

Fast FSK變調에 관한 研究 (On fast FSK Modulation)

金 在 均* · 白 亨 完**

(Kim, Jae-kyoon *and* Paik, Hyung-whan)

要 約

Fast FSK 信號의 波形, power spectrum, 그리고 最適受信特性이 解析整理되었다. 두 bit 周期 동안에 最適受信方法으로 檢波하면 誤率은 PSK와 같이 우수하면서도, 周波數 帶域幅은 PSK보다 더 좁은 長點이 있음을 實驗的으로 확인하였다. Fast FSK信號 發生에는 binary transversal filter와 低域 filter를 사용하였다.

Abstract

The waveform, power spectrum and optimal receiver structure for fast FSK are analyzed. It is shown and verified experimentally that for the observation interval of two bit periods, the bit error rate is as good as that of PSK. At the same time, it is shown to have the advantage of narrower band width than PSK. In experiment, the FFSK signal is generated by using a binary transversal filter and a low pass filter.

1. 序 論

Digital data 通信에 있어서 FSK(frequency shift keying) 變調方式은 low bit rate에서 비교적 간편한 그리고 안전한 시스템으로서 많이 이용되고 있다. 그러나 대체로 周波數 帶域幅과 誤率 P_e (bit error rate 即 probability of bit error)에서 multi-level의 ASK(amplitude shift keying)이나 PSK(phase shift keying) 등에 뒤 떨어지기 때문에 high bit rate에서는 별로 이용되지 않고 있다¹⁾.

이런 短點을 보완하기 위한 FSK方式이 최근에 많이 연구되고 있다²⁻⁵⁾. 예컨대 binary data sequence를 pseudo-ternary sequence로 변환하므로써 FSK의 周波數變位를 줄일 수 있게 되고, 受信側에서 관찰하

는 期間을 길게 하므로써 誤率을 줄일 수 있는 것이 가능하게 된다. 특히 變調指數가 0.5이며 continuous phase를 갖이는 binary FSK는 周波數 帶域幅이 좁으면서도 誤率 P_e 가 PSK와 같아서, 다른 어떤 binary 變調方式보다 많은 data 傳送이 可能하다 하여 FFSK(fast FSK)라 부르고 있다^{3,4)}.

本 論文에서는 FFSK信號의 波形과 spectral特性을 解析, 整理한 다음, optimal coherent 受信機의 P_e 가 Coherent PSK와 같음을 實驗的으로 확인하였다. FFSK變調를 위한 基本波形 발생에는 BTF(binary transversal filter)와 LPF(low pass filter)를 利用하였다.

2. FFSK信號의 波形

일반적으로 FSK는 非線形 變調이므로 그 信號波形을 해석하기가 어렵다. 그러나 Elzen⁶⁾은 FFSK信號波形을 두 構成要素로 分離解析하므로써 그 波形을 쉽게 구할 수 있었다. 즉 任意의 binary 入力信號에 대한 FFSK波形과 관련波形들을 그림 1과 같이 표시할 수 있다. 여기서 FFSK波形 (h)*는 두 波形成分 (f), (g)

* 正會員, 韓國科學院, 電氣 및 電子工學科
Korea Advanced Institute of Science, Electrical science Department

** 正會員, 韓國原子力研究所, 計測制御研究室
Korea Atomic Energy Research Institute, Instrumentation and Control Division
接受日字: 1977年 4月 30日

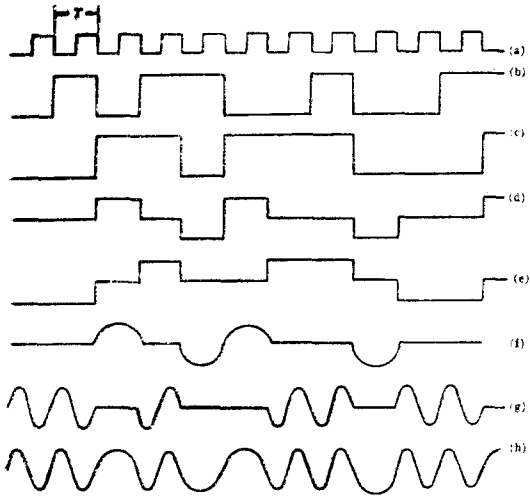


그림 1. Fast FSK 信號 및 關聯信號 波形
Fig. 1. Fast FSK waveform and related signal waveforms
 (a) clock signal
 (b) binary input signal
 (c) output of the modulo 2 integrator
 (d) output of the bipolar coder
 (e) output of the duobinary coder
 (f), (g) two components of the fast FSK signal
 (h) fast FSK signal

