이 용이하므로 $m = 168$ 次로 하고 分母는 그림 4의 通過帶域特성을 만족하기 위해서는 6次로 함이 적당하였다. 그러나 分子의 次數가 70이상에서는 設計不可能하였으므로 그림 6과 같이 $H_1(Z)$, $H_2(Z)$, $H_3(Z)$ 를 獨立的으로 設計하여 $H(Z)$ 를 구하였다. $H_1(Z)$ 에 대하여 $m = 44$, $n = 2$, $F_p = 1.6$ kHz, $F_s = 2.5$ kHz 및 $\delta_1 = 0.02$ 로 하여 C_k 와 d_k 를 구하였다. 동일한 방법으로 $H_2(Z)$ 는 $m = 56$, $n = 2$, $F_p = 1.7$ kHz, $F_s = 2.4$ kHz 및 $\delta_1 = 0.02$ 로 하며 $H_3(Z)$ 는 $m = 68$, $n = 2$ 로 하여 $H_1(Z)$ 와 동일한 방법으로 式(13)과 式(14)의 C_k 를 구하였다. 그러므로 3개의 필터 $H_1(Z)$, $H_2(Z)$, $H_3(Z)$ 를 직렬한 것이 $H(Z)$ 라면 앞에서 언급한 조건을 만족한다. $H_1(Z) = N_1(Z)/D_1(Z)$, $H_2(Z) = N_2(Z)/D_2(Z)$, $H_3(Z) = N_3(Z)/D_3(Z)$ 로 표시하면 각각의 分子와 分母에 관하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} H(Z) &= N(Z)/D(Z) = N_1(Z) \cdot N_2(Z) \cdot N_3(Z) \\ &\quad / D_1(Z) \cdot D_2(Z) \cdot D_3(Z) \\ &= \sum_{k=0}^{168} a_k Z^{-k} / \sum_{k=0}^{22} b_k \cdot Z^{-22k} \end{aligned} \quad (16)$$

단, $N_1(e^{j2\pi F}) = C_{10} + \sum_{k=1}^{23} C_{1k} \cos[(22-k)2\pi F]$

(17)

표 1 式(17)~式(22)의 係數값
Coefficient values $E_k(17) \sim E_k(22)$.

C_{1k} ($k=1, \dots, 23$)	C_{2k} ($k=1, \dots, 45$)	C_{3k} ($k=1, \dots, 69$)	d_{1k} ($k=1, 2, 3$)
0.1814217912	0.6865312103	0.5841187738	99.935621
0.3591727933	0.5859354161	1.1665001676	92.463943
0.3599343646	0.5938886561	1.1611098362	5.495208
0.3519581678	0.5989309824	1.1528440701	
0.3456316561	0.6023588620	1.1405427035	
0.3313767145	0.6035139452	1.1264692148	
0.6727468883	0.6006929432	1.4538906587	
0.3861836314	0.5970664904	0.9817719199	
0.3772661220	0.5914660052	0.9784933875	
0.3667787703	0.5822080298	0.9688180213	
0.3527956532	0.5702427689	0.9557546630	
0.3527548100	0.5564403095	0.9411001968	
0.3295885619	0.5434484911	0.9205872868	
0.3197465737	0.5239387517	0.8971659747	
0.2996706636	0.5049441132	0.8720237900	
0.2864428777	0.4850413187	0.8427401209	
0.2670903777	0.4612437326	0.8120856101	
0.2524939486	0.4410768183	0.7772726661	
0.2264501262	0.4164465126	0.7421333355	
0.2097957998	0.3910087502	0.7061961707	
0.1927451223	0.3651325723	0.6660807265	
0.1744592558	0.3418702631	0.6230591229	
0.7844028184	0.3150855015	0.6409529828	
	0.2893923853	0.5625133408	
	0.2619806312	0.5195236580	
	0.2376209139	0.4816741744	
	0.2118670464	0.442275871	
	0.1878801181	0.4051555139	
	0.7788848040	0.3666383605	
		0.3319725878	
		0.2966970816	
		0.2638154693	
		0.2297032525	
		0.2013361403	
		0.6358592538	

$$N_2(e^{j2\pi F}) = C_{20} + \sum_{k=1}^{45} C_{2k} \cos[(28-k)2\pi F] \quad (18)$$

$$N_3(e^{j2\pi F}) = C_{30} + \sum_{k=1}^{69} C_{3k} \cos[(34-k)2\pi F] \quad (19)$$

$$D_1(e^{j2\pi F}) D_1(e^{-j2\pi F}) = \sum_{k=0}^2 d_{1k} \cos(28k \cdot 2\pi F) \quad (20)$$

$$D_2(e^{j2\pi F}) D_2(e^{-j2\pi F}) = \sum_{k=0}^2 d_{2k} \cos(28k \cdot 2\pi F) \quad (21)$$

$$D_3(e^{j2\pi F}) D_3(e^{-j2\pi F}) = \sum_{k=0}^2 d_{3k} \cos(28k \cdot 2\pi F) \quad (22)$$

