

論 文

塔載型 PCM 遠隔測定裝置에 관한 研究

正會員 姜 貞 洙* 正會員 李 晚 榮**

A Study on the Airborne PCM Telemetry System

Jeoung Soo KANG* and Man Young RHEE**, Regular Members

要 約 PCM方式에 의한 Telemetry system을 各部別로 設計 및 構成하여 塔載型航空遠隔測定裝置의 開發을 처음으로 追究하였다. 여기에 사용된 時分割多重化方式의 主裝置인 PCM Encoder의 機能은 最大許容入力이 64words/frame이며 bit rate는 140kbit/sec, sampling rate는 200 frames/sec, 그리고 resolution은 10bits/word이다. 그리고 送信裝置의 周波數 帶域은 telemetry band인 2.2-2.3GHz (S-band)를 사용하였으며 變調方式은 PCM/FM으로 設計하였다. 이와 같은 telemetry system에 대한 研究는 처음 試製開發되는 모든 飛行体에 대하여 飛行試驗中에 일어나는 各種飛行資料를 獲得하기 위한 遠隔測定裝置에 대한 研究로서 완벽한 性能과 機能을 確認하였다.

ABSTRACT The object of this paper is to investigate a PCM telemetry system which is designed and constructed in individual modules for an airborne remote measurement system for the first time in Korea. The time division multiplexing PCM encoder has maximum allowable input channels 64 words/frame, 140 kbits/sec bit rate, 200 frames/sec and 10 bits/word resolution. And the transmitting unit is designed for 2.2-2.3 GHz (s-band) telemetry frequency band, PCM/FM modulation. The Study of airborne PCM telemtry system contribute to develop a device which can acquire various technical data of newly developing flying vehicles by remote measurement. The performance of the proposed system has been verified through a sequence of tests.

1. 序 論

Telemetry用語는 희랍語의 TELE-METER에서 傳來된 것으로 measure from far off의 뜻을 가지고 있으나 一般의으로는 無線遠隔測定을 의미하며 Telemetering이라고도 한다⁽¹⁾.

이 Telemetry는 最近에 이르러 up-link 및 down-link로 나뉘어져 있으며 up-link는 命命을 주는 remote control, 그리고 down-link는 應答을 받는 remote measurement로 分類하고 있다⁽²⁾.

本研究에서는 down-link인 遠隔測定の 의미를

갖는 Telemetry system에 대하여 記述하였다.

一般의으로 Telemetry는 처음 試製開發되는 모든 飛行体에 있어서 飛行中에 일어나는 諸般狀態 즉 飛行姿勢, 應力分布, 溫度分布등을 遠隔測定하여 그 資料를 地上으로 送信함으로써 飛行体的 各部分에서 일어나는 여러 가지 情報를 얻기 위한 것이다. 그러나 이와 같은 塔載型遠隔測定裝置는 많은 測定項目을 동시에 測定할 필요가 있기 때문에 1個의 無線周波數에 의한 傳送媒体를 통하여 複數個의 情報를 傳送하는 多重化方式이 필연적으로 要求되므로 여기서는 時分割多重化(TDM)에 의한 PCM方式으로 system을 構成하였다.

PCM方式에 의한 本system의 主要部分은 Data Acquisition Unit, Transmitting Unit, Antenna Assembly의 3個部分으로 構成하였으며 Telemetry

* ** 瀋陽大學校工科大學電子通信工學科
Dept. of Telecommunication Engineering, Hanyang
University, Seoul, 133 Korea
論文番號 : 83-01 (接受 1982. 12. 9)

Standards (IRIG 106-80)에 明示된 規定과 特性에 따라서 設計하였다⁽³⁾. 특히 이 system構成에 있어서 가장 重要한 部分인 PCM Encoder, FM Transmitter, Antenna Assembly 등은 까다로운 環境條件과 特性을 가져야 하며 특히 Antenna는 無指向輻射特性을 가지고 또 空氣力學的인 影響을 고려하여 flush-mounted로 하였다⁽⁴⁾.

Telemetry system의 構成과 製作에 있어서 무엇보다도 重要한 사항은 塔載裝置라고 하는 特殊性으로 인하여 飛行時의 環境條件과 흡사한 상태로 주어진 許容範圍內에서 正確히 作動하여야 하기 때문에 완벽한 環境試驗이 要求된다.^{(5),(6),(7)} 따라서 이 環境試驗을 엄밀히 實施하여 주어진 許容範圍內에서 性能도 確認하였다.

2. Telemetry system의 基本構成

本Telemetry system의 主要構成部分은

- * Data Acquisition Unit
- * Transmitting Unit
- * Antenna Assembly
- * Transducer (혹은 Sensor)

으로 구분할 수가 있으며 그 基本構成圖는 그림 1과 같다.

Data Acquisition Unit는 Signal Conditioning Amplifier, Reference Voltage Source 및 PCM Encoder로 構成되어 飛行體 各部分에 附着된 Transducer로부터 變換된 各種電氣的인 信號를 Signal Conditioning Amplifier를 통하여 PCM Encoder의 入力에 適當하게 增幅하며 또 data source로부터 影響을 미치지 않도록 buffering한다. 이러한 信號들을 다시 PCM Encoder에서 多重化된 NRZ-L의 serial pulse format으로 變換된 다음 送信機로 送出된다.

Transmitting Unit는 FM送信機, power divider, Antenna의 3個部分으로 構成되며 FM送信機로부터 周波數變調된 RF電力을 無指向輻射特性을 얻기 위하여 power divider에서 分配되어 2個의 Antenna로 傳達된다.

3. Data Acquisition Unit

1) Signal Conditioning Amplifier

Signal Conditioning Amplifier는 data source (transducer)에서 變換된 電氣的인 信號와 飛行體內의 各種被測定裝置로부터 電氣的인 信號를 增幅, 減衰, Buffering (signal source isolation)하며 信號電流를 電壓으로 바꾸거나 common-mode noise와 differential signal을 分離하는 信號調節器이다.