의 습으로 생각할 수 있다. 波形 (f), (g)에서의 低周波成分과 高周波成分의 周波數는 각각 다음과 같다.

$$f_l = \frac{1}{2}f_b = \frac{1}{2T} \quad (1)$$

$$f_h = f_b = \frac{1}{T}$$

여기서 T 는 binary data의 幅이다. 따라서 FFSK 波形 (h)의 周波指數³⁾는

$$h = \frac{\text{frequency shift}}{\text{bit rate}} = \frac{f_h - f_l}{f_b} = 0.5 \quad (2)$$

이 되며, 또 周波數 變移點에서 位相이 連續임을 알 수 있다. 또한 波形 (f), (g)는 각각 入力信號 (b)에 대한 bipolar waveform⁶⁾인 (d)와 duobinary waveform⁷⁾인 (e)와 位相이 各各 같음을 알 수 있다. 따라서 FFSK 送信機의 系統圖는 그림 2와 같이 된다. 그림에서 볼 수 있는 바와 같이 signaling 回路에서 생기는 pulse의 極性은 waveform generator H_1 , H_2 에서 發生하는 impulse response의 極性을 決定하고 있다. 그림 1의 (d), (e) 位相 關係에서 알 수 있는 바와 같이 항상 한 bit 周期 동안 두 waveform generator 중에서 어느 한 가지만 出力으로 나가게 되어 있다.

* flip-flop 등 論理回路는 clock pulse의 (negative) edge에서 動作되므로 入力 data보다 出力은 1 bit 시간 만큼 지연된다.

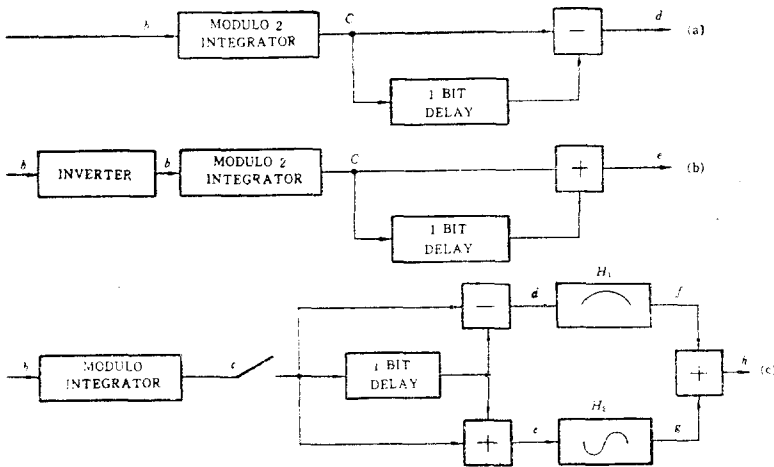


그림 2. Fast FSK 變調器
Fig. 2. Fast FSK modulator
 (a) bipolar coder (b) duobinary coder (c) fast FSK signal generator

이제 FFSK의 出力波形을 解析하기 전에 먼저 基本波形을 考察하기로 한다. 그림 2와 같이 waveform generator H_1, H_2 의 impulse response는 각각 다음과 같다.

$$h_1(t) = \begin{cases} A \sin(2\pi f_1 t), & 0 \leq t \leq T \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3)$$

$$h_2(t) = \begin{cases} -A \sin(2\pi f_2 t), & 0 \leq t \leq T \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4)$$

만약 時刻 $t=0$ 에서 modulo 2 integrator 出力이 logic 1(1)이라면 H_1 과 H_2 의 入力은 각각 $\delta(t) - \delta(t-T)$ 와 $\delta(t) + \delta(t+T)$ 가 된다. 따라서 그림 2의 點 f 와 點 g 에서는 각각 $2T$ 秒 동안 1 周期の $h_1(t)$ 와 2 周期の $h_2(t)$ 가 생긴다. 그러므로 點 h 에서의 出力波形은 다음과 같다.

