技術解說

PCM과 Aerospace Telemetry

安 秀 桔*

사람이 直接現場에서 測定하기 어려운 狀況下에 있을 境遇 人間을 代身하여 計器等이 測定하여 送信機에 依하여 遠距離에 그 測定値를 傳送하여 測定을 遂行하는 것이 Telemetry 이다.

實例로서는 新型飛行機를 開發中 그 試製飛行機 內에서 各部의 溫度上昇程度, 振動의 크기 받는 壓力 等을 技術者가 많이 搭乘하여 일일이 測定하여 危險에 露出되는 것보다는 모든 被測定値를 必要한 곳에 Transducer를 設置하여 電氣의 Analogue 量(類似量)으로 바꾸고 Pilot 한사람만이 危險을 무릅쓰고 運轉하며 技術者들은 地上에서 그 結果를 넓은 硏究室속에서 多數의 人員이 함께 分析할수 있게 하는 것을 들을 수 있다. Fiat 124型 自動車로 有名한 Fiat 會社에서는 自動車의 Tire 各部에 걸리는 壓力의 分布를 보기위해서 Telemetry 一式을 導入하였는데(1959년) 이것도 Telemetry 技術의 發展이 없었던들 生覺치도 못할 일이다.

이 모든 境遇에 있어서 우리가 測定하고저 하는 量은 많고 追跡局(또는 測定局)과를 link 하는 Channel 數는 限定되어 있기 때문에 Channel을 多重化하는 問題가 擡頭된다. 多重通信의 問題는 通信의 初創期로부터 關心을 集中케 했는데 第一먼저 實用化된 것이 Carrier 電話이다. 이는 하나의 Coaxial Cable에 周波數帶를 달리하는 여러 被變調波의 混成이라함은 모두가 다 아는바로서 日帝時代에 釜山奉天間을 잇던 Mukden Cable은 지금도 活用되고 있다.

通信에 쓰이는 信號란 時間에 따라 變動하여 時間의 函數이기도 하면서 同時에 그 情報의 周波數成分을 調査하여 보면 極히 低周波로부터 極히 高周波까지 勢力이 分布되어 있어 Spectrum 上의 하나의 分布曲線에 對해 時間軸上 하나의 時間函數와 對應하고 있어 한쪽의 變形은 반드시 또 한편의 變形을 가져와 一對一對應을 하고 있음이 通信理論上 나타나있다. 이는 어느 時間函數의 Fourier 變換과 그 逆變換을 살펴보면 容易하게 나타난다. 따라서 上記와 같은 周波數 領域內에서 各各 分割使用을 行하는 것은 Filter로서 各各의 情報를 分離하고 復調해서 使用하는 것으로서 變調및 復調의 手續은, 보내는 情報에 該當하는 Spectrum(有限한 帶域幅을 갖었는데)을 그 形態를 그대로 둔체 Carrier에 該當된 周波數만큼 軸上에 右 또는 左를 移動시키는 것에 不過하다는 것이 Modulation Theorem 이다.

1) Timemultiplexing 과 Sampling theorem

多重化의 또 하나의 方法은 Time Multiplexing 이다. 이는 하나의 情報를 連續的으로 보내지 않아도 一定한 時間間隔을 두고 瞬間値를 보내면 受信端에서 再生할수 있다는 것이며 但 傳達하고저 하는 情報의 Spectrum이 有限周波數幅으로 限定되어 있어야 하는것은 Frequency Multiplexing 의 경우와 마찬가지이다. Time multiplexing 의 境遇는 우리가 보내고저 하는 情報가 全周波帶를 차지하여 (그림 2) 딴 情報를 同時에 보낼수는 없으나 時間的으로 交代交代 여러 情報를 보낼 수 있어서 Multiplexing의 目的을 達成할 수가 있다.