이러한 式(17)~式(22)에서 係數의 값을 구하면 表 1과 같다. 그런데 式(16)의 a_k 는 式(17)~式(19)의 C_{1k} , C_{2k} , C_{3k} 에 의하여 容易하게 구할 수 있지만 b_k 는 式(20)~(22)의 d_{1k} , d_{2k} 및 d_{3k} 에 의하여 구한 傳達函數의 極點가운데 單位圓內에 存在하는 極點을 구하기 위해서 式(12)의 分母에 $N=2$ 를 代入하면

$$D_k(Z^{22}) = \sum_{k=0}^2 b_{1k} Z^{-22k} \quad (23)$$

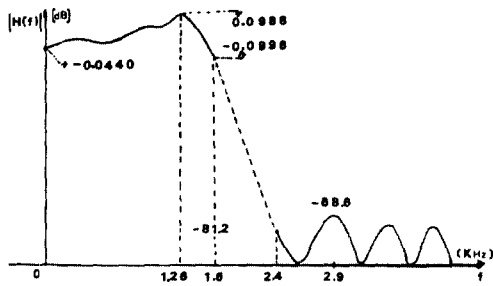


그림 7 原試型필터의 周波數特性
Frequency characteristic of the prototype filter.

이고 이로부터 다음 두 式을 얻는다.

$$D_k(Z^{28}) D_k(Z^{-28}) = \sum_{i=-2}^2 d_{ik} Z^{-28i}, \quad d_{-ik} = d_{ik} \quad (24)$$

$$\begin{aligned} [D_k(Z^{28}) D_k(Z^{-28})]_{Z^{-j2\pi F}} &= d_{k0} \\ &+ \sum_{i=1}^2 2d_{ki} \cos(28k \cdot 2\pi F) \end{aligned} \quad (25)$$

표 1의 d_{1k} , d_{2k} 및 d_{3k} 에 대하여 式(22)의 方程式을 풀어서 單位圓內의 極點을 구한 다음 式(9)의 b_{ik} 를 구한다. 이 값으로 a_k 와 b_k 를 구하면 표 2와 같다. 이 값을 이용하여 周波數特性을 구한 결과 그림 7과 같고 이것은 그림 4의 CCITT 規定(G.79)을 만족한다.

5. 變換時間의 短縮을 위한 多相回路의 具現 方法

式(11)의 原試型필터 $H(Z)$ 는 IIR필터部分과 FIR필터部分으로 분리하여 각각 $H_{IIR}(Z^{-28})$ 과 $H_{FIR}(Z^{-28})$ 으로 표현하면 다음과 같다.

$$H(Z) = \sum_{k=0}^{27} Z^{-k} H_{IIR}(Z^{-28}) H_{FIR}(Z^{-28}) \quad (26)$$

式(26)에서 IIR部分은 k 의 函數가 아닌 原因은 $H(Z)$ 의 分母는 Z^{-28} 의 函數로 設計되었기 때문이며 式(22)의 分母로 다음과 같다.

$$H_{IIR}(Z^{-28}) = 1 / \sum_{i=0}^6 b_i Z^{-28i} \quad (27)$$

式(8)과 (26)을 이용하여 그림 3의 多相回路를 다시 표현하면 그림 8과 같으며 式(5)와 (26)을 비교하면 표 2의 b_k 는 $(-1)^k b_k$ 를 사용하여야 되며 $H_{kFIR}(-Z^{-28})$ 의 임펄스 응답가운데 짝수 번째 係數의 부호를 바꾸어서 사용해야 한다. 例로서 $H_{0FIR}(-Z^{-28})$ 은 다음과 같다.