$$s'(t) = \begin{cases} A[\sin(2\pi f_1 t) - \sin(2\pi f_2 t)], & 0 \leq t \leq 2T \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (5)$$

마찬가지로 만약 時刻 $t=0$ 에서 modulo 2 integrator 出力이 logic 0(-1)이라면 出力 波形은

$$s''(t) = \begin{cases} A[-\sin(2\pi f_1 t) + \sin(2\pi f_2 t)], & 0 \leq t \leq 2T \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (6)$$

가 된다.

(4), (5)式에서 $s''(t) = -s'(t)$ 이므로 FFSK 出力 波形은 modulo 2 integrator 出力으로 極성이 統制되는 antipodal waveform sequence가 됨을 알 수 있다. 다만 한 bit interval T 秒 동안 波形이 重疊되는 特性이 있다.

一般的으로 synchronous antipodal data sequence는 다음과 같이 表記할 수 있다.

$$r(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k s(t-kT), \quad c_k = 1 \text{ 혹은 } -1 \quad (7)$$

여기서 c_k 는 基本 波形 $s(t)$ 의 極성을 나타내며, T 는 bit 周期이다. 또한 $r(t)$ 의 Fourier 變換 $R(f)$ 는

$$R(f) = S(f) \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k e^{-j2\pi f k T} \quad (8)$$

이다. 여기서 $S(f)$ 는 $s(t)$ 의 Fourier 變換이다. 따라서 FFSK 信號 波形도 (5)式의 基本 波形을 가지는 (7), (8)式과 같은 一般式으로 表示할 수 있다. 이 때에 C_k 는 時刻 $t=kT$ 에서 modulo 2 integrator의 出力 値가 된다. 편의상 먼저 周波數 領域을 考察하기 위하여 $S(f)$ 를 구할 필요가 있다. (5)式으로부터

$$\begin{aligned} S(f) &= F[s'(t)] \\ &= \frac{jAe^{-j2\pi(f-f_1)T}}{2\pi} \left\{ \frac{\sin 2\pi(f+f_1)T}{f+f_1} - \frac{\sin 2\pi(f-f_1)T}{f-f_1} \right. \\ &\quad \left. + \frac{\sin 2\pi(f+f_2)T}{f+f_2} - \frac{\sin 2\pi(f-f_2)T}{f-f_2} \right\} \quad (9) \end{aligned}$$

편의상 中心 周波數 f_c 를 다음과 같이 定義하면

$$f_c = \frac{f_1 + f_2}{2} \quad (10)$$

(9)式은 다음과 같이 된다.

$$S(f) = jAe^{-j2\pi(f-f_1)T} \{F(f+f_c) - F(f-f_c)\} \quad (11)$$

여기서

$$F(f) = \frac{4\pi T \cos(2\pi f T)}{\pi^2 - (4\pi f T)^2} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} f(t) &= F^{-1}[F(f)] \\ &= \begin{cases} \cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right), & |t| \leq T \\ 0, & |t| > T \end{cases} \quad (13) \end{aligned}$$

그러므로 (8), (11)式으로부터 다음과 같은 FFSK 信號의 Fourier 變換을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} R(f) &= jAe^{-j2\pi(f-f_1)T} \{F(f+f_c) - F(f-f_c)\} \\ &\quad \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k e^{-j2\pi f k T} \quad (14) \end{aligned}$$

時間 領域

時間 領域에서의 波形을 얻기 위하여 (14)式을 變形하면

$$\begin{aligned} R(f) &= Ae^{-j2\pi f T} \left[jF(f-f_c) \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k e^{-j2\pi(f-f_1)kT} e^{-j3\pi k / 2} \right. \\ &\quad \left. - jF(f+f_c) \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k e^{-j2\pi(f+f_c)kT} e^{j3\pi k / 2} \right] \quad (15) \end{aligned}$$

여기서 또 $e^{-j3\pi k / 2} = (-1)^k e^{-j\pi k / 2}$ 인 關係式을 利用하면 (15)式은 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} R(f) &= Ae^{-j2\pi f T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} (-1)^k c_k \left[\cos\left(\frac{k\pi}{2}\right) F(f) e^{-j2\pi f T} \right. \\ &\quad \left. \ast \{j[\delta(f-f_c) - \delta(f+f_c)] + \sin\left(\frac{k\pi}{2}\right) F(f) e^{-j2\pi f T} \right. \\ &\quad \left. \ast \{\delta(f-f_c) + \delta(f+f_c)\} \right] \quad (16) \end{aligned}$$

여기서 \ast 는 convolution 積分을 意味한다.