本Telemetry system에 사용한 Signal Conditioning Amplifier는 analog入力信號를 위한 Analog Buffer Amplifier (ABA), Differential Amplifier (DA) 그리고 discrete入力信號를 위한 Level Detector (LD)의 3種으로 構成하였다.

(1) Analog Buffer Amplifier (ABA)

ABA는 low-frequency, high-level signal을 conditioning하기 위한 回路로서 入力 및 出力端은 전부 single-ended이며 基本構成圖는 그림 2와 같다. 이 回路는 signal source를 active isolation하기 위하여 buffer와 3rd order unity-gain active LPF로 構成하였으며 LPF의 f_c 는 50Hz로 設計하였다.

PCM Encoder의 最大許容入力電壓은 ± 5 volt의 bipolar range이고 ABA의 最大gain이 1이므로 그 이상의 入力에 대해서는 그림 2 (a)와 같이 電壓分割回路를 構成함으로써 gain을 1以下로 만들 수 있다. ABA의 入力impedance를 크게 하기 위하여 R_i 를 5M Ω 로 하였을 때 R_s 값에 따른 全体

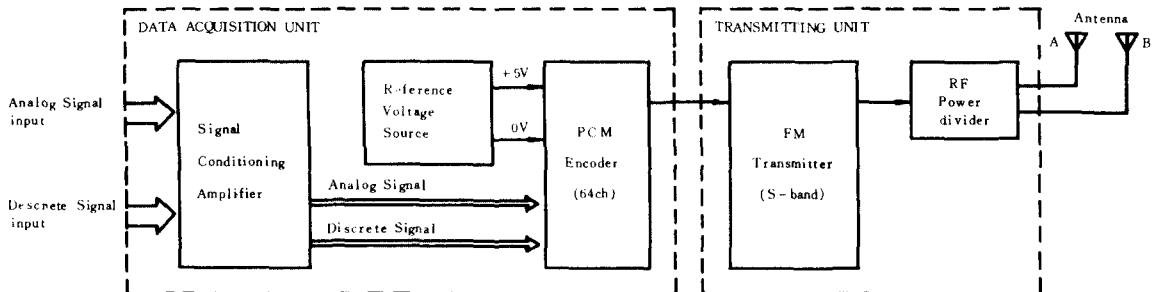


그림 1 塔載型PCM Telemetry system의 基本構成圖
Airborne PCM telemetry system block diagram.

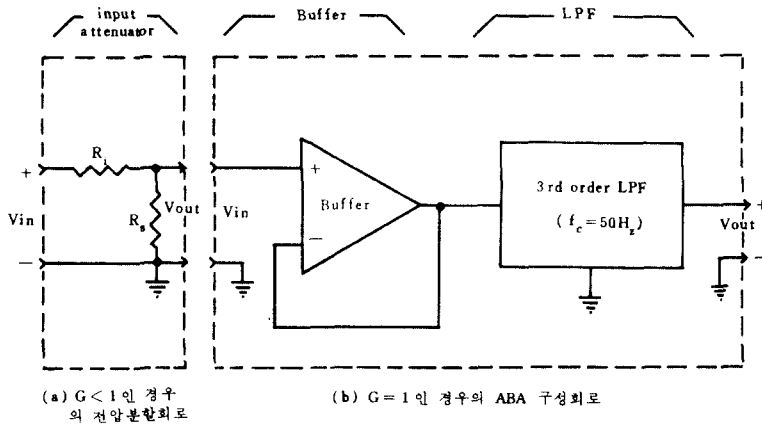


그림 2 Analog Buffer Amplifier의 構成回路
Analog buffer amplifier schematic.

gain은 다음 式으로 표시된다.

$$G = \frac{R_s}{R_t + R_s} = \frac{5V}{|V_{in}|} \quad (1)$$

$$R_s = (5 \times 10^6) \frac{G}{1-G} \text{ [ohm]}$$

電壓分割回路에 사용한 抵抗素子는 gain의 確도와 安定度を 높이기 위하여 誤差率은 $\pm 0.1\%$, 溫度係數 $\pm 10\text{ppm}/^\circ\text{C}$ 의 抵抗體를 사용하였다.

(2) Differential Amplifier (DA)

Differential Amplifier는 주로 low-level의 transducer의 信號를 Conditioning하기 위한 回路로서 入力端은 差動入力, 出力端은 single-ended로 構

成하였다. 一般的으로 增幅回路에 入力impedance, differential gain, CMRR를 높이기 위하여 그림 3 (a)와 같이 3個의 演算增幅器로 된 Instrumentation Amplifier로 構成하면⁽⁸⁾ 이 때 差動利得 A_d 는

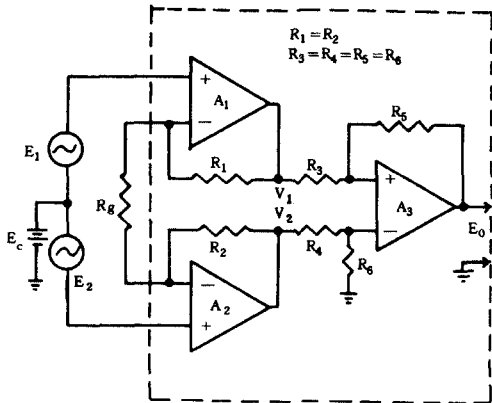
$$V_1 = \left(1 + \frac{R_1}{R_g}\right) E_1 - \frac{R_2}{R_g} E_2 + E_c$$

여기서 $R_1 = R_2$ 이면

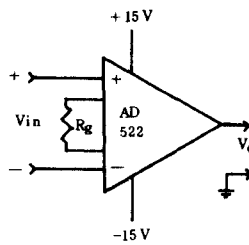
$$V_2 - V_1 = \left(1 + \frac{2R_1}{R_g}\right) (E_2 - E_1)$$

