

論 文

PV 디지털 필터를 이용한
TDM/FDM 변환장치

正會員 金 泰 樹* 正會員 金 明 起**

A Study on the TDM/FDM
Transmultiplexer using
PV Digital Filter

Tae Soo KIM*, Myung Ki KIM** *Regular Members*

要 約 TDM 및 FDM 간의 직접적인 변환을 위하여는, K 채널의 경우, 최소한 2K 개의 디지털 필터가 필요하며, 단위 시간, 단위 채널당 요구되는 승산수도 극히 많다. 본 논문에서는 PV 디지털 필터의 특성들을 TDM/FDM 변환 장치에 적용함으로써, 변환장치를 단 한 개의 필터만을 사용하여 구성할 수 있고, 또한 요구되는 승산수도 대폭 줄일 수 있는 방법을 제시하였다.

ABSTRACT This paper describes a method to perform the conversion between two widely used multiplexing techniques in telephony, TDM and FDM. This method is based on the digitized Weaver modulator for single side-band modulation, and makes use of a PV digital filter which has commutativity with sinusoidal modulators and periodicity of coefficients. Thus we greatly reduce the complexity and multiplication rate of the system.

I. 序 論

근래 반도체 산업의 발달과 더불어 FDM (Frequency Division Multiplex)에 의한 아날로그 다중전송장치는 점차 TDM (Time Division Multi-

plex)에 의한 디지털 다중전송장치로 대체되어 가고 있으며, 전 세계적으로 막대한 양의 TDM 및 FDM 시설이 공존하게 됨에 따라 두 방식간의 신호변환문제가 당면 과제로서 대두되고 있다. 현재, 이러한 변환은 신호를 한 형식에서 기본대역으로 디멀티플렉싱(demultiplexing)하고, 이를 다시 다른 형식으로 리멀티플렉싱(remultiplexing)함으로써 만족스럽게 이루어 지고는 있지만, DSP (Digital Signal Processing) 기술의 응용 분야로서 근래 두 방식간의 직접적인 변환문제가 많은 관심의 대상이 되고 있다. 그림 1에 12-채널 TDM/FDM 변환장치의 블록다이아그램

*釜山東明專門大學 電子科
Dept. of Electronic Engineering, Dong-Myung Junior College, Busan, 608 Korea.

**東亞大學校 工科學科 電子工學科
Dept. of Electronic Engineering, Dong-A University, Busan, 600-02 Korea.

論文番號 : 87-20(接受 1986. 7. 14)

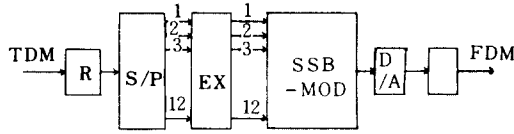


그림 1 12-채널 TDM/FDM 변환장치의 블록다이아그램
Block diagram of a 12-channel transmultiplexer.

을 예시했다.

그림 2-(a)와 같은 형태의 12-채널 TDM 신호가 R(Receiver)에 가해지며, 여기서 신호레벨 조정등이 행해진다. S/P (Serial-Parallel converter)에서 직렬적인 TDM 신호가 게이팅 오퍼레이션 (gating operation)에 의해서 그림 2-(b)와 같은 형태의 병렬적인 신호로 변환되며, EX(EXpander)에서 선형적으로 부호화된 표본으로 변환된다. 다음 SSB-MOD (Single Side-Band Modulator)에서 디지털 형태의 FDM 신호가 만들어지며, D/A (Digital-Analog converter) 및 AF (Analog Filter)를 거쳐 그림 2-(c)와 같은 형태의 12-채널 FDM 신호가 만들어진다. 이 때 필터링에 필요한 과도대역으로서 2개의 공 채널을 둔다.

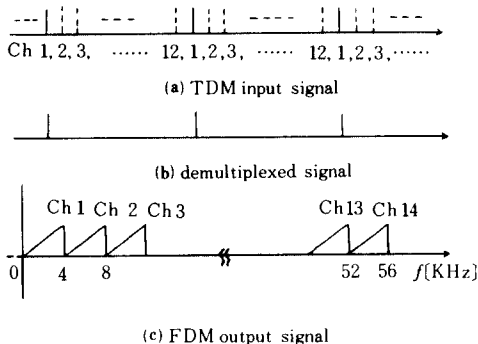


그림 2 시스템 각부의 신호
Signals at various points of the system.

TDM 신호는 각 채널들로 쉽게 분리 될 수 있으므로 결국 TDM/FDM 변환장치의 기능은 그의 기본대역 신호들로부터 디지털 단축파대 FDM 신호를 만들어 내는 것으로 압축이 될 수 있으며, 협의적으로 이 부분(SSB-MOD)만을 가

리켜 TDM/FDM 변환장치라 부르고 있다. FDM/TDM 변환은 TDM/FDM 변환의 전위 (transposition)로서 생각할 수 있으며 일반적으로 후자에 대해서만 관심을 두고 있다. 이 분야에 대해서는 1970년 S. Darlington⁽¹⁾ 때 부터 관심을 가지기 시작하여 지금까지 많은 알고리즘들이 제시되어 왔다^{(2)~(5)}. 그러나, 이러한 알고리즘들은 K 채널의 TDM/FDM 변환을 위하여 최소한 2K개 또는 그 이상의 디지털 필터를 필요로 하고 있으며 단위시간, 단위채널 당 요구되는 승산수도 극히 많았다⁽⁶⁾. 그 후 S. Singh 에 의해서 필요한 필터의 수를 반으로 줄일 수 있는 알고리즘이 제안되었으나⁽⁷⁾ 반면에 요구되는 승산수는 오히려 증가하였다.

본 논문에서는 시스템의 단순화 및 요구되는 승산수의 경감에 중점을 두어, 우선 디지털 Weaver 단축파대변조방법⁽⁸⁾에 의해서 TDM/FDM 변환장치를 구성하였으며, 여기서 사용되는 direct form 인터플레이팅 필터를 그 계수의 주기성⁽⁹⁾을 이용하여 Periodically Varying (PV) 디지털 필터^{(4), (9)}로 대체함으로써 각 필터에 사용되는 승산기의 수 및 단위시간, 단위채널당 요구되는 승산의 수를 대폭 줄이고, 또한 PV 디지털 필터의 “정현파 변조기 (sinusoidal modulator)와의 교환성 (commutativity)”⁽⁹⁾ 및 “선형성 (linearity)”을 이용하여 전 시스템에 사용되는 필터의 수 및 단위시간, 단위채널당 요구되는 승산의 수를 보다 줄일 수 있는 방법을 제시하였다.