그러므로

$$\begin{aligned} r(t) &= F^{-1}[R(f)] \\ &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} A(-1)^k c_k \left[-\cos\left(\frac{k\pi}{2}\right) f(t-kT-T) \right. \\ &\quad \left. \sin\{2\pi f_c(t-T)\} + \sin\left(\frac{k\pi}{2}\right) f(t-kT-T) \right. \\ &\quad \left. \cos\{2\pi f_c(t-T)\} \right] \quad (17) \end{aligned}$$

여기서 $f(t)$ 는 (13)式에 보인 바와 같이 時間 間隔이 $2T$ 秒인 對稱 波形이다.

3. FFSK 信號의 power spectral density

Binary input 信號 $\{b_k\}$ 는 modulo 2 integrator를 거치면 다음의 關係式에 의해서 그림 1(c)의 信號 $\{c_k\}$ 가 된다.

$$c_k = c_{k-1} \oplus b_k, C_0 = 0$$

$$= b_0 \oplus b_1 \oplus \dots \oplus b_{k-1} \oplus b_k \quad (18)$$

여기서 \oplus 는 modulo 2의 덧셈을 뜻한다. 따라서 sequence $\{c_k\}$ 는 $\{b_k\}$ 의 binary counting에 해당하고 실제로 $\{c_k\}$ 를 얻는 제일 쉬운 방법은 binary 入力 $\{b_k\}$ 로 二進 counter를 구동시키는 것이다.

만약 $\{b_k\}$ 가 0과 1*을 취하는 確率이 같고 또한 獨立的이라면 $\{c_k\}$ 도 역시 0과 1*을 취하는 確率이 같고 또한 獨立的이다⁶⁾. 이러한 假定에서는 다음의 關係式⁸⁾에 의해서 간단히 FFSK 信號의 power spectrum을 計算할 수가 있다. 즉 連續的인 成分과 不連續的인 成分은 각각 다음과 같다.

$$\Phi_c(f) = \frac{1}{T} \left\{ \sum_{j=1}^2 P_j |G_j(f)|^2 - \left| \sum_{j=1}^2 P_j G_j(f) \right| \right\}$$

$$\Phi_d(f) = \frac{1}{T^2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left| \sum_{j=1}^2 P_j G_j \left(\frac{n}{T} \right) \right|^2 \delta \left(f - \frac{n}{T} \right) \quad (19)$$

여기서

$$P_1 = P_r[c_k = 1] = \frac{1}{2}, G_1(f) = F[s'(t)] = S(f)$$

$$P_2 = P_r[c_k = -1] = \frac{1}{2}, G_2(f) = F[s''(t)] = -S(f)$$

이므로 (19)式에 (9)式을 代入하면 power spectral density $\Phi(f)$ 는 다음과 같이 된다.

$$\Phi(f) = \frac{A^2}{4\pi^2 T} \sin^2(2\pi f T) \left\{ \frac{1}{f+f_l} - \frac{1}{f-f_l} - \frac{1}{f+f_h} + \frac{1}{f-f_h} \right\}^2 \quad (20)$$