$R_3 = R_4 = R_5 = R_6$ 이면

$$E_0 = (E_2 - E_1) \left(1 + 2\frac{R_1}{R_g}\right)$$



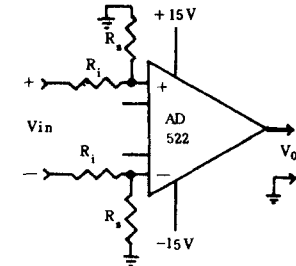
(a) High input impedance differential Amplifier with improved Common-mode Rejection



$$G = 1 + \frac{2 \times 10^5}{R_g}$$

$R_g = \infty \rightarrow G = 1$
 $R_g = 0 \rightarrow G = \infty$

(b) $G \geq 1$ 인 경우



$$G = \frac{R_s}{R_i + R_s} = \frac{5}{|V_{in}|}$$

$R_i = 5M\Omega$

$$R_s = \frac{G}{1-G} R_i$$

(c) $G < 1$ 인 경우

그림 3 Instrumentation Amplifier의 構成
Instrumentation amplifier schematic.

$$\therefore A_d = \frac{E_0}{E_2 - E_1} = 1 + \frac{2R_1}{R_g} \quad (2)$$

이 되므로 $R_g = \infty$ 이면 $A_d = 1$ 이고 또 $R_g = 0$ 이면 $A_d = \infty$ 가 되기 때문에 R_g 저항 1개에 의해서 gain을 얻을 수가 있으므로 CMR이 改善되고 入力 impedance도 높일 수가 있다. 여기에 사용된 Instrumentation Amplifier의 構成은 그림 3 (b), (c)와 같다. $G \geq 1$ 일 때 즉 入力信號의 크기가 ± 5 volt以内로 될 때 抵抗 R_g 와 利得 G 와의 관계는 式(2)에서 다음과 같이 표시된다⁽⁹⁾.

$$\left. \begin{aligned} G &= 1 + \frac{2 \times 10^5}{R_g} \\ R_g &= \frac{2 \times 10^5}{G-1} \text{ [ohm]} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

또 $G < 1$ 일 때 즉 ± 5 volt以上の 入力信號에 대해서는 ABA回路에서와 같이 電壓分割回路를 入力端에 사용하였다.

(3) Level Detector (LD)

Level Detector는 일종의 comparator로서 analog 및 discrete 入力信號를 Reference voltage (switching

voltage)와 비교하여 이보다 큰 入力일 때 出力端에 bi-level의 出力信號로 變換하는 回路이다. 여기서 사용한 level detector의 回路는 $R_g = 0$ 로 하여 最大의 利得을 갖도록 하였다. 入力信號의 크기에 따라서 出力이 전환되는 switching point (E_s)는 그림 4 (a), (b)에서 R_1 및 R_2 에 의하여 결정되며 따라서 入力에 가해지는 最大電壓이 $+10V$ 또는 $-10V$ 以内일 때는 switching point를 60%점으로 設定하고 $+10V$ 또는 $-10V$ 以上일 경우에는 電壓分割回路를 사용하여 IC의 入力端에 最大入力電壓이 $+10V$ 또는 $-10V$ 가 되도록 하며 switch point (E_s)는 $\pm 6V$ ($\pm 10V$ 의 60% 점)로 固定하였다(그림 4 (b), (c)參照).

2) PCM Encoder

(1) 基本構成

Telemetry system의 構成에 있어서 가장 重要한 部分인 PCM Encoder는 主要特性을 용이하게 program할 수 있고 또한 小型, 輕量이어야 하며 特殊環境에 대한 耐環境條件을 갖추어야 한다. 이 PCM Encoder의 Analog 入力は $\pm 5V$ 이며

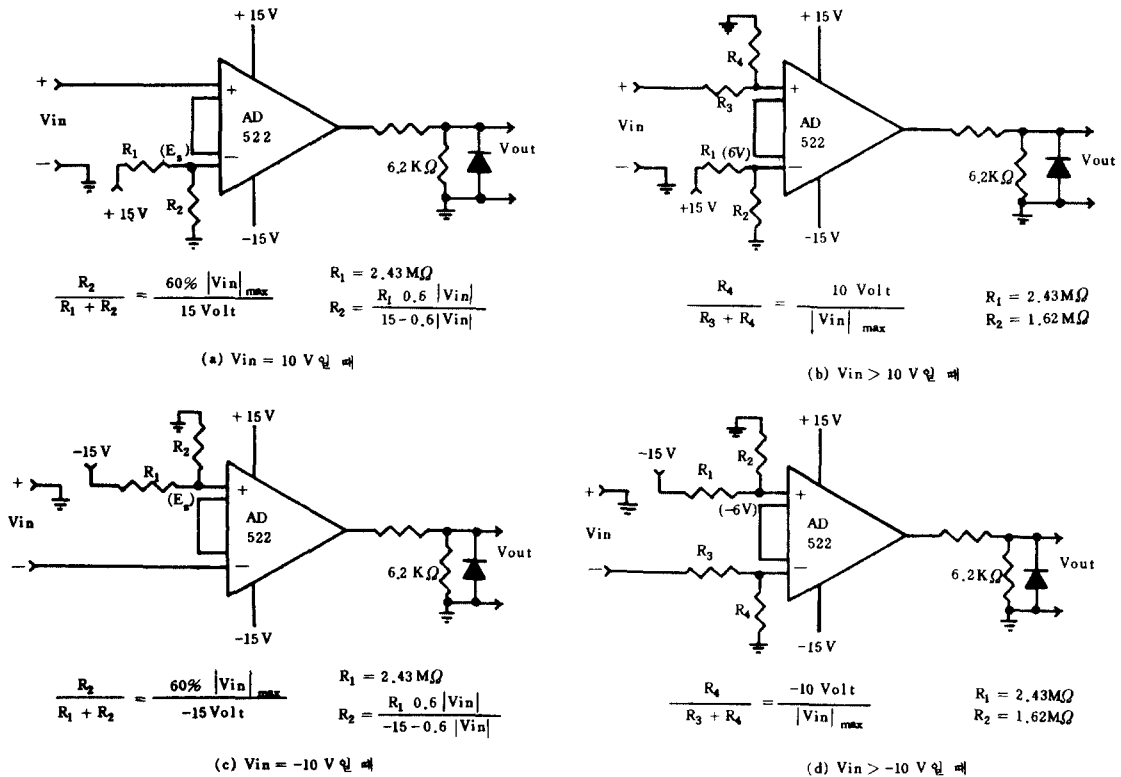


그림 4 Level Detector의 回路構成
Level detector schematic.