이상의 알고리즘을 CCITT 기준에 맞추어 S. Darlington⁽¹⁾, A. Peled⁽⁵⁾, S. Singh⁽⁷⁾, S. L. Freeny⁽³⁾ 및 M. Tomlinson^(4b)이 제안한 대표적인 알고리즘들과 비교하고, 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 새로운 형태의 TDM/FDM 변환장치에 대한 타당성을 확인하였다.

II. 디지털 Weaver 단축파대 변조

TDM/FDM 변환의 관건은 디지털 단축파대 변조이며 일반적으로 단축파대 변조방법에는 여러 가지가 있으나 다중통신시스템에서는 그중 Weaver의 방법⁽⁸⁾을 이용한 접근법이 가장 유용한 것

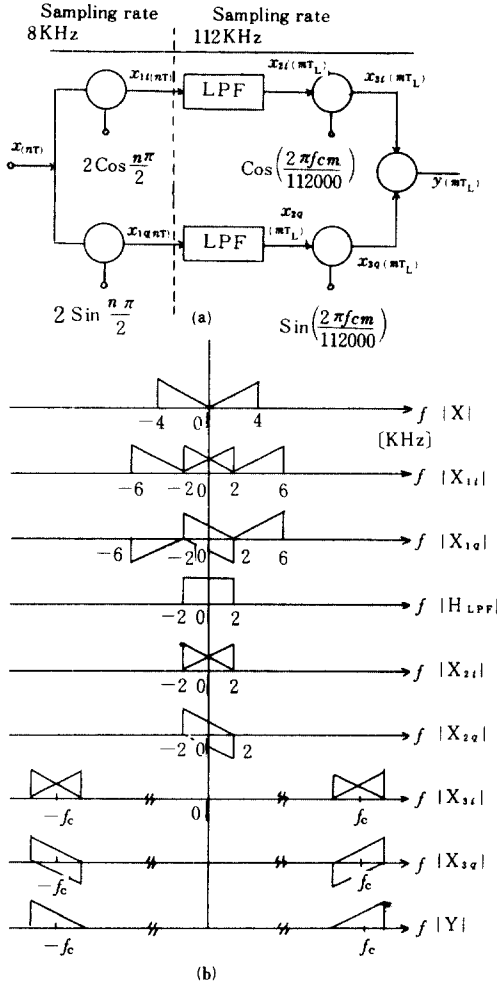


그림 3 디지털 Weaver SSB 변조
 (a) 블록다이어그램
 (b) 각 신호의 스펙트럼
 Digital Weaver SSB modulation.
 (a) Block diagram
 (b) Spectra of each signal

으로 알려져 있다⁽⁶⁾. 그림 3-(a)는 Weaver 가 제안한 아날로그 단측파대 변조방법을 디지털 형태로 수정한 것이다.

편의상 입력신호를

$$x(nT) = \sum_{i=1}^I E_i \cos\left(\frac{nf_i \pi}{4000} + \phi_i\right) \quad (1)$$

와 같이 8 [KHz]의 윗으로 표본화(Sampling)된 0 ~ 4 [KHz]내의 I개의 정현파의 합으로 표시

하자. 첫번째 변조기에서 입력신호를 대역중심 주파수인 2 [KHz]의 주파수를 가지며 8 [KHz]의 윗으로 표본화된 보조반송파 $\cos \frac{n\pi}{2}$ 및 $\sin \frac{n\pi}{2}$ 로써 변조하면 출력은 각각 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} x_{1i}(nT) &= Ax(nT) \cos \frac{n\pi}{2} \\ &= \frac{A}{2} \sum_{i=1}^I E_i \left[\cos \left\{ \frac{(f_i + 2000)n\pi}{4000} + \phi_i \right\} \right. \\ &\quad \left. + \cos \left\{ \frac{(f_i - 2000)n\pi}{4000} + \phi_i \right\} \right] \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} x_{1q}(nT) &= Ax(nT) \sin \frac{n\pi}{2} \\ &= \frac{A}{2} \sum_{i=1}^I E_i \left[\sin \left\{ \frac{(f_i + 2000)n\pi}{4000} + \phi_i \right\} \right. \\ &\quad \left. - \sin \left\{ \frac{(f_i - 2000)n\pi}{4000} + \phi_i \right\} \right] \end{aligned} \quad (3)$$

(단, A는 진폭정수)

이것을 대역중심주파수인 2 [KHz]의 차단주파수를 가지며 8 [KHz]의 표본화율에서 동작되는 저역필터(LPF)로써 필터링하면 그 출력은 다음과 같이 된다.

$$x_{2i}(nT) = \frac{A}{2} \sum_{i=1}^I E_i \cos \left\{ \frac{(f_i - 2000)n\pi}{4000} + \phi_i \right\} \quad (4)$$

$$x_{2q}(nT) = \frac{A}{2} \sum_{i=1}^I E_i \sin \left\{ \frac{(f_i - 2000)n\pi}{4000} + \phi_i \right\} \quad (5)$$

이러한 두 저주파 신호들을 두번째 변조기에서 주파수 f_c 인 주반송파로써 변조한다. 이때 12채널 TDM/FDM 변환장치의 경우를 예를 들면 2채널의 보호대역을 포함, FDM 출력신호의 대역폭은 56 [KHz]가 되며 따라서 출력신호의 표본화 주파수는 112 [KHz]가 되어야 한다. 즉, 112 [KHz]의 윗으로 표본화된 주반송파 $\cos \frac{mf_c \pi}{56000}$

및 $\sin \frac{mf_c \pi}{56000}$ 로써 변조하면 그 출력신호는 각각

$$x_{3i}(mT_L) = \frac{A}{4} \sum_{i=1}^1 E_i \left[\cos \left\{ \frac{(f_c + f_i - 2000)m\pi}{56000} + \phi_i \right\} + \cos \left\{ \frac{(f_c - f_i + 2000)m\pi}{56000} - \phi_i \right\} \right] \quad (6)$$

$$y(mT_L) = \frac{A}{2} \sum_{i=1}^1 E_i \cos \left\{ \frac{(f_c + f_i - 2000)m\pi}{56000} + \phi_i \right\} \quad (8)$$

$$x_{3q}(mT_L) = \frac{A}{4} \sum_{i=1}^1 E_i \left[\cos \left\{ \frac{(f_c + f_i - 2000)m\pi}{56000} + \phi_i \right\} - \cos \left\{ \frac{(f_c - f_i + 2000)m\pi}{56000} - \phi_i \right\} \right] \quad (7)$$

가 되며 양 신호를 더하면 요구되는 상측파대 신호가 구해진다.