Sampling에 있어서 特異한 것은 時間面에 있어서 幅이 必要치 않고 瞬間値로서 足하다는點이다. 따라서 그 瞬間値는 Code 化되어 Analogue 量으로부터 完全히 떠나 어떠한 瞬間値에 對해서나 같은 Bit 數를 차지하는 Digital Code의 형태

* 서울工大 電子工學科

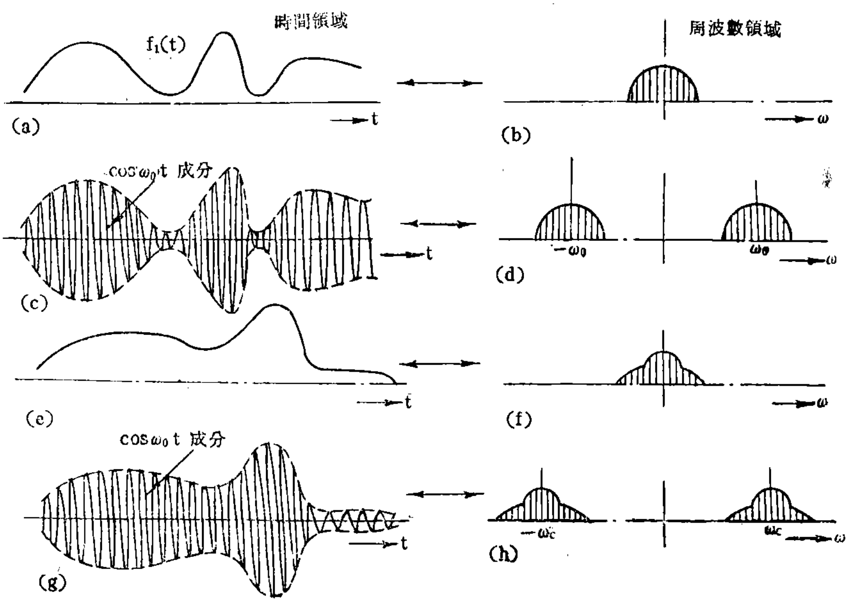

그림 1. modulation theorem

로서 情報가 보내질 경우가 많고 이러한 方式을 PCM(Pulse Code Modulation)이라 한다. 따라서 Sampling에 있어서 幅은 아무리 적어도 좋으나 Rate는 어느 限界以下로서는 情報의 原形의 保持가 不可能하다. 이 最少限의 repetition rate에 該當되는 周期를 Nyquist Interval이라 한다. $(<\frac{2\pi}{2w_m}=\frac{1}{2f_m}$, 但 f_m는 傳送할 情報의 最高周波數) 다음에 그 까닭을 詳論한다.

δ 函數는 幅은 없으나 積分하면 曲線下의 面積을 갖는 函數로서 $t=0$ 때 以外에서는 完全히 零의 값을 갖는다.

즉 $\delta(t)=0\ (t\neq0)$ (1)

$\delta(t)=\infty(t=0)$ (2)

$\int_{-\infty}^{\infty}\delta(t)dt=1$

이며 (3)

$$\int_{-\infty}^{\infty}f(t)\delta(t)dt=f(0) \quad (4)$$

이다. δ 函數를 時間軸上으로 Translation(平行移動)해주면 이 式들은 다음과 같이 된다.

$$\int_{-\infty}^{\infty}\delta(t-T)dt=1 \quad (3')$$

$$\int_{-\infty}^{\infty}f(t)\delta(t-T)dt=f(T) \quad (4')$$

한편 두 函數 $f_1(t)$와 $f_2(t)$의 Convolution을 $f_1(t)*f_2(t)$로서 나타내면

$$f_1(t)*f_2(t)\equiv\int_{-\infty}^{\infty}f_1(\tau)f_2(t-\tau)d\tau \quad (5)$$

(4′)를 利用하면

$$f_1(t)*\delta(t)=\int_{-\infty}^{\infty}f_1(\tau)\delta(t-\tau)d\tau=f_1(t) \quad (6)$$

즉 $f(t)*\delta(t)=f(t)$ (6′)

다시 말해서 加減算에서의 0, 乘除算에 있어서 1과 같이 operate시켜도 아무런 變動을 가져오지 않는 單位元의 立場을 δ 函數는 convolution에 對해서 갖고있는 것이다. 同時에 δ 函數에 依한 Convolution은 他函數에 對해서 translation operator의 役割을 하는 것도 다음과 같이 해서 알 수가 있다.