最大收容能力은 62 channel까지 사용할 수 있고 discrete入力은 $0V \pm 1V$ DC 혹은 $+5V \pm 1V$ DC를 最大 30 channel까지 program에 의하여收容할 수 있다. 이 PCM Encoder의 基本構成圖는 그림 5와 같다.

Multiplexer module.

signal conditioner에 의해서 調節된 analog 入力信號를 連續的으로 multiplexing하고 selector gate를 통하여 PAM化된 serial analog data를 A/D變換器에 보낸다. 한편 analog入力端의 mux入力은 impedance를 높이기 위하여 MOS FET analog gate를 사용하였으며 frame formatter에서는 program switch에 의해서 channel을 선택한다.

A/D Converter module

Multiplexer module로부터 serial analog data를 sampling하고 A/D變換器(Successive Approximation)를 통하여 binary形態로 符號化한다. 이러한 encoding data는 다시 synchronization pattern과 parity符號가 混合되고 連續的인 digital data로 變換되어 送出한다. 이 module에서 program이 可能的 要素는 bit/word, bit rate, output code, parity

이다.

Power supply module

水晶發振器의 基本發振周波數는 digital mux에서 分周되어 program switch에 따라서 serial digital data의 bit rate를 調整한다. pre-mod. filter는 6-pole Bessel LPF이고 IRIG規定에 입작하여 整形된 filtered data를 送出한다⁽³⁾. DC/DC converter는 安定化된 直流電壓으로 바꾸어 각 module에 供給하고 특히 system noise를 줄이기 위하여 clock信號와 同期된 分周周波數로서 動作시킨다.

(2) Data format과 Sampling rate

符號化된 serial data는 digital mux에서 一定한 形式의 順番으로 組合된 format으로 送出된다. 즉 data format은 그림 6과 같이 總64 channel로서 2個의 frame sync code와 4個의 discrete data words ($B_1 \sim B_4$) 혹은 62個의 analog data words ($A_1 \sim A_{62}$)로 構成된다.

word當 bit 數는 program에 의하여 8, 9, 10, 11, 12bit/words를 선택할 수 있으며 本 system에서는 11bit/words (parity bit포함)를 사용하였다. 이때의 sampling周期當 bit 數는 $11 \times 64 = 704$ bits가

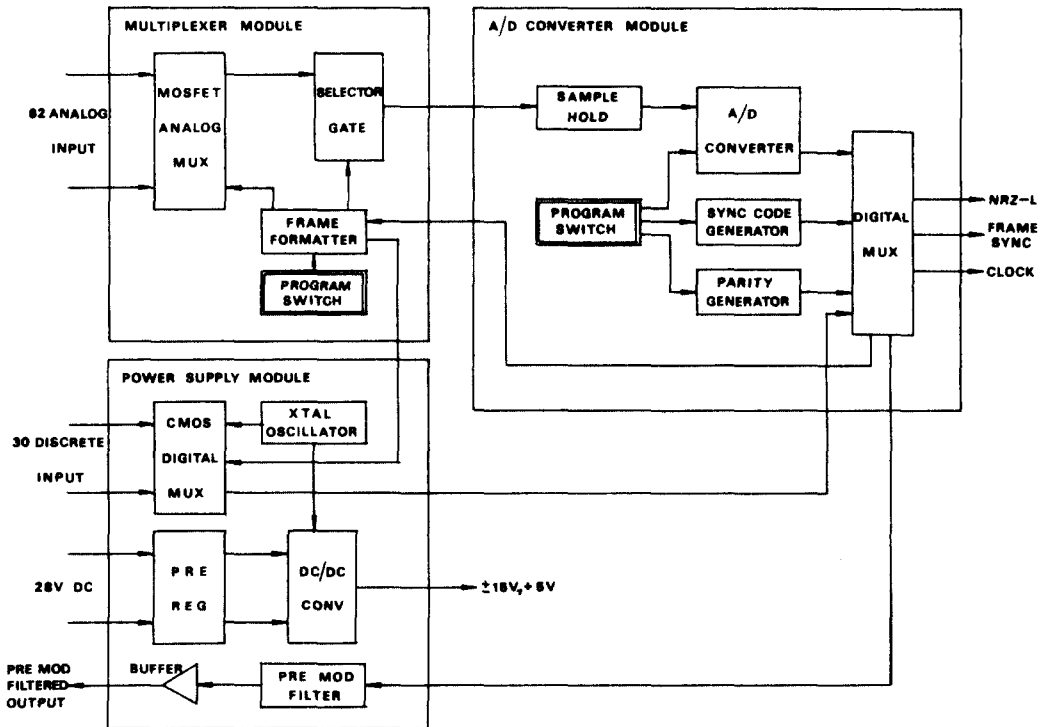


그림 5 PCM Encoder의 構成圖
PCM encoder block diagram.

sync 1	sync 2	A ₁	A ₂	A ₃	A ₄	A ₅	A ₆
		B ₁	B ₂	B ₃	B ₄		
A ₇	A ₈	A ₉	A ₁₀	A ₁₁	A ₁₂	A ₁₃	A ₁₄
A ₁₅	A ₁₆	A ₁₇	A ₁₈	A ₁₉	A ₂₀	A ₂₁	A ₂₂
A ₂₃	A ₂₄	A ₂₅	A ₂₆	A ₂₇	A ₂₈	A ₂₉	A ₃₀
A ₃₁	A ₃₂	A ₃₃	A ₃₄	A ₃₅	A ₃₆	A ₃₇	A ₃₈
A ₃₉	A ₄₀	A ₄₁	A ₄₂	A ₄₃	A ₄₄	A ₄₅	A ₄₆
A ₄₇	A ₄₈	A ₄₉	A ₅₀	A ₅₁	A ₅₂	A ₅₃	A ₅₄
A ₅₅	A ₅₆	A ₅₇	A ₅₈	A ₅₉	A ₆₀	A ₆₁	A ₆₂

[A: analog channel, B: discrete channel]

그림 6 PCM Encoder의 data format
PCM Encoder data format.