그림 3-(b)에 각부의 스펙트럼을 도시하였다. 여기서 식 (6) 및 (7)에서는 LPF의 출력신호가 112[KHz]의 율로 표본화 되어 있다고 가정하였다. 그러나 지금 LPF의 실제 출력 표본화주파수는 8[KHz]이며 이로써는 정상적인 변조가 이루어 질 수 없다. 그림 3-(a)와 같은 형태의 모든 채널들을 112[KHz]의 표본화율에서 처리한다는 것은 극히 비효율적인 일이기 때문에 여기

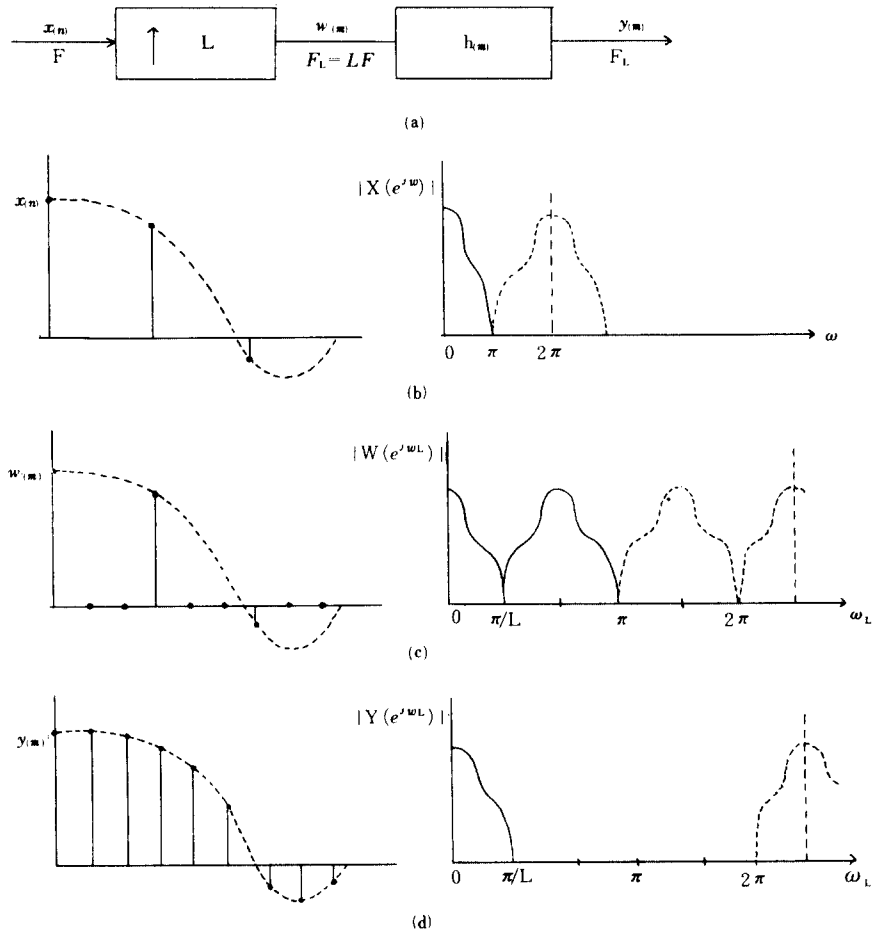


그림 4 표본화율 3배증가시의 블록다이어그램, 파형 및 스펙트럼도
Block diagram and typical waveforms and Spectra for Sampling rate increase by a factor of 3.

서 표본화율변환(Sampling rate conversion) 과정이 필요하게 된다.

Ⅲ. 디지털신호 인터플레이션⁽¹⁰⁾

주어진 시퀀스(Sequence) $x(nT)$ 를 취해서 표본화율이 L 배 되는 새로운 시퀀스 $y(mT_L)$ 을 만들어 내는 과정을 인터플레이션(interpolation) 이라 하며 그림 4는 표본화율을 3배 증가시키는 과정을 예시한 것이다. 앞으로는 편의상 nT 를 n 으로, mT_L 을 m 으로 약기하기로 한다.

입력신호 $x(n)$ 의 각 표본사이에 $L-1$ 개의 값이 "0"인 표본들을 채워 넣으면 그 신호는

$$w_{(m)} = \begin{cases} x(m/L) & m = 0, \pm L, \pm 2L, \dots \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (9)$$

이 된다. 이것은 단지 표본화율만을 증가시킨 표본화율 확장(sampling rate expansion)에 해당된다. $w_{(m)}$ 의 Z -변환은

$$W_{(z)} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} w_{(m)} Z^{-m} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} x_{(m)} Z^{-mL} = X_{(z^L)} \quad (10)$$

단위원 $Z=e^{j\omega_L}$ 상에서 $W_{(z)}$ 를 구하면

$$W(e^{j\omega_L}) = X(e^{j\omega_L}) = X(e^{j\omega}) \quad (11)$$

(단, $\omega_L = 2\pi fT_L$, $\omega = 2\pi fT$, $T_L = \frac{T}{L}$)

이것은 입력신호 $x_{(n)}$ 의 스펙트럼으로써 표현된 신호 $w_{(m)}$ 의 F -변환이다. 그림 4-(c)에 예시되었듯이 $w_{(m)}$ 의 스펙트럼은 $-\pi/L \sim \pi/L$ 의 기본대역주파수뿐만 아니라 원 표본화주파수의 우수배 주파수 $\pm 2\pi/L, \pm 4\pi/L, \dots$ 에 중심을 둔 고조파 성분들 까지도 포함한다. 필요한 기본대역 신호만을 추출해 내기 위해서는 신호 $w_{(m)}$ 을 다음과 같은 이상특성에 접근하는 저역 필터로써 필터링할 필요가 있다.