$$f(t)*\delta(t-T)=\int_{-\infty}^{\infty}f(\tau)\delta(\tau-t+T)d\tau$$
$$=f(t-T) \quad (7)$$

따라서 $f(t)$란 函數를 T라는 時間間隔을 두고 Sampling한 函數 $f_s(t)$는 다음과 같이 表示할 수 있다.

$$f_s(t)=f(t)\cdot\delta_T(t) \quad (8)$$

단 $\delta_T(t)=\delta(t)+\delta(t-T)+\delta(t-2T)+\delta(t-3T)+$
$+\delta(t+T)+\delta(t+2T)+\cdots\cdots$

即 第2圖와 같이 된다.

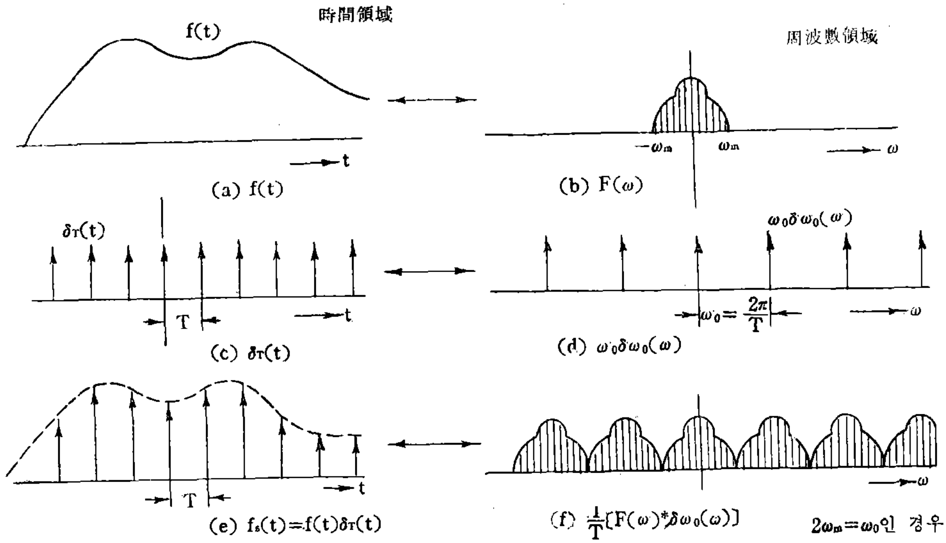

그림 2. Sampling에 의한 spectrum의 變遷

$f(t)$의 Fourier 變換이 $F(w)$임을 $F(w)\leftrightarrow f(t)$ 로서 나타낸다면 $F_1(w)\leftrightarrow f_1(t)$, $F_2(w)\leftrightarrow f_2(t)$일때

$$f_1(t)\cdot f_2(t)\leftrightarrow\frac{1}{2\pi}\left\{F_1(w)*F_2(w)\right\} \tag{9}$$

$$f_1(t)*f_2(t)\leftrightarrow F_1(w)F_2(w) \tag{10}$$

임을 證明할 수 있는데 δ 函數의 Fourier 變換이 定義에 依해

$$F\{(\delta(t)\}=\int_{-\infty}^{\infty}\delta(t)e^{-j\omega t}\,dt=e^{-j\omega t}\Big|_{t=0}=1 \tag{11}$$