된다. Sampling rate는 다음과 같은 관계가 있다.

$$S = \frac{B_R}{F_L \times W_L} \text{ [Sampling rate]} \quad (4)$$

여기서 B_R : bit rate, F_L : frame length, W_L : word length이다.

本研究에서는 $B_R = 140\text{kbps}$, $F_L = 64\text{words/frame}$, $W_L = 11\text{bit/words}$ 를 사용하였으므로 이 때의 sampling rate $S = 198.86 \text{ Samples/sec}$ 가 된다.

一般的으로 data의 完全한 復元을 위해서는 信號周波數에 約4~5倍정도로 Sampling rate를 취하고 있으며 여기에 사용한 Telemetry에서는 溫度, 應力, 電壓 등 대부분의 信號周波數가 大략 50Hz以內이므로 Sampling rate를 約200 Sample/sec로 設定하였고 이 경우 40~50Hz 정도의 信號에 대한 data는 完全히 復元이 可能함이 實驗에 의해서도 확인하였다.

(3) 符號變換

PCM Encoder의 analog 入力에 대한 符號變換은 10bit offset binary code (11bit/word, odd parity로 선택하였을 때)이며 -Full Scale(-5V)에서 모든 든 code가 0으로 되는 것을 基準으로 하여 +Full Scale까지의 絶對值은 10V이므로 10bit code의 1-step에 대한 LSB의 weight는 $10V/1024 = 0.009765625 \text{ volt}$ 이다. 즉 resolution은 約9.77mV가 된다. 그러므로 +FS의 값은 $(0.009765625 \times 1023) - 5 = 4.9902088 \text{ volt}$ 가 된다. 지금 binary code를 analog값으로 換算하기 위하여 offset binary code를 a_n 이라고 하고 step數를 x 라고 하면

$$x = a_1 \cdot 2^{n-1} + a_2 \cdot 2^{n-2} + a_3 \cdot 2^{n-3} + \dots + a_n \cdot 2^0$$

(여기서 n : data word length이며 本 system에서는 $n=10$ 임)

와 같이 되고 analog값은 다음과 같이 표시된다.

$$\text{analog 값} = \frac{(x-512) \times 5}{512} \text{ [Volt]} \quad (5)$$

(4) synchronization code

Frame sync code는 serial digital data의 處理過程에서 생기는 同期誤差를 줄이기 위하여 sync code와 data간에 固有의 週期性和 連續性이 없어야 하며 또 統計學上으로 sync code길이와 code pattern에 따라서 同期誤差를 極小化시킬 수 있다. 한 frame의 길이가 M bit이고 sync code의 bit數를 L 이라고 하면 $L = \log_2 M$ 이며 誤差가 없는 data에서 요구되는 最小bit의 수이다. 그러나 S/N比가 낮은 data에서는 frame sync code와 같은 形態의 random data가 생길 確率때문에 精確한 frame sync處理를 위해서 frame sync code의 길이는 대체로 L 의 2~5倍이어야 한다⁽¹⁾. 따라서 本Telemetry system에서 사용된 frame sync code는 22bits이므로 情報理論에 의한 L 의 값 [$L = \log_2 (64 \times 11) \approx 9.46$]보다 2.4倍가 됨을 알 수 있다. 따라서 24bit의 Barker code를 選定하였다^{(1),(3)}.

4. Transmitting Unit

FM送信機는 Telemetry Standards (IRIG 106 - 80)⁽³⁾에 明示된 規定과 特性에 準하고 Telemetry radio link의 system構成에 受반되는 조건에 따라서 送信機의 設計指針이 決定된다. 따라서 여기서는 送信機의 設計에 要求되는 Ground station과

Telemetry link의 構成에 따른 制限 特性들을 간략하게 基本的인 事項만 檢討한다.

1) 送信出力

送受信間의 最大距離를 設定하여 이 距離에서 data를 正確히 受信하기 위한 送信裝置의 出力算出은 一般的으로 다음과 같이 簡略하게 표시할 수가 있다.

$$P_T = \frac{P_R}{G_T \cdot G_R} \cdot \frac{(4\pi d)^2}{\lambda^2} P \quad (6)$$

여기서 送信機의 出力 P_T 를 구하기 위한 Telemetry system의 各parameter들은

- G_T : 送信antenna의 利得 (-8dB)
- G_R : 受信antenna의 利得 (+16dB)
- λ : 送信電波의 波長 (0.133m)
- P : polarization loss (-3dB)

P_R : 受信機의 最低threshold level (-144dBW)

이므로 式(6)에 代入하여 計算한다. 그런데 受信側에서 信號對熱雜音比가 -10dB이므로 이를 加算하면

$$P_T = -144 + 8 - 16 + 145.45 + 3 + 10$$

$$P_T = 6.45 \text{ [dBW]}$$

가 된다. 즉 $P_T \geq 4.42 \text{ watt}$ 이므로 送信電力은 이 이상이어야 한다.

2) Telemetry Link

送受信system間의 回線設計에 있어서 SNR 및

data傳送에 따른 bit error rate를 算出하여 線路間의 Radio link를 檢討한다.

(1) 信號對雜音比

受信端에서의 信號對雜音level에 대한 實際의 인 값을 각각 표시한다면 受信機의 信號 level을 S_{dBW} 라고 하면

$$S_{dBW} = R_T + G_T + G_R - P - P_L \quad (7)$$

受信機의 雜音level을 N_{dBW} 라고 하면

$$N_{dBW} = R_n + NF + B_{LF} \quad (8)$$

가 된다¹⁰⁾.