$$H(e^{j\omega_L}) = \begin{cases} L & |\omega_L| \leq 2\pi fT_L = \frac{\pi}{L} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (12)$$

$H(e^{j\omega_L})$ 의 단위 임펄스응답을 $h(m)$ 이라 하면 $y(m)$ 은

$$\begin{aligned} y_{(m)} &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(m-k) x(k/L) \\ &= \sum_{r=-\infty}^{\infty} h(m-rL) x_{(r)} \end{aligned} \quad (13)$$

여기서 $r = \lfloor \frac{m}{L} \rfloor - n$ 으로 변수를 변경하고 $m - \lfloor \frac{m}{L} \rfloor L = m \ominus L$ 의 관계를 대입하면

$$\begin{aligned} y_{(m)} &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(m - \lfloor \frac{m}{L} \rfloor L + nL) x(\lfloor \frac{m}{L} \rfloor - n) \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(nL + m \ominus L) x(\lfloor \frac{m}{L} \rfloor - n) \end{aligned} \quad (14)$$

여기서 $\lfloor u \rfloor$ 는 u 와 같거나 u 보다 작은 최대의 정수(integer)를 나타내며 $i \ominus L$ 은 L 로써 modulo 된 i 의 값을 나타낸다. 식 (14)로부터 $h(m)$ 은 x 에 대하여 주기 L 로써 주기적으로 적용이 된다는 것을 알 수 있다. $h_{(m)}$ 이 유한차수(N 차)일 경우, 이상의 관계는 그림 5 와 같은 N 차 direct form 인터플레이팅 필터로써 쉽게 실현될 수 있다⁽¹⁰⁾. 여기서 $\uparrow L$ 은 표본화율의 L 배 확장, 즉 $x(n)$ 의 각 표본들 사이에 $L-1$ 개의 값이 "0"인 표본들을 삽입한다는 것을 의미하며, Z_L^{-1} 은 T_L 만큼의 지연을 뜻한다.

그러나 이 경우, K 채널의 TDM/FDM 변환을 위해서 $2K$ 개의 필터가 필요하며 또한 필터는 높은 표본화율에서 동작되므로 단위시간, 단위채

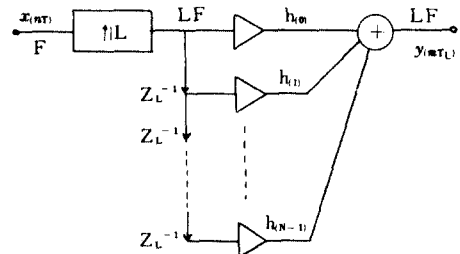


그림 5 직접 구성된 인터플레이팅 필터
Direct form interpolating filter.

널당 요구되는 승산수도 극히 많았다⁽⁶⁾. 지금까지 여기에서 요구되는 승산수를 줄이기 위한 많은 알고리즘들이 제안되어 왔으나 필요한 필터의 수는 오히려 증가되는 경향이 있었다. 다음에 특수한 형태의 필터를 사용하여 변환장치를 극히 단순화하고 요구되는 승산수도 대폭 줄일 수 있는 방법을 생각해 보기로 한다.

IV. PV 디지털 필터를 이용한 변환장치의 단순화

1. PV 디지털 필터

그림 6-(a)와 같이 direct form 구조의 디지털 인터플레이팅 필터는 필터계수의 주기성에 의

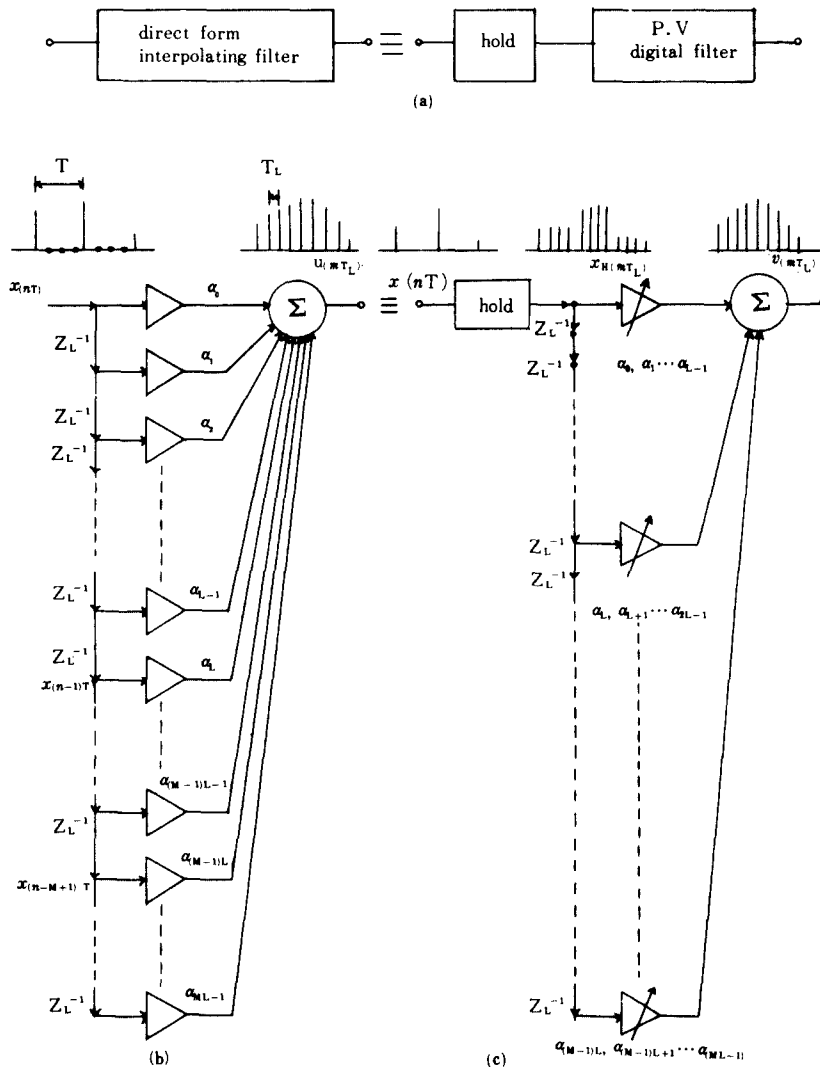


그림 6 디지털 인터플레이팅 필터의 hold 및 P.V.F.로의 변환
The Conversion of a digital interpolating filter to a hold and a P.V.F

해 hold 회로와 종속적으로 접속된 PV디지틀 필터로 대체될 수 있다⁽⁴⁾.