$$F^{-1}(1)=\delta(t) \tag{12}$$

이므로 $f(t)\leftrightarrow F(w)$라면

$$f(t)*\delta(t)=F(w)F\{\delta(t)\}=F(w)$$ 즉

$$f(t)*\delta(t)\leftrightarrow F(w) \tag{13}$$

임을 알수 있다. 이들을 Sampling의 경우에 適用하면 $fs(t)=f(t)\cdot\delta_T(t)$에서

$f(t)\leftrightarrow F(w)$,

$$\delta_T(t)\leftrightarrow w_o\delta w_o(w)\ (\text{證明省略}) \tag{14}$$

$$\text{但 } w_o=\frac{2\pi}{T} \tag{14'}$$

에 依해

$$f_s(t)\leftrightarrow\frac{1}{2\pi}[F(w)*wo\delta wo(w)] \tag{15}$$

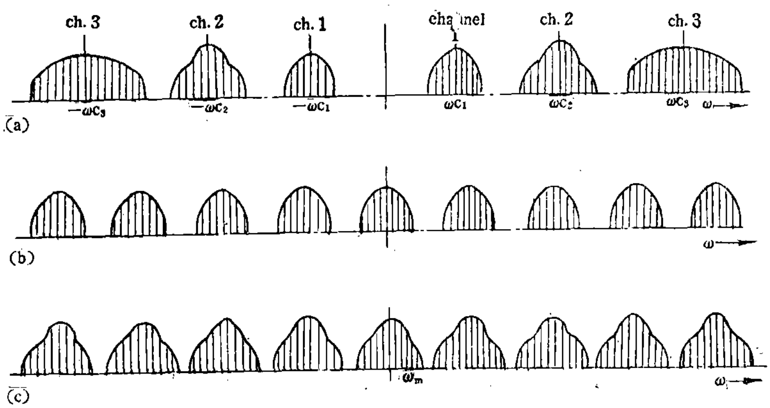

그림 3. frequency multiplexing 과 time multiplexing 에서의 spectrum 占有狀態

(a) freq. multiplexing 에서의 各 Channel의 spectrum 上의 位置(t_1 및 t_2에서)

(b) t_1에 있어서의 spectrum(time multiptexing 에 있어서)
但 이 순간에는 Channel 1이 sampling 되었다.

(c) t_2에 있어서의 spectrum(time multiplexing 에 있어서)
但 이 순간에는 Channel 2가 Sampling 되었다.

(14′)에 依해

$$f_s(t) \leftrightarrow \frac{1}{T}[F(w) * \delta w_0(w)] \quad (16)$$

즉 Sampling에 依해서 생기는 時間函數 $f_s(t)$의 Spectrum의 形態는 原函數 $f(t)$의 Spectrum $F(w)$에 $\delta w_0(w)$를 Convolution해서 얻어진다는 것을 알 수 있다. Convolution이 두개의 函數中 하나를, 時間軸을 正軸과 負軸과 바뀌게 하여 두 函數間 距離(時間軸上의 相互距離)를 變動해가며 相乘을 얻는 操作임을 생각할때

$F_s(w)=\frac{1}{T}F(w)*\delta w_0(w)$는 $F(w)$란 Spectrum을 w_0만큼 사이를 두고 無限히(w軸을 따라) 되푸리되는 Spectrum에 不過하다는 것을 알 수 있다. 따라서 原 Spectrum의 占有幅이 w_0보다 좁지아니하면 Spectrum들의 重疊이 없고 따라서 受信端에서 原時間 函數 $f(t)$를 찾어낼 수 있는데 w_0가 적으면, 다시 말해서 Sampling rate가 너무 적으면 Spectrum들이 겹쳐 原波形을 찾아낼 수 없다는데에서 Nyquist Interual의 制限($w_0=\frac{2\pi}{T}>2w_m$)이 나옴을 알 수 있다. 보내고저하는 信號의 最高端周波數의 rate의 2倍 以上으로 Sampling해야 信號가 傳達된다는 것이 Sampling theorem이다.

2) 諸 modulation 方式

Sampling을 行할때는 그 순간値만이 必要하지 幅이 必要하지 않다는것은 이미 말했으려니와 그 瞬間値를 역시 이에 比例하는 振幅으로 나타내주는 것을 PAM(第4圖)(Pulse amplitude modulation)이라하고 Sampling된 信號의 瞬間値에 比例하는 幅(時間上)을 가진 Pulse로 보내는 것을 PDM(Pulse duration modulation) 또는 PWM (Pulse width modulation)이라고 한다. 그리고 이 後者는 終局的으로는 그 微分値(時間에 對한)에 依하여 PPM(Pluse position modulation)과 密接하게 關聯이 된다. 마지막으로 各各의 bit에 해당되는 時間內에 들어오는 信號(burst 信號)의 周波數에 依해서 信號의 Sampling 値를 나타내는 PFM(Pulse freq. mod.)도 새로 開發되어 있어 이모든 方式이 FM와 함께 Aerospace Telemetry에 使用되고 있는 것이다.