- P_T : 送信電力 (6.99dBW)
- G_T : 送信antenna利得 (-8dB)
- G_R : 受信antenna利得 (+16dB)
- P : polarization loss (-3dB)
- P_L : 傳送損失 (-145.45dB)
- R_n : 受信機 0dB NF일 때 1Hz帶域幅의 雜音 (-204dBW)

NF : 受信機의 雜音指數 (-3dB)

B_{LF} : 受信機의 帶域幅에서의 雜音 (-57dBW)

위의 parameter로부터 信號對雜音比를 算出하면

$$SNR = S_{dBW} - N_{dBW} \quad (9)$$

$$= 6.99 - 8 + 16 - 3 - 145.45 - 204 - 3 - 57$$

$$= 10.54 \text{ [dB]}$$

와 같이 計算된다. 따라서 ground station의 受信機의 最低threshold level이 $SNR = 10\text{dB}$ 이면 Bit誤

표 1 送受信距離에 대한 SNR 및 bit誤差確率
Transmitting Range versus SNR and bit error probability.

distance (km)	SNR (dB)	bit error probability	distance (km)	SNR (dB)	bit error probability
10	36,558	1.76×10^{-11}	110	15,730	6.98×10^{-6}
20	30,537	7.09×10^{-9}	120	14,974	1.12×10^{-5}
30	27,015	6.22×10^{-9}	130	14,279	1.74×10^{-5}
40	24,516	2.91×10^{-8}	140	13,635	2.62×10^{-5}
50	22,578	9.69×10^{-8}	150	13,036	3.82×10^{-5}
60	20,995	2.59×10^{-7}	160	12,475	5.46×10^{-5}
70	19,658	5.97×10^{-7}	170	11,949	7.64×10^{-5}
80	18,496	1.23×10^{-6}	180	11,452	1.05×10^{-4}
90	17,471	2.31×10^{-6}	190	10,983	1.42×10^{-4}
100	16,558	4.15×10^{-6}	200	10,537	1.88×10^{-4}

差確率을 고려하지 않은 상태에서 Telemetry radio link의 構成이 가능함을 알 수 있다.

(2) Bit Error Probability

Integrate-and-dump receiver에서 帶域制限이 없는 理想的인 2相位相變調(2φ PSK)信號를 假定해서 1bit當의 信號energy를 E 라 하고, 이 信號에 1Hz當 N_0 인 電力密度를 가진 random한 雜音이 가해진 상태에서 復調하였을 경우에 bit 誤差確率 P_e 를 理想的인 條件下에서 구하면 다음과 같은 結果式을 구할 수 있다.

$$P_e = \frac{1}{2} \left(1 - \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{E}{N_0}} \right) \quad (10)$$

여기서 $\operatorname{erfc} x = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt$

따라서 送受信間의 距離 $d(\text{km})$ 에 따른 SNR과 bit 誤差確率 P_e 를 각각 구하면 表 1과 같이 算出된다. digital變調方式에서는 傳送에 따라서 생기는 bit 誤差確率이 10^{-4} 되는 점을 一般的으로 臨

界值^{(3), (10)}로 정하고 있다.

3) 傳送帶域幅

送信機의 入力이 되는 serial digital code는 NRZ-L이며 bit rate가 140kHz이므로 pre-modulation filter(6-pole Bessel LPF)의 f_c 는 100kHz이다. 이 信號의 크기는 $\pm 2.5V_{p-p}$ 이고 送信機의 deviation sensitivity는 60kHz/ V_{p-p} 로 設計하였으므로 最大周波數偏移는 $\pm 150\text{kHz}$ 이다.

지금 Bit 誤差確率을 10^{-4} 以下로 하기 위해서는 受信端에서의 SNR은 10dB以上이어야 하기 때문에 (表 1 참조) Modulation Index $\beta = 1.2$ 以上이 바람직하다. 따라서 $\beta = 1.5$ 로 하였을 때의 信號帶域幅은 Carson's bandwidth 近似式으로부터 다음과 같이 計算된다.

$$BW = 2(\Delta f + f_m) = 2(\beta + 1)f_m \quad (11)$$

$$= 2(1.5 + 1)100\text{kHz} = 500\text{kHz}$$

따라서 受信側의 IF band-pass filter의 周波數帶域幅은 500kHz를 사용한다.

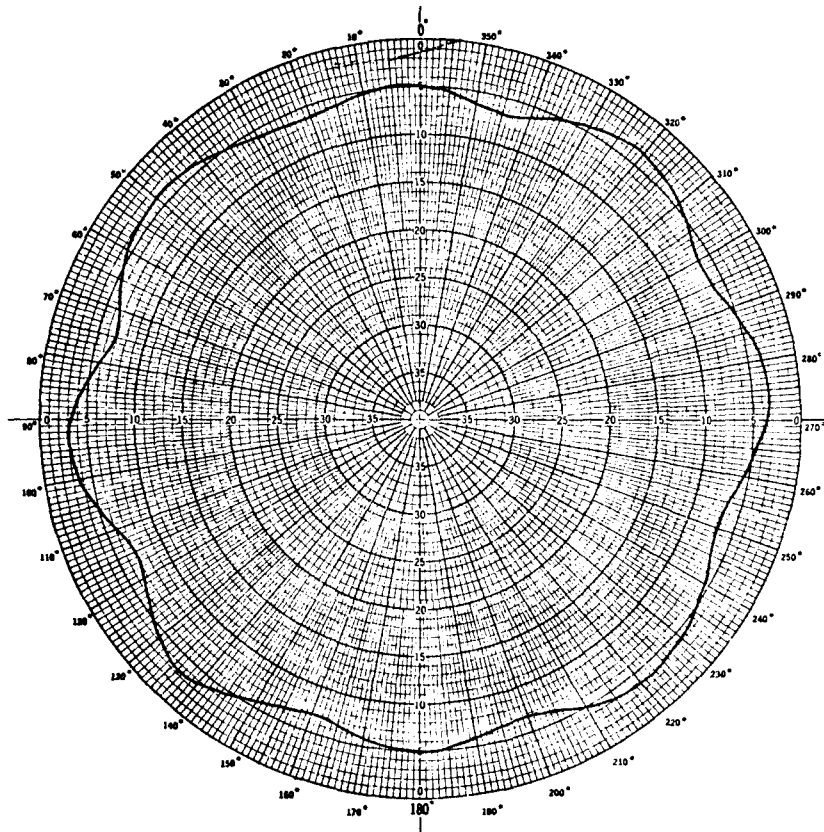


그림 7 Antenna ϕ -plane radiation pattern ($\theta = 90^\circ$, $\phi = \text{Variable}$).