$$H_{0FIR}(-Z^{-28}) = a_0 - a_{28} Z^{-28} + a_{56} Z^{-56} - a_{84}$$

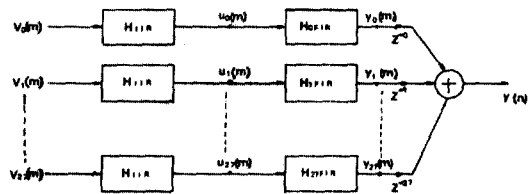


그림 8 多相回路의 IIR部分과 FIR部分
IIR and FIR part of polyphase network.

$$\cdot Z^{-64} + \dots + a_{168} Z^{-168} \quad (28)$$

여기서 그림 8의 $V_0(m) \sim V_{27}(m)$ 은 式(8)에서 $V_0(m) \sim V_{13}(m)$ 을 알면 나머지 $V_{15}(m) \sim V_{27}(m)$ 은 부호만 변화시키면 된다. 또한 그림 8의 H_{IIR} 은 28개가 동일한 필터이므로 그림 9와 같이 표현된다. 그림 8과 그림 9에서 H_{IIR} 과 H_{FIR} 은 각각 $H_{IIR}(-Z^{28})$ 및 $H_{kFIR}(-Z^{28})$ 을 나타내었다. 式(16)의 a_k 는 파워 대칭이므로 $a_k = a_{168-k}$ (단, $k=0, 1, 2, \dots, 84$)의 조건을 만족하며 그림 10에서 H_{kFIR} 과 $H_{(28-k)FIR}$ 의 演算過程은 a_k 의 對稱性을 활용하면 곱셈回數를 약 1/2로 감소시킬 수 있다. $y_1(m)$ 과 $y_{27}(m)$ 에서 행하여지는 演算過程은 그림 10과 같고 여기서 점선부분만을 기억시켜 두었다가 한

표 2 式(16)의 係數값
Coefficient values in $E_2(16)$.

$a_k (k=1, \dots, 34)$	$a_k (k=35, \dots, 68)$	$a_k (k=69, \dots, 85)$
0.0000787818	0.0105531681	0.0559898168
0.0000614706	0.0114323702	0.0571091473
0.0000850398	0.0123532508	0.0582508370
0.0001146756	0.0133198816	0.0593309700
0.0001503818	0.0143297035	0.0604296103
0.0001947619	0.0153855551	0.0613122955
0.0002466211	0.0165274218	0.0621936768
0.0003088642	0.0176288933	0.0630021393
0.0003809486	0.0188118815	0.0637324154
0.0004659594	0.0200348049	0.0643841326
0.0005633350	0.0213842019	0.0649345666
0.0006770584	0.0226247273	0.0654353052
0.0008093156	0.0239640474	0.0658313036
0.0009505941	0.0253371969	0.0661417097
0.0011153095	0.0267404839	0.0663626194
0.0013001880	0.0281723887	0.0664931834
0.0015347649	0.0296125859	0.0666745454
0.0017450042	0.0310989730	
0.0020008320	0.0325916111	
0.0022824099	0.0340999439	
0.0025915247	0.0356178060	
0.0029286952	0.0371412188	
0.0032778527	0.0387943983	
0.0036842623	0.0402365550	
0.0041115507	0.0417701155	
0.0045710625	0.0432953015	
0.0050639464	0.0448068455	
0.0055896742	0.0463030115	
0.0062561547	0.0477648377	
0.0068236915	0.0492229685	
0.0074844137	0.0506381392	
0.0081871524	0.0520190299	
0.0089319311	0.0533587560	
0.0097222961	0.0546567440	
		$b_k (k=1, \dots, 7)$
		1.0000000000
		1.8271481991
		1.2052631378
		0.3361874819
		0.0336199328
		0.0003662769
		-0.0000493926

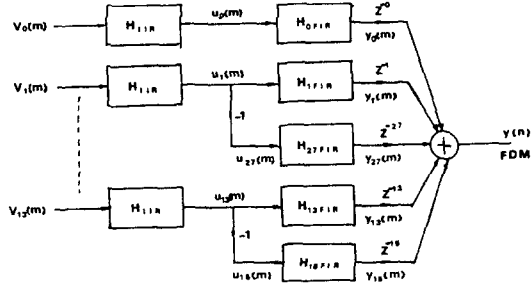


그림 9 多相回路(그림8)의 等價回路
Equivalent system of the polyphase network.

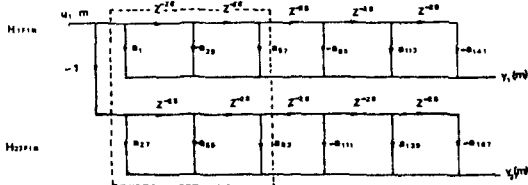


그림10 곱셈회수를 줄이기 위한 필터의 構造
FIR filter structure for the reduction of multiplication rate.