3) FM/FM

FM의 各 Channel(第1表 및 第2表)를 Subcarrier라고 부르는데 이들은 linear amplifier로

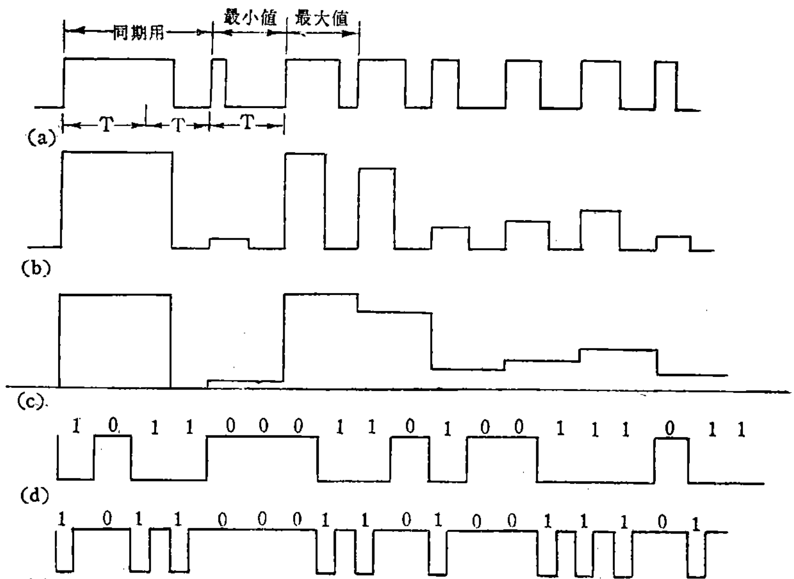

그림 4. PDM, PAM, PCM 等의 信號의 形態
(a) PDM 信號의 例 (b) PAM 信號의 例 RZ
(c) PAM 信號의 例 NRZ (d) PCM 信號의 例 NRZ-L
(e) PCM 信號의 例 RZ

표 1. proportional subcarrier channels

Channel	Center Frequncies (Hz)	Lower Deviation Limit (Hz)	Upper Deviation Limit (Hz)	Nominal Frequency Renponse (Hz)
±7.5% Channels				
1	400	370	430	6
2	560	518	602	8
3	730	675	785	11
4	960	888	1, 032	14
5	1, 300	1, 202	1, 398	20
6	1, 700	1, 572	1 '828	25
7	2, 300	2. 129	2, 473	35
8	3, 000	2, 775	3, 225	45
9	3, 900	3, 607	4, 193	59
10	5, 400	4, 995	5, 805	81
11	7, 350	6, 799	7, 901	110
12	10, 500	9, 712	11, 288	160
13	14, 500	13, 412	15, 558	220
14	22, 000	20, 350	23, 650	330
15	30, 000	27, 750	32, 250	450
16	40, 000	37, 000	43, 000	600
17	52, 000	48, 562	564, 38	790
18	70, 000	64, 750	75, 250	1, 050
19	93, 000	86, 025	99, 975	1, 395
20	124, 000	114, 700	133, 300	1, 860
21	165, 000	152, 625	177, 375	2, 475
±15% Channels				
A	22, 000	18, 700	25, 300	660
B	30, 000	25, 500	34, 500	900
C	40, 000	34, 000	46, 000	1, 200
D	52, 500	44, 525	60, 375	1, 575
E	70, 000	59, 500	80, 500	2, 100
F	93, 000	79, 050	106, 950	2, 790
G	124, 700	105, 400	142, 600	3, 720
H	165, 000	140, 250	189, 750	4, 950