5. Antenna Assembly

塔載型Antenna의 設計 및 選定에 있어서 考慮하여야 할 重要한 事項은 다음과 같이 열거할 수 있다⁽⁴⁾.

- * Antenna의 方向과 位置
- * Antenna의 Radiation Pattern
- * Antenna部位의 空氣力學的인 條件
- * Antenna의 使用周波數와 傳送data密度
- * Antenna附差地點의 環境條件
- * Antenna의 許容되는 크기와 무게

本Telemetry system에서는 특히 傳送시키는 data의 密度가 높고 最惡의 飛行姿勢에서도 受信이 可能하도록 Omnidirectional pattern을 고려하였으며 또 Antenna는 반드시 외부로 노출되어야 하기 때문에 空氣力學的인 影響을 적게 하고 Antenna의 耐久性 및 安定性을 考慮하였다^{(4), (10)}. 여기에 사용한 Antenna의 Q 및 ϕ plane에서의 Ra-

diation pattern은 각각 그림 7 및 그림 8과 같이 測定하였다.

6. System誤差에 대한 考察

本研究에서 構成한 system에 대한 誤差要因을 檢討하기 위하여 그림 9와 같이 塔載裝備와 地上裝備로 구분할 수가 있다.

먼저 塔載裝備에서 analog 및 discrete voltage source가 signal conditioner를 통하여 PCM Encoder에서 多重化된 符號로 變換되어 送信機로 送出된다. 그러므로 system誤差에 미치는 影響은 주로 signal conditioner의 確도와 PCM Encoder의 quantization error가 그 主要原因이 되고 있다. 따라서 signal conditioner에서의 Error source는 주로 nonlinearity gain과 offset voltage 및 current의 temperature coefficient에 의한 drift이며 이들의 factor를 worst case에서 $\pm 0.188\%$ ($\pm 5V$ Full scale에서)로 測定되었다. 그리고 PCM Encoder

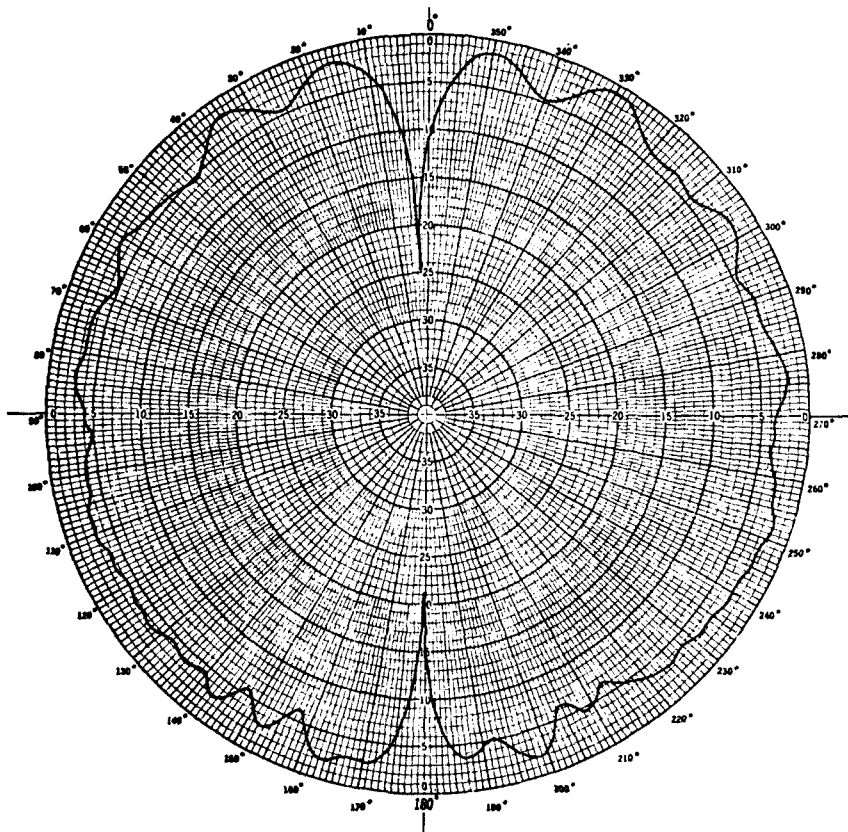


그림 8 Antenna ϕ -plane radiation pattern (θ -Variable, $\phi=180^\circ$).