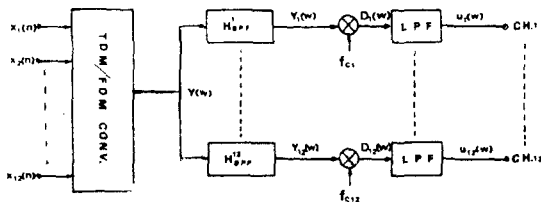


그림11 컴퓨터 시뮬레이션을 위한 復調시스템
Simulation system with demodulation system.

번 더 이용하는 것이다.

6. 提案된 시스템의 變換時間 및 檢討

그림 3의 시스템을 이용한 12채널의 TDM/FDM變換에 필요한 곱셈회수는 다음과 같다. (i) 14點高速DCT에서 요구되는 곱셈회수는 8kHz마다 18회의 곱셈이 필요하다. 따라서 $18 \times 8000 = 0.12 \times 10^6$ M/S. ch. 이다. (ii) 多相回路的 IIR필터에서 필요한 곱셈회수는 그림 9와 式(27)을 참조하면 $6 \times 8000 \times 14/12 = 0.056 \times 10^6$ M/S. ch. 이 된다. (iii) 多相回路的 FIR필터에서 필요한 곱셈회수는 그림 9의 $y_0(m)$ 을 구하는데 8kHz마다 4회이며 $y_0(m) \sim y_{27}(m)$ 을 구하는데 $13 \times 6 = 78$ 회이므로 $(4 + 78) \times 8000/12 = 0.05467 \times 10^6$ M/S. ch. 이다. 따라서 變換過程 전체에서 0.12267×10^6 M/S. ch. 이 필요하다.

표 3 곱셈회數 및 必要한 素子數에 對한 기존의 研究結果와의 比較

Comparison of the multiplication rate and devices in the existed system and the proposed system.

reference (year)	devices and filter structure	multiplication rate($\times 10^6$ M/s.ch.)
Bellenger ¹⁰⁾ (1974)	32P-FFT	0.6464
Bonnert ¹²⁾ (1978)	IIR LPE	0.170667
Narasimha ¹³⁾ (1979)	14P-FDCT	0.2000
Liu ¹⁵⁾ (1982)	FIR LPE	0.1410
Fig.3 in this paper	14P-FDCT IIR LPE	0.12267

本研究에서 提案된 그림 3의 TDM/FDM變換方法을 이와 유사한 기존의 研究結果와 比較하면 표 3과 같으며 기존의 방법보다 變換時間의 대부분을 차지하는 곱셈회數가 약 15%~45% 줄어 들었다. 그러나 이러한 방법은 채널 수가 12 채널이 아닌 경우 그에 알맞는 FDCT앨거리덤이 개발되어야 하는 短點이 있다. 특히 本研究에서 사용한 原試型필터의 設計方法을 발전시켜 필터의 次數를 줄일 수 있다면 곱셈회數는 더욱 줄어들어 效率의이다.

7. 復調過程 및 컴퓨터 시뮬레이션

復調過程은 本研究에서 提案된 TDM/FDM變換原理의 妥當性을 확인하는데 目的이 있으며 그림 11과 같은 復調시스템을 이용하여 그림 3의 시스템을 시뮬레이션하였다. 그림 11의 시스템은 TDM出力信號에 연결되는 D/A變換器, 애널로그 BPF 및 標本器(sampler)는 생략하여 나타낸 것이다.

시뮬레이션方法은 12채널의 TDM/FDM變換시스템의 TDM入力信號로서 300~3400Hz의 正弦波 혹은 正弦波의 合信號를 加하여 FDM出力信號를 얻는다. 여기서 그림 3의 시스템에 대한 入力信號의 標本化率은 8kHz이며 FDM出力信號의 標本化率은 112kHz로 하였다. 그림 11의 復調過程에서 필요한 BPF와 LPF는 Hamming窓에 의하여 257次의 FIR필터를 사용하였다. 시뮬레이션結果는 채널 12의 入力信號로서 930Hz의 基本波와 3高調波의 正弦波를 3:1의 크기로 合成한信號의 復調出力信號와 入力信號를 56kHz의 標本化率으로 표시한 것이 그림 12이다.