표 2. Constant band-wihdt FM subcarriers

Deviation limits=±2kHz Nominal frequency response =0. 4kHz Maximun frequency response =2kHz		Diviation limits=±4kHz Nominal frequency response=0. 8kHz Maximun frequency response =4kHz		Deviation limits==8kHz Nominal frequency response =1. 6kHz Maximun frequency response =8kHz	
Channel	Center Freqnency (kHz)	Channel	Center Frequency (kHz)	Channel	Center Frequency (kHz)
1A	16				
2A	24				
3A	32	3B	32		
4A	40				
5A	48	5B	48		
6A	56				
7A	64	7B	64	7C	64
8A	72				
9A	80	9B	80		
10A	88				
11A	96	11B	66	11C	96
12A	104				
13A	112	13B	112		
14A	120				
15A	128	15B	138	15C	128
16A	136				
17A	144	17B	144		
18A	152				
19A	160	19B	160	19C	160
20A	168				
21A	176	21B	176		

混合되어서 그 合成値가 Modulating Signal의 役割을 하고 다시 主送信機의 周波數를 變調하게되는것이기 때문에 FM/FM와 같이 쓰는데 이 Subcarrier의 周波數配當은 IRIG(Inter-Range Instrumentation Group)의 Recommendation에 依해 第1表와 같은 周波數를 갖는다.

이들은 Filter에 依해서 서로 分離되어서 各其

다른 情報를 보낼수가 있는데 Modulation Index 는 모두가 다 5이다. Deviation이 ±7.5%와 ±15%이기때문에 中心周波數가 높을수록 傳送 可能한 情報周波數(Modulating Freq.)도 높아져서 No. 1 Channel에서 6Hz 이었던것이 No. 21 Channel에서는 2475Hz로서 제법 급격히 變動한 現象도 傳達可能함을 알수 있다. 그러나 變調가 더 깊은 15% Channel들은 더욱 有利하여 H channel의 경우 4950Hz까지 傳達이 可能하다.

요 近來에는 上述한바 Proportional Band-Width Subcarrier 以外에 Constant Band-With Subcarrier Channel들을 쓰는데(第2表) 이들은 中心周波數에 關係없이 一定한 帶域幅(2KHz, 4 KHz, 및 8KHz)을 갖고 있기때문에 Channel 配當이 容易하다. 比帶域幅 $\Delta f/f$는 中心周波數가 높을수록 좁기 때문에 높은 周波數 Band(5A以上)는 Superheterodyne 方法으로 얕은 周波數편으로 옮겨 比帶域幅을 키워 復調한다. Constant Band-Width Subcarrier의 경우 역시 Modulation Index는 5이다. Modulation Index K는 다음과 같은 式으로 나타난다.

$$K=\frac{\Delta f}{fm} \tag{16}$$

따라서 Modulation Index가 클수록 같은 Modulating Frequency에 對해서 占有周波數幅이 커진다.