편의상 N 을 L 의 정수배($N=ML$: M 은 정수)라 하고 필터의 임펄스응답을 다음과 같다고 두자.

$$h(m) = \begin{cases} 0 & m < 0 \\ a_m & 0 \leq m \leq N-1 \\ 0 & m > N-1 \end{cases} \quad (15)$$

그림 6-(b)에서 알 수 있는 바와 같이 인터폴레이션필터의 경우, 매 L 개의 입력 표본중 오직 1개만이 "0"이 아니며, 필터의 한 출력표본당 요구되는 승산수는 사실상 N 이 아니라 N/L 이 된다. 따라서 N 개의 승산기 대신에 그림 6-(c)와 같이 지연주기 T_L 을 가지는 L 개의 지연기로서 분리된 N/L 개의 승산기를 사용하고, 그 대신 각 승산기의 계수를 주기 L 로써 주기적으로 바꾸어 준다면 결국 그림 6-(b)의 출력과 동일한 출력을 얻을 수 있음을 알 수 있다. 그림 6-(b), (c) 위에 $L=4$ 인 경우에 대한 각 지점의 시간영역에서의 신호를 예시했다. 여기서 "hold"는 표본화 주파수 $\frac{1}{T}$ 의 입력 $x(n)$ 의 각 표본들 사이에 $L-1$ 개의 동일한 표본들을 삽입한다는 것을 의미한다. 이상의 증가관계를 다음과 같이 간단하게 나타낼 수 있다. 즉, 그림 6-(b)의 필터의 출력 $u(m)$ 은

$$u(m) = \sum_{r=0}^{N-1} h(r) x_L(m-r) \quad (16)$$

가 되며 여기서 $m=nL+m \oplus L$ ($n=0, 1, 2, \dots$)이라 하고 $m \neq nL$ 에 대해 $x_L(m) = 0$ 임을 상기하면 위 식은

$$u(m) = \sum_{\nu=0}^{M-1} h(\nu L+m \oplus L) x\left(\left\lfloor \frac{m}{L} \right\rfloor - \nu\right) \quad (17)$$

와 같이 쓸 수 있다. x 의 한 주기내의 필터의 출력은

$$u(k) = \sum_{\nu=0}^{M-1} a_{\nu L+k} x(n-\nu) \quad (18)$$

(단, $k=0, 1, 2, \dots, L-1$)

가 된다. 한편 그림 6-(c)의 경우, hold 회로의 출력은

$$x_H(m) = x_H(nL+m \oplus L) = x\left(\left\lfloor \frac{m}{L} \right\rfloor\right) \quad (19)$$

가 되며 따라서 PV 필터의 출력 $u(m)$ 은

$$u(m) = \sum_{\nu=0}^{M-1} h(\nu L+m \oplus L) x\left(\left\lfloor \frac{m}{L} \right\rfloor - \nu\right) \quad (20)$$

또한 x 의 한 주기내의 필터의 출력은

$$u(k) = \sum_{\nu=0}^{M-1} a_{\nu L+k} x(n-\nu) \quad (21)$$

(단, $k=0, 1, 2, \dots, L-1$)

가 된다. 식 (18) 및 (21)로부터 그림 6-(b) 및 (c)가 동가임을 알 수 있다.

이와 같이 필터의 구조를 변경하는 목적은 그 자체로서도 명백한 이점이 있지만, 그 보다도 이러한 구조의 필터는 특별한 조건하에서 정현파 변조기와의 교환(commutation)이 가능하며, 또한 TDM/FDM 변환장치내의 각 지로의 모든 필터는 전혀 동일한 것이고, 최종적으로 모든 지로들의 신호가 서로 더해지기 때문에 필터의 선형성에 의해 병렬적으로 배열된 $2K$ 개(K 는 채널 수)의 필터를 단 하나로 묶을 수 있다는데 있다.

2. 정현파 변조기와의 교환성⁽⁹⁾

그림 7-(a)와 같이 뒤에 정현파 변조기를 갖는 PV 디지틀 필터의 경우를 생각해 본다.

우선 반송파주파수 f_c 가 기본대역 표본화주파수 $\frac{1}{T}$ 의 정수배라 가정하면

$$\cos(2\pi f_c m T_L) = \cos(2\pi i m / L) \quad (22)$$

와 같이 표본화된 반송파를 생각할 수 있다. 여기서 i 는 정수이다. 식 (16), (20) 및 (22)로부터 출력 $y(m)$ 은

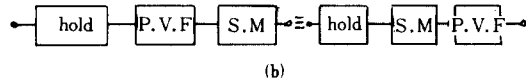
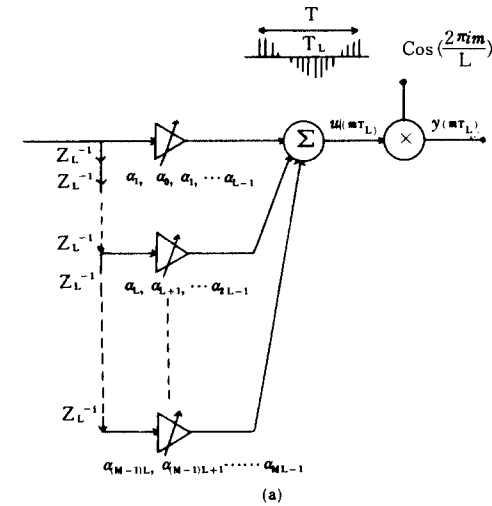


그림 7 정현파 변조기와 접속된 P. V 필터
A P. V filter followed by a sinusoidal modulator.