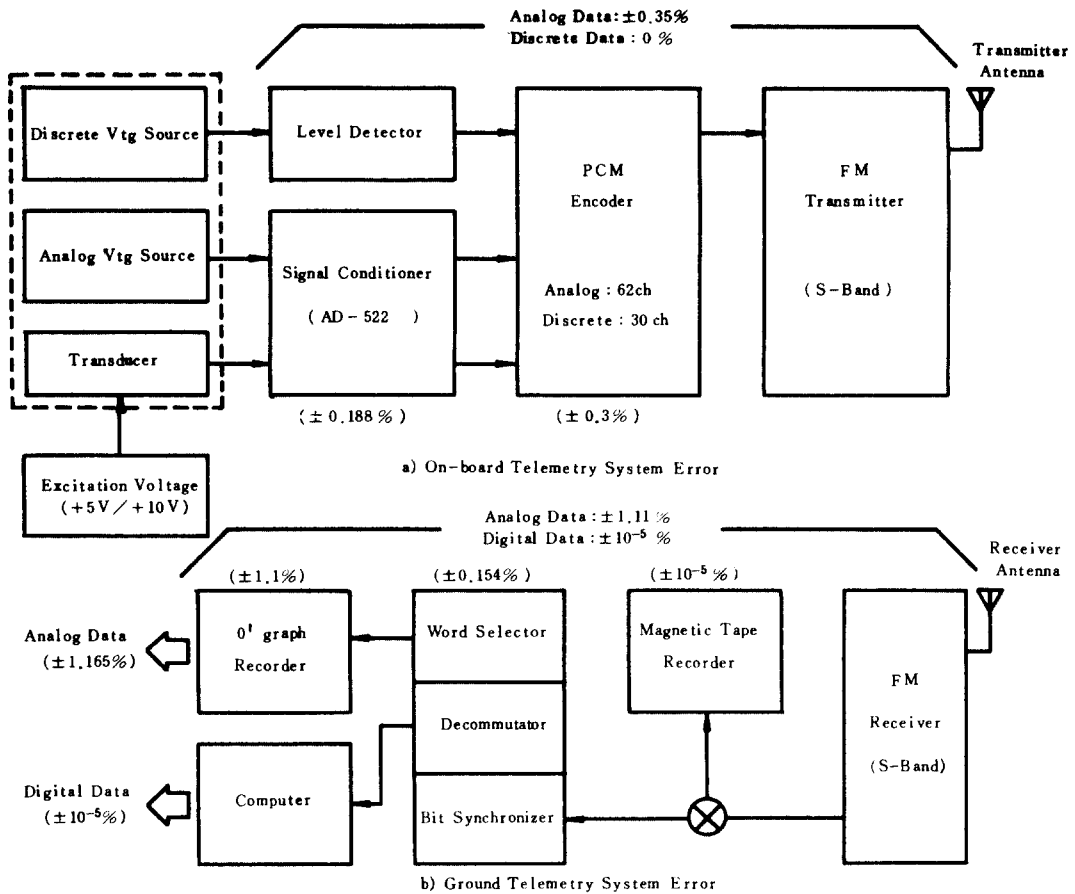


그림 9 塔載 및 地上 Telemetry system의 total Error
On-board and ground telemetry system total error.

의 quantization error는 full scale 에서 $\pm 0.3\%$ 이다. 따라서 塔載裝備에서 Analog voltage source 에 대한 全体system誤差는 最大 $\pm 0.35\%$ 로 된다.

다음에 地上裝備는 Magnetic tape recorder 에 収録과 동시에 Bit synchronizer, Decommulator 및 Computer를 통하여 Digital data를 얻고 있다. 이때 PCM Digital data에는 "1" 또는 "0"만을 檢出하게 되므로 確率誤差만이 존재하게 된다. 그러나 Decommulator에서부터 Word selector를 거쳐 D/A變換器에서 Analog信號로 變換되는 과정에서 $\pm 0.154\%$ 의 誤差와 O'graph Recorder에서의 $\pm 1.11\%$ 의 誤差가 존재하게 되어 Analog Voltage source에 대하여 worst case에서 $\pm 1.11\%$ 가 된다. 따라서 全体Telemetry system誤差는 그림 9 에서와 같이 Analog voltage source에 대하여 Analog data는 最大 $\pm 1.16\%$ 그리고 digital data는 $\pm 10^{-5}\%$ 가 되는 것을 알 수 있다.

7. 結 論

本論文에서는 時分割多重化에 의한 PCM方式으로 system을 設計 및 構成하여 高精度의 塔載型遠隔測定裝置에 대한 研究를 하였으며 또한 國產化에 必要한 具體的인 資料를 整理할 수 있었다.

특히 이 研究에서 遂行한 結果로서는 첫째, 塔載型遠隔測定에 적합하도록 諸般特性을 容易하게 program할 수 있도록 하였으며 둘째, 주어진 許容範圍内에서 철저한 環境受諾試驗을 實施하였고 셋째, 小型, 輕量化는 물론 經濟性도 감안한 高精度의 向上을 기하였고 넷째, Telemetry system의 國產化를 위한 方案을 模索할 수가 있었다.

이와 같은 研究는 一般的으로 널리 應用되는 分野는 아니며 특히 試製開發되는 모든 飛行體

에는 반드시 遠隔測定하여 여러 가지 資料를 獲得함에 있어서는 대단히 重要하다. 그리고 이 研究는 特殊性에 비추어 처음으로 system을 國產化함에 있어서도 큰 意義가 있다고 思料되며 또한 여러 차례의 試驗을 통하여 確固한 性能을 保障할 수가 있었음을 提示하는 바이다.

參 考 文 獻

- (1) Elliot L. Gruenberg, "Handbook of telemetry and remote control," New York: McGraw-Hill, 1967.
- (2) Seon J. Chung, "Shuttle telemetry data processing system," Houston, Ford Aerospace & Communication Corp, August 1979.
- (3) Inter-Range Instrumentation Group, "Telemetry standards," Document 106-80, New Mexico, White Sand Missile Range, 1980.

- (4) William B. Haigh, "Airborne telemetry antenna," Reading, Haigh-Farr Inc, 1979.
- (5) Military Standards, "Environmental test method," Document No. MIL-STD-810C, Department of Defense USA, March 1975.
- (6) Military standards, "Electronic equipment, airborne, general specification," Document No. MIL-E-5400R, Department of Defense USA, July 1973.
- (7) Military Standards, "Standard general requirements for electronic equipment," Document No. MIL-STD-454F, Department of Defense USA, October 1962.
- (8) D. E. Pippenger, "Linear and interface circuits applications," Dallas, Texas Instruments Inc, 1974.
- (9) "Data acquisition components and subsystems catalog," Norwood, Mass, Analog Devices Ins, 1980.
- (10) Teledyne Brown Engineering, "Airborne PCM telemetry systems," Huntsville, Teledyne Corp., 1977.

姜 貞 洙 (Jeoung Soo KANG) 正會員

1938年 2月 6日生

1960年 2月 : 漢陽大學校工科大学電氣工學科卒業

1980年 2月 : 漢陽大學校大學院電子通信工學科卒業 (工學碩士)

1981年 3月 ~ 現在 : 漢陽大學校大學院電子通信工學科 (博士課程)

1960年 5月 : 金浦國際空港

1965年 9月 : 遞信部電波研究所

1969年 3月 : 韓國科學技術研究所前任研究員

1973年 9月 ~ 現在 : 大田機械廠責任研究員



李 曉 榮 (Man Young RHEE) 正會員

1924年 11月 30日生

서울大學校電氣工學科卒業

美國Colorado大學院卒業 (工學博士 1958年)

美國Boeing會社研究員

美國Virginia工大教授

美國California工大 JPL NASA研究員

國防科學研究所副所長

韓國電子通信(株)代表理事社長

漢陽大學校工科大学電子通信工學科教授