8. 結 論

TDM/FDM變換過程의 곱셈회數의 단축을 위하여 多相回路와 FDCT를 이용한 TDM/FDM變換

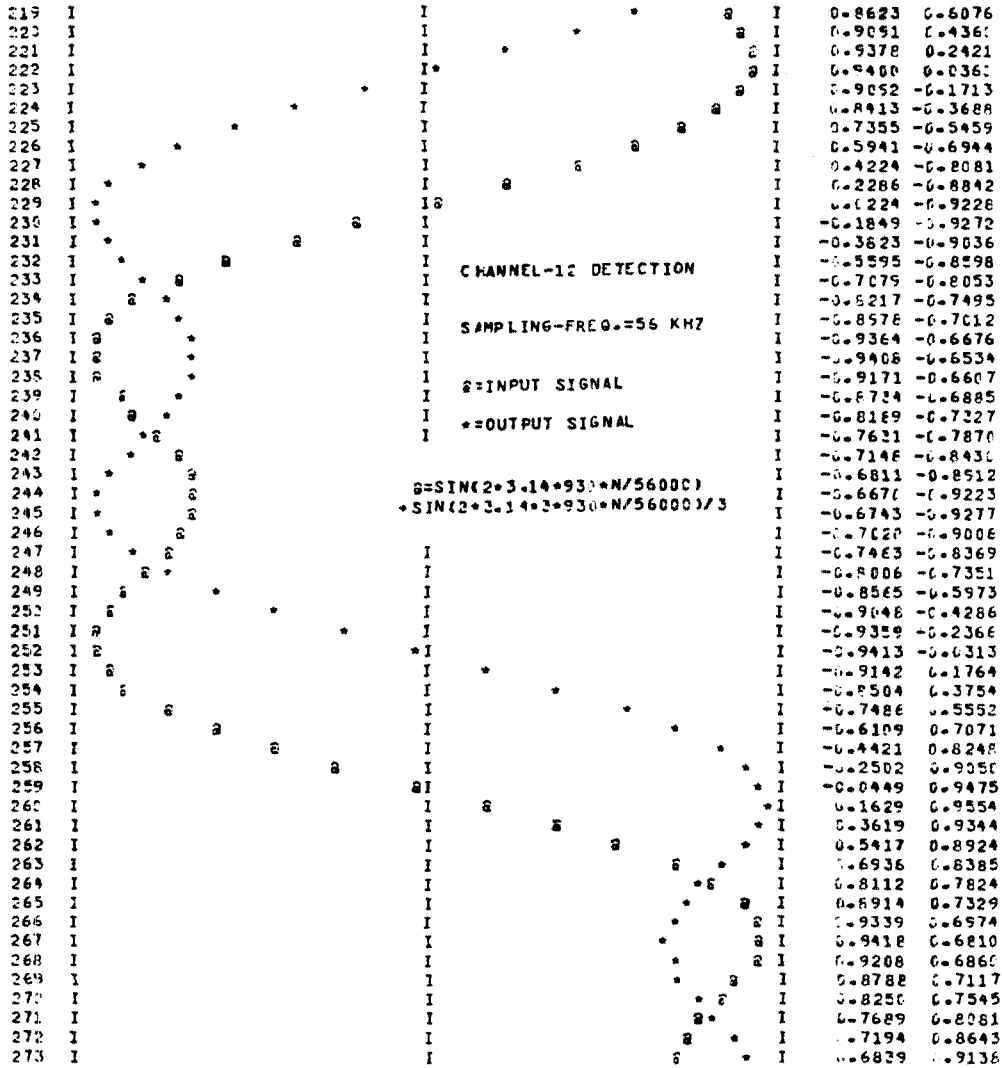


그림12 提案된 시스템의 시뮬레이션 結果
Simulation results of proposed TDM/FDM translation system.

方法이 提案되었다. 이러한 變換시스템에서는 變換時間을 최소로 하기 위하여 原試型필터의 設計가 重要하며 本研究에서는 通過領域과 遮斷領域에서 리플이 동시에 존재하도록 하여 遮斷特性을 좋도록 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 성립하는 原試型필터를 利用한 多相回路를 실현하였다. 이 와 같은 방법에 의하여 設計된 原試型필터를 各 채널에서 필요한 BPF로 變換하여 곱셈回數를 줄

이는 앨거리덤과 14點FDCT앨거리덤을 적용한 제안된 시스템에서 필요한 곱셈回數는 0.12267×10^6 M/S. ch.로 既存의 結果보다 약 15%~40% 단축하였다.