4. P. C. M.

얕은 帶域만을 갖고있는 信號가 Sampling때문에 週期的으로 높은帶域에 되풀이되는 Spectrum을 갖는것은 이미 보였다. Sampling 했을때의 순간値를 Code 하여 原量과 類似量(Analogue quantity)에서 떠나 Code를 보내게 되는데 이 Coding 또는 Quantification 過程을 Analogue Digital Conversion이라고 하고 A-D Conversion 途中에서 變換 될 Analogue 量이 變動하면 잘못된 Digital 量이 나오니까 入力信號가 Sampling 된 다음에는 變換이 끝날때까지 Sampling 된 Analogue 量을 維持시키는데 쓰이는 裝置가 있는데 이들을 合해서 Sample and hold 라고 부른다. Code 方式은 普通 Binary Code를 쓰는데 처음 Bit는 單位가 $1/2^1$, 다음 bit는 $1/2^2$ 등으로 n번째 Bit는 $1/2^n$를 나타내기 때문에 처음 Bit MSB(Most Significant Bit) 마지막 Bit는 LSB(Least Significant Bit)라고 부른는데 勿論 順序를 바꾸어 처음을 LSB로 할수도 있다. 精密度를 높일 必要가 있을수록 Bit 數를 키워야하는데 가령 2 Bit면 表現可能한 State 수는 00, 01, 10 및 11 等으로서 各各 Maximum Range의 0% 25%, 50% 및 75%를 나타나는 4가지이고 더 細分할 수 없는 單位가 25%로서 이것이 Quantum 이 된다. Bit 數가 커가면 이들 組合이 나타내는 State 數도 많아지고 Quantum도 적어져서 Digital Code 化에 수반되는 Quantization error(Digital 化때문에 入力 Analog 信號의 該當量으로부터 離脫되는 程度)는 따라서 LBS의 1/2이기때문에 급격히 줄어든다. 例를들어 10 bit의 경우는 2^{10}이 나타내는 State 數는 1024로서 最少値와 最大値사이를 1024分하여 그 各各의 State에 固有한 Binary Code가 주어져서 受信端에서 이 Code로부터 D-A Conversion에 依해서 原 Analogue 量을 再顯할 수 있고 Quantization Error는 1/2048 約 0.05%이다. 다시 말해서 LSB는 0.1%로서 이미 高性能의 放送用低周波增幅器보다도 distortion이 적은 셈이다. 따라서 distortion 이 적은 傳送方法은 오히려 Digital 方式이어야한다는 것을 알 수 있다. Binary Code의 例를들면 Total Range의 0.7022에 해당되는 Analogue 信號는 $(1\times2^{-1})+(1\times2^{-3})+(1\times2^{-4})+(1\times2^{-7})+(1\times2^{-8})+(1\times2^{-9})+(1\times2^{-10})$로서 Binary信號는 1011001111으로 나타난다. 이들은 "全體 또는 零"의 信號이기 때문에 雜音의 영향을 덜받고 Parity Check 等에 依하여 Error가 들은 部分을 없앨 수도 있고 수정할수도 있다는 利點이 있다. Analogue 量을 FM으로 取扱했더라면 入手可能한 最優秀市販 FM discriminator로서도 output zero stability에서 0.15%(15 hour-period), State linearity에서 0.1%의 Distortion을 免할 수 없음을 생각할때 그 有利함을 알 수 있다. 反面 PCM에 쓰이는 前述 D-A Converter 또는 A-D Converter는 16 bit까지는 市販品入手가 容易하다.

5. TIME MULTIPLEXING 과 同期

一般的으로 Aerospace Telemetry 는 2個以下의 Radio Link 로 이어져있고 傳送할 情報量은 至極히 많기 때문에 Multiplexing 을 해야하는데 既述한 바와 같이 FM Sub-Carrier 로서 連續送信을 하거나 Time Multiplexing 을 해야하는데 후자의 경우 각 Mchannel 의 傳達順序가 一定해야하며 受信端에서 그 順序대로 다시 配列하기 위해서 同期信號가 必要하다 Inter-Range Instrumentaion Group(IRIG) Standards 에서는 同期信號는 連續된 Binary Pattern 으로서 33 bit 以下의 길이일것을 要求하고 있다.

實例로서는 Europe Space Research Organization(ESRO)의 Esro-I 人工衛星에서는 2 Word 즉 16 bit 이며 構成은"111010111001000"이다. 다시 말해서 이信號가 통과할때 마다 原點에 돌아온셈이다.

이 同期信號와 同期信號사이 部分은 必要한 情報를 보내는 部分으로서 그構成을 2次元으로 配列하여 Frame 라고 불리우고 Frame 上을 左에서 右로 그리고 上에서 下로 Scanning 시키면서 傳送하게 되는데 보내야할 信號의 周波數가 極히 얕아서 하나의 Frame 이 지나갈때마다 Information 을 보낼 必要조차 없을 때에는 몇개의 Frame 를 뛰어 훨씬 늦은 週期로서 보내게 되는데 Frame 上 같은 자리를 두개以上의 情報들이 交代로 定해진 順序에 依해서 보내지기 때문에 이것을 Sub-frame 이라고 말한다. IRIG 에 依해서 Frame 길이는 2048bit 를 초과할수 없게 되어있고 Sub-frame 은 128 Frame 을 넘지못하게 되어있다. 현재 Frame 이 몇번째 Frame 인가를 나타내주는 ID Code 가 挿入된다. 보내질 情報가 徐徐한 변동을할 경우에는 그 점유하는 Spectrum 等이 적어서 sampling rate 가 적어도 되기 때문에 該當된 周波数面上에서의 Fourier Transform 이 총총해도 Spectrum 이 서로 겹치지 않아서 原形을 찾아낼 수 있는데 sampling rate 는 傳送해야할 信號의 最高周波數의 2倍以上이면 되는 것을 알 수 있고(第1圖 및 3圖 참조) 이必要最小 Rate 에 해당되는 週期가 Nyquist 의 Interval 인 것이다.