$$y_{(m)} = \cos(2\pi im/L) \sum_{\nu=0}^{M-1} \alpha_{\nu L+k} x_H(m-\nu L) \quad (23)$$

가 된다. 이제 PV 필터와 변조기의 순서가 교환된 배열을 생각하자. $\cos(2\pi im/L)$ 이 먼저 신호 $x_{H(m)}$ 에 곱해지므로 출력은

$$y'_{(m)} = \sum_{\nu=0}^{M-1} \alpha_{\nu L+k} x_H(m-\nu L) \cdot \cos\left[\frac{2\pi i(m-\nu L)}{L}\right] \quad (24)$$

여기서 $\cos[2\pi i(m-\nu L)/L] = \cos(2\pi im/L)$ 이므로 식 (24)는

$$y'_{(m)} = \sum_{\nu=0}^{M-1} \alpha_{\nu L+k} x_H(m-\nu L) \cdot \cos(2\pi im/L) \quad (25)$$

식 (23) 및 (25)로부터 그림 7-(b)와 같이 PV 필터와 정현파 변조기의 교환이 가능함을 알 수 있다. 만일 반송파 주파수 f_c 가 $\frac{1}{T}$ 의 정수배가 아니라면 교환성은 일반적으로 성립되지 않는다.

그러나 $f_c = \left(\frac{1}{T}\right) i + \frac{1}{2T}$ 인 특수한 경우를 한번 생각해 보자. 이 경우 변조기의 출력은

$$y_{(m)} = \cos\left[\frac{(2i+1)m\pi}{L}\right] \sum_{\nu=0}^{M-1} \alpha_{\nu L+k} \cdot x_H(m-\nu L) \quad (26)$$

이 되며 필터와 변조기의 순서가 교환될 경우 출력은

$$y'_{(m)} = \sum_{\nu=0}^{M-1} \alpha_{\nu L+k} x_H(m-\nu L) [\cos\{(2i+1)m\pi/L\} \cdot \cos\{(2i+1)\nu\pi\} + \sin\{(2i+1)m\pi/L\} \cdot \sin\{(2i+1)\nu\pi\}] \quad (27)$$

여기서

$$\sin\{(2i+1)m\pi/L\} \cdot \sin\{(2i+1)\nu\pi\} = 0$$

$$\cos\{(2i+1)\nu\pi\} = \begin{cases} 1 & \nu \text{가 짝수일 경우} \\ -1 & \nu \text{가 홀수일 경우} \end{cases}$$

가 되므로

$$y'_{(m)} = \sum_{\nu=0}^{M-1} (-1)^\nu \alpha_{\nu L+k} x_H(m-\nu L) \cdot \cos\{(2i+1)m\pi/L\} \quad (28)$$

가 된다. 식 (26)과 (28)을 비교하여 보면 필터의 홀수번째 계수의 부호를 바꾸어 준다면 역시 교환성이 성립됨을 알 수 있다.

3. TDM/FDM 변환장치에의 응용

12채널 TDM/FDM 변환장치를 direct form 인터플레이팅 필터(DIF)를 사용, Weaver의 방법에 의해 구성하면 그림 8과 같이 된다. 여기서 DIF는 물론 인터플레이션 기능뿐만 아니라 저역필터(LPF) 기능까지 겸하고 있다. 4[KHz]로 대역제한(band limited)된 기본대역신호 $x_{(m)}$ 으로부터 임의의 반송파 주파수 f_c 에 중심을 둔 단측파대 변조신호를 만들어 내는 과정에 대해서는 II장에서 상술했으며 여기서 각 채널의 반

송과 주파수 f_{ci} 를 각각 $4i$ [KHz](단, i 는 채널 number)로 택하면 요구되는 FDM 신호를 구할 수가 있다. 그림 8 내의 24개의 필터는 모두 동일한 것으로서 8 [KHz]로 표본화된 입력을 취하며 2 [KHz]의 차단주파수를 갖고 112 [KHz]로 표본화된 출력을 낸다.

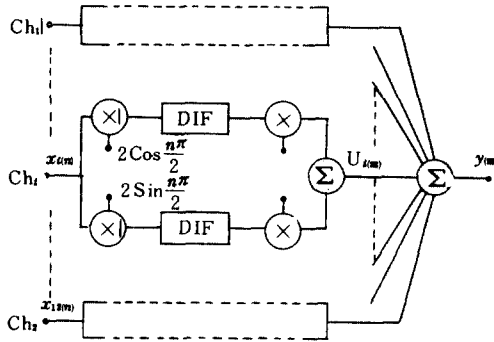


그림 8 12-채널 TDM/FDM 변환장치
A 12 channel TDM/FDM Transmultiplexer.

우선 임의의 i 번째 채널을 생각하자. 전술한 바와 같이 direct form 인터플레이팅 필터는 그림 9-(a)와 같이 hold 회로 및 PV 디지털 필터로 대체될 수 있으며, 따라서 각 필터의 구조가 $\frac{1}{L}$ 로 간이화되었으며, 요구되는 승산의 수도 $\frac{1}{L}$ 로 대폭 줄어 들었다. 또한 PV 필터와 정현파 변조기와의 교환성을 이용하면 그림 9-(b)와 같은 구조로 된다. 그러나 앞서 언급했듯이 이러한 교환이 항상 가능한 것은 아니다. FDM의 각 채널은 4[KHz]의 대역폭을 점유하며 4[KHz]의 간격을 두고 배치되어 있다. 따라서 짝수 채널의 경우에는 $f_c = \frac{i}{T}$ (i 는 정수)의 조건이 만족되므로 그대로 교환성이 성립되지만 홀수 채널의 경우에는 $f_c = \frac{i}{T} + \frac{1}{2T}$ 의 조건에 해당되므로 홀수번째 계수의 부호를 바꾸어 처리하지 않으면 안된다. 각 채널내에 있는 필터들은 모두 동일하고 이 출력들은 결국 서로 더해지기 때문에 필터의 선형성에 의해 그림 8은 그림 9-(c)와 같이 수정될 수 있다. 즉 전 시스템에서 요구되는 24개의 필