여기서 提案된 시스템의 復調過程은 TDM/FDM變換의 可能與否를 확인하기 위하여 간단한 復調시스템을 포함하여 12채널의 TDM/FDM變換을 컴퓨터(PRIME 750)에 의하여 시뮬레이션하여 理論의 타당성을 확인하였다.

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) S. L. Freeny, "TDM/FDM translation as an application of digital signal processing," IEEE Commun. Mag., 5-15, Jan. 1980.
- (8) M. Tomlinson and K. M. Wong, "Techniques for the digital interfacing of TDM-FDM systems," Proc. IEE, vol. 123, 1285-1292, Dec. 1976.
- (9) M. G. Bellanger and G. Bonneret, "Premultiplication scheme for digital FIR filters with applications to multirate filtering," IEEE Trans. on Acou., Speech, and Sig. Proc., vol. ASSP-26, no. 1, 50-55, Feb. 1978.
- (10) M. G. Bellanger and J. L. Daguat, "TDM-FDM transmultiplexer: digital polyphase and FET," IEEE Trans. Commun., vol. COM-22, 1199-1205, Sept. 1974.
- (11) M. G. Bellanger, G. Bonnerot and M. Coudreuse, "Digital filtering by polyphase network: application to sample-rate alternation and filter banks," IEEE Trans. Acou., Speech, Sig. Proc. vol. ASSP-24, 109-114, Apr. 1976.
- (12) G. Bonnerot, M. Coudreuse and M. G. Bellanger, "Digital processing techniques in the 60 channel transmultiplexer," IEEE Trans. Commun., vol. COM-26, 698-706, May 1978.
- (13) M. J. Narasimha and A. M. Peterson, "Design of a 24-channel transmultiplexer," IEEE Trans. on Acou., Speech, and Sig. Proc., vol. ASSP-27, no. 6, 752-762, Dec. 1979.
- (14) 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.
- (15) Rashid Ansari and B. Liu, "Transmultiplexer design using all-pass filters," IEEE Trans. on Commun., vol. COM-30, no. 7, 1569-1574, July 1982.
- (16) H. G. Martinez and T. W. Parks, "A class of infinite-duration response digital filters of sampling rate reduction," IEEE Trans. Acou, Speech, Sig. Proc., vol. ASSP-27, 154-162, Apr. 1979.
- (17) A. Fettweis, "A simple design of maximally flat delay digital filters," IEEE Trans. on Audio and Electroac., vol. Au-20, no. 2, 112-114, June 1972.
- (18) H. G. Martinez and T. W. Parks, "Design of recursive digital filters with optimum magnitude and attenuation poles on the unit circle," IEEE Trans. on Acou., Speech, and Sig. Proc., vol. ASSP-26, no. 2, 150-156, Apr. 1978.
- (19) T. Saramäki, "Design of optimum recursive digital filters with zeros on the unit circle," IEEE Trans. on Acou., Speech, and Sig. Proc., vol. ASSP-31, no. 2, 450-458, Apr. 1983.
- (20) N. Ahmed, T. Natarajan and K. R. Rao, "Discrete cosine transform," IEEE Trans. Comput., vol. C-25, 90-93, Jan. 1974.
- (21) W. Chen, C. H. Smith and S. C. Fralick, "A fast computational algorithm for the discrete cosine transform," IEEE Trans. Commun., vol. COM-25, 1004-1009, Sept. 1977.
- (22) M. J. Narasimha and A. M. Peterson, "On the computation of the discrete cosine transform," IEEE Trans. Commun., vol. COM-26, 934-936, June 1978.
- (23) M. G. Bellanger, "On computational complexity in digital transmultiplexer filters, IEEE Trans. on Commun., vol. COM-30, no. 7, 1461-1465, July 1982.
- (24) 朴鍾演, "TDM/FDM變換시스템의單純化 및變換時間의短縮," 工學博士學位論文, 慶北大學校, 1984. 1.



朴 鍾 演 (Chong Yeun PARK)
 1951年 2月23日生
 1969年 3月~1973年 2月: 高麗大學校電
 子工學科(工
 學士)
 1978年 3月~1980年 2月: 慶北大學校大
 學院電子工學
 科(工學碩士)
 1980年 3月~1984年 2月: 慶北大學校大
 學院電子工學科(工學博士)

1974年 4月~1977年 2月: 韓國科學技術研究所電子工學部
 1977年 3月~1984年 8月: 蔚山工科大學電氣및電子工學科
 1984年 9月~現在: 江原大學校電氣工學科