6. PHASE LOCKED LOOP

PCM Signal 이나 FM 의 어느편에 對해서도 많이 活用되고 있는 回路로서 Phase Locked Loop 라고 하는것이 있는데 이는 Multivibrator 의 一種으로서 週期가 入力電壓에 따라 달라지게 되어(VCO) 있다. 따라서 入力電壓이 變動하면 發振周波數가 달라지는데 이回路에서 發振하는 出力信號와 他信號(Binary)와를 比較하여 그 位相差에 比例하는 直流信號를 얻어 前記한바 Multivibrator 의 入力에 넣음으로써 후자(獨立 Binary 信號)에 따라가는(따라서 同一周波數의) Mutivibrator出力을 얻을 수 있다. 但 이경우 位相을 서로 完全히 一致하지 아니한다.

獨立信號에 변동이 있으면 Multivibrator 에서 나온 信號는 離脫하기 始作하는데 位相差에 比例하는 出力直流信號가 나와 Multivibrator(入力電壓에 따라 發振周波數가 달라지는 Voltage Controlled Osillator, VCO 라고함) 즉 VCO 에 入力으로 들어가서 그 入力電壓으로 인해서 發振周波

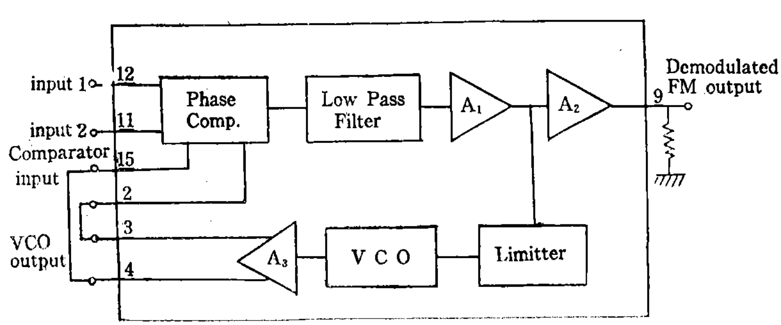

그림 5. phase locked loop 의 1 例(Signetics SS62 linear I.C.)

數가 變動하여 그 獨立信號와 같은 周波數가 되는 方向으로 현상을 밀고 가기 때문이나(제5도).

결국 VCO 入力直流信號는 原獨立信號의 中心周波數로 부터의 Deviation에 따라 그 크기와 符號가 달라져서 이러한 Phase Locked Loop는 FM의 Discriminator에 많이 쓰인다. 또한 이러한 Phase Locked Loop는 入力信號가 Binary 이어야 하며 따라서 信號의 增幅과 Clipping이 되풀이되어(limiter) Square Wave의 형태로 들어가며 重要한 特色은 이중 몇개의 信號가 빠져도 出力에는 如何히 Square Wave가 결여가 메꾸어져서 나온다는 事實이다. 따라서 이 Phase Locked Loop에 依해서 Frame Repetition Rate로 發振시키고 前記 Synchronization Pattern이 들어올때만 Coincidence信號가 나오게 해서 이를 入力信號(前記獨立信號)로 해서 同期를 시키면 同期의 目的을 達成할 수 있고 Error때문에 한두번 同期信號에 依한 入力信號가 빠져도 Frame 재구성이 지장없이 이루어질수 있는 것이다. Phase Locked Loop는 IC의 形體로도 販賣되고 있기 때문에 염가로 入手可能하다. 한편 Phase Locking때문에 周波數가 너무 동떨어진 信號에는 따라가지 않음으로 S/N가 나쁜경우에서도 信號만을 찾을 수 있는 등 利點이 있다.