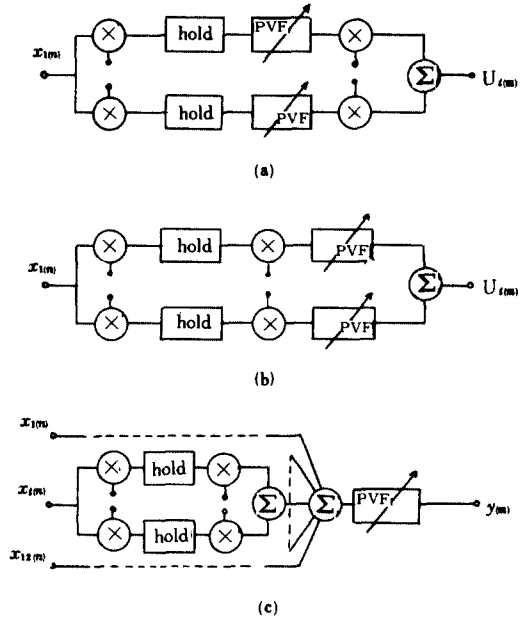


그림 9 TDM/FDM 변환장치의 단순화
Simplification of the TDM/FDM transmultiplexer.

터를 단 한 개의 PV 필터로 대체할 수가 있다.

단위시간, 단위채널당 요구되는 승산의 수는 사용된 필터의 차수에 비례하며 또한 필터의 차수는 표본화율 및 CCITT에서 규정한 주파수 영역에서의 특성에 따라 결정된다. 표본화율 f_s , 과도대역 Δf , 통과대역 및 차단영역 리플(ripple)이 각각 δ_1 및 δ_2 라 하면 필요한 필터의 차수는 다음과 같은 M. G. Bellanger의 공식⁽²⁾에 의해 얻어질 수 있다.

$$N_{FIR} \approx \frac{2}{3} \log \left[\frac{1}{10 \cdot \delta_1 \cdot \delta_2} \right] \cdot f_s / \Delta f \quad (29)$$

그림 9-(c)의 경우, $f_s = 112$ [KHz], $\Delta f = 900$ [Hz], $\delta_1 = 0.01$ 및 $\delta_2 = 5 \times 10^{-4}$ 이 되어야 하므로

$$N_{FIR} \approx \frac{2}{3} \log [10 \times 0.01 \times 5 \times 10^{-4}] \times 112000 / 900 \approx 356 \quad (30)$$

이 된다. 편의상 14의 정수배가 되도록 364 차로 택하면 필요한 승산의 수는 $\frac{364}{14} \times 112 \times 10^3 / 12 \approx 0.243 \times 10^6 [M/S \cdot ch]$ 가 된다. 첫번째 변조기에서는 승산이 필요치 않고 두번째 변조기에서는 $24 \times \log_2 24 \times 4000 / 12 \approx 0.036 \times 10^6 [M/S \cdot ch]$ 가 되므로 전 시스템에서는 $0.279 \times 10^6 [M/S \cdot ch]$ 가 된다.

이상을 지금까지 제안된 대표적인 알고리즘들과 비교하면 표 1 과 같다.

표 1 변환장치 알고리즘의 비교
Comparison of transmultiplexer algorithms.

제안	구분	사용필터수 (K 채널)	단위시간, 단위채널당 승산수
S. Darlington(1)		LPF : 4 K	$2.253 \times 10^6 [M/S \cdot ch]$
L. Freeny (3)		LPF : 4 K	$1.328 \times 10^6 [M/S \cdot ch]$
M. Tomlinson(4)		PVF : 1 DHT : K	$0.321 \times 10^6 [M/S \cdot ch]$
A. Peled (5)		LPF : 2 K	$0.216 \times 10^6 [M/S \cdot ch]$ $0.457 \times 10^6 [A/S \cdot ch]$
S. Singh (7)		LPF : 2 K	? (大)
본 연구		PVF : 1	$0.279 \times 10^6 [M/S \cdot ch]$

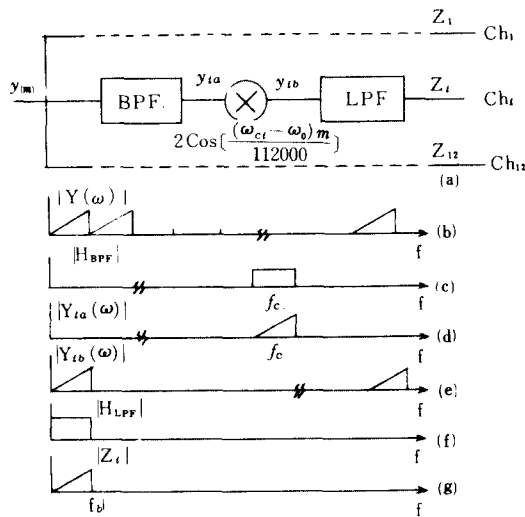


그림 10 복조시스템 및 시스템 각부의 스펙트럼
Demodulating system and spectra at various points of the system

V. 컴퓨터 시뮬레이션

그림 9-(c)의 TDM/FDM 변환장치에 대한 시뮬레이션을 행하기 위해서는 그림 10과 같은 복조과성이 필요하다. 그림 9-(c)의 입력 측에 각각 8[KHz]로써 표본화된 300~3400[Hz]의 정현파를 가하고 그의 출력신호 $y_{(m)}$ 을 그림 10의 입력 측에 가한다. 실제로는 편의상 채널 3 및 8에 대해서만 시뮬레이션을 행하였으며 시뮬레이션 결과 300~3,400[Hz] 범위내의 모든 주파수성분에 대해서 입력과 동일한 파형의 출력을 얻을 수 있었으며 그림 11은 채널 3에 550[Hz], 채널 8에 2,900[Hz]의 정현파 신호를 가한 경우를 예시한 것이다. 필터는 M. G. Bellanger의 근사식에 의해 364 차로 택하였으며 Weighted chebychev 근사에 의한 "Remez exchange algorithm"을 이용하여 설계하였다.

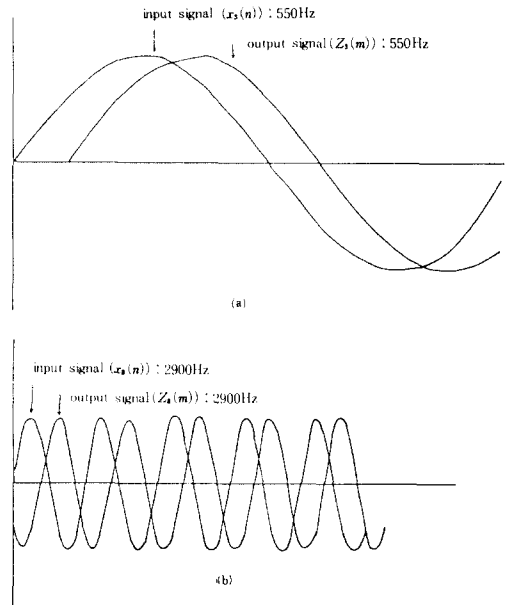


그림 11 시뮬레이션 결과
(a) 채널 3 (b) 채널 8
Simulation results.
(a)for channel 3 (b)for channel 8.

VI. 結 論

S. Darlington 이 제안한 전형적인 TDM/FDM 변환장치에서 direct form 인터플레이팅 필터를 그 계수의 주기성을 이용, PV 디지틀 필터로 대치함으로써 각 필터에 사용되는 승산기의 수 및 단위시간, 단위채널당 요구되는 승산의 수를 $\frac{1}{L}$ (L은 인터플레이팅 율)로 대폭 줄일 수 있었으며, 또한 PV 디지틀 필터의 “정현파 변조기와의 교환성” 및 “선형성”을 이용, 시스템을 보다 단순화함으로써 전 시스템에 사용되는 필터의 수 및 단위시간, 단위채널당 요구되는 승산의 수를 다시 $\frac{1}{2K}$ (K는 채널수)로 줄일 수 있었다. 그 결과 단 한개의 필터만을 사용하여 변환장치를 구성할 수 있었으며 단위시간, 단위채널당 요구되는 승산수도 0.279×10^6 [M/S·ch] (12채널의 경우)로 대폭 감소되었다. 이러한 단순화 효과는 채널 수가 많아 질수록 커진다. 한편 모든 채널들의 신호를 합하여 한꺼번에 처리해야 하기 때문에 누화(cross talk)의 증가 및 정도(accuracy)의 저하가 예상되며, 따라서 동일 수준의 누화 및 정도를 유지하기 위해서는 필터의 차수 및 데이터의 bit 용량을 다소 증가시켜 줄 필요가 있다. 또한 본 알고리즘의 하드웨어 실현시 제어장치가 다소 복잡해질 가능성도 배제할 수는 없다.

앞으로 group delay, noise, implementation 등에 대한 연구가 계속되어야 할 것으로 사료된다.

參 考 文 獻

- (1) S. Darlington, "On digital Single Sideband modulators", IEEE Trans. Circuit Trans. Circuit theory, vol. CT-17, no. 3, pp. 409-414, Aug. 1970.
- (2) C. F. Kruth, "SSB/FDM Utilizing TDM digital filters", IEEE Trans. Comm. vol. COM-19, no. 1, pp. 63-71, Feb. 1971.
- (3) S. L. Freeny, R. B. Kiebertz, K. V. Mina, "Design of digital filters for an all digital FDM-TDM Translator" IEEE 'vol. CT-18, no. 6, pp. 702-711, Nov. 1971.
- (4) M. Tomlinson, K. M. Wong, "Techniques for the digital interfacing of TDM-FDM Systems", Proc. IEE vol. no. 12, pp. 1285-1292, Dec. 1976.
- (5) A. Peled, S. Wingrad, "TDM/FDM Conversion requiring reduced Computation Complexity," IEEE Trans., Comm. vol. COM-26, no. 5, pp. 707-719, May. 1978.
- (6) H. Scheuermann, H. Gockler, "A Comprehensive survey of digital transmultiplexing methods", Proc. IEEE, vol. 69, no. 11, pp. 1419-1449, Nov. 1981.
- (7) S. Singh, K. Renner, S. C. Gupta, "Digital single sideband modulation," IEEE Trans. Comm. vol. COM-21, pp. 255-262, Mar. 1973.
- (8) D. K. Weaver, "A third method of generation and detection of single side band signals," Proc. IRE, vol. 44, pp. 1703-1705, Dec. 1956.
- (9) K. M. Wong, V. K. Aatre, "Commutativity and application of digital interpolation filters and modulators", IEEE Trans, Comm, vol. COM-29, no. 2, pp. 244-249, Feb. 1980.
- (10) R. E. Crochiere, L. R. Rabiner, "interpolation and decimation of digital signals - a tutorial review", Proc. IEEE vol. 69, no. 3, pp. 300-331, Mar. 1981.
- (11) R. W. Schater, L. R. Rabiner, "a digital signal processing approach to interpolation", Proc. IEEE vol. 61, no. 6, pp. 692-702, Jun. 1973.
- (12) M. G. Bellanger, "On Computational Complexity in digital transmultiplexer filters", IEEE Trans. Comm. vol. COM-30, no. 7, pp. 1461-1465, July 1982.



金 泰 樹 (Tae Soo KIM) 正會員
 1949年 8月 5日生
 1977年 2月 : 東亞大學校 電子工學科 卒業
 1985年 2月 : 東亞大學校 大學院 電子工學科 卒業 (工學碩士)
 1985年 3月 ~ 現在 : 東亞大學校 大學院 電子工學科 博士 課程
 1977年 7月 ~ 1980年 9月 : 遞信公務員教育院 教官

1980年 10月 ~ 1982年 2月 : 遞信部 計劃局 勤務
 1982年 3月 ~ 現在 : 釜山東門專門大學 電子科 助教授



金 明 起 (Myung Ki KIM) 正會員
 1930年 1月 25日生
 1958年 6月 : 美國 海軍工科學大學 卒業
 1966年 2月 : 서울大學校 大學院 電子工學科 卒業 (工學碩士)
 1976年 2月 : 東亞大學校 大學院 電子工學專攻 (工學博士)
 1954年 2月 ~ 1969年 3月 : 海軍士官學校 教授部 勤務

1969年 4月 ~ 1972年 2月 : IMEC 電子株式會社 勤務
 1972年 3月 ~ 現在 : 東亞大學校 工科學大學 電子工學科 教授
 本學會 釜山 - 慶南 支部長