이 spectrum을 圖示하면 그림 3과 같이 된다. 여기서 特記하여야 할 것은 power spectrum이 連續的인 成分

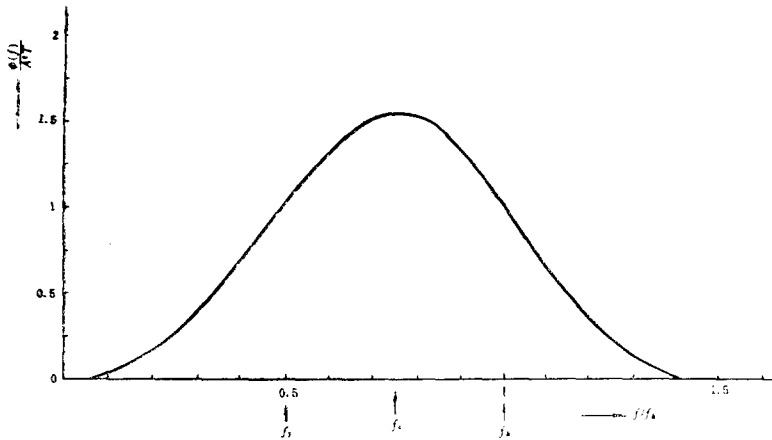


그림 3. FFSK 信號의 power spectrum
Fig. 3. Power spectral density of FFSK signal

만을 가지고 있으며, 信號 energy의 거의 모두가 $\frac{3}{2T} = 1.5f_b$ 의 帶域幅에 모여 있다는 점이다. 이것은 PSK의 近似的인 帶域幅 $2f_b$ 보다 더 좁은 장점을 의미한다. 즉 周波數가 制限된 傳送路에서 더 높은 傳送速度로서 데이터를 보낼 수 있다.

4. 最適 受信 시스템

Digital 通信에서 受信 data의 bit error rate를 最小化하는 最適 受信 시스템은 matched filter 등을 利用한 coherent detection이다. 이를 위해서 먼저 送信되는 波形을 더 구체적으로 分析할 필요가 있다. (13), (17)式으로부터 FFSK 信號는 다음의 두가지로 分類될

수 있다. 즉 偶數 data bit에서 ; $k = \dots, 0, 2, 4, \dots$

$$r_c(t) = -2Ac_k \sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \cos(2\pi f_c t) = -Ac_k [\sin(2\pi f_h t) - \sin(2\pi f_l t)], kT \leq t \leq (k+2)T \quad (21)$$

奇數 data bit에서 ; $k = 1, 3, 5, \dots$

$$r_o(t) = -2Ac_k \cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \sin(2\pi f_c t) = -Ac_k = -Ac_k [\sin(2\pi f_h t) + \sin(2\pi f_l t)], kT \leq t \leq (k+2)T \quad (22)$$

(21), (22)式으로부터 두 信號는 偶數 bit, 奇數 bit에서 각각 그 bit period의 antipodal이 되는 것을 알 수가 있다.

전형적인 FSK에서는 基本 波形들이 orthogonal signal set인데 反하여, 여기서는 antipodal signal set임을 알 수 있다. 따라서 1 bit period만큼 offset된 dual binary PSK와 같은 結果를 얻을 수 있다. 그러

* 여기서 0, 1은 logic state를 의미하는 것으로서, antipodal sequence 때는 ± 1 의 값을 가진다.

므로 $\{c_k\}$ 와 $\{b_k\}$ 의 error rate가 같다면 binary PSK와 같은 error rate를 얻게 된다. Additive white Gaussian noise에서 coherent binary PSK에서의 bit error rate는 다음과 같다⁹⁾.

$$P_e = Q(\sqrt{2r}) \quad (23)$$

여기서

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt$$

$$r = \text{SNR} = \frac{E_b}{N} \quad (24)$$

E_b = signal energy perbit

N = one-sided power spectral density of white Gaussian noise

이 결과는 매우 중요한 의미를 갖는다. 즉 coherent FSK에서는 誤率이 $P_e = Q(\sqrt{r})$ 이 되므로, FFSK가 最適 受信機를 가지면 FSK의 경우보다 SNR을 3dB 증가 시킨 결과가 된다.

(21), (22)式的 $r_e(t)$ 와 $r_o(t)$ 는 같은 $2T$ 秒 區間 동안에 서로 orthogonal하다. 예컨대

$$\int_0^{2T} r_{e0}(t) \{r_{o1}(t+T) + r_{o1}(t-T)\} dt = 0$$

이다. 여기서 아래글자 0, -1, 1은 信號의 始作點을 즉 (21), (22)式에서 $k=0, -1, 1$ 을 표시한다. 또한 이들各 信號는 같은 energy를 가지고 있다.

$$\int_0^{2T} r_{e0}^2(t) dt = \int_{-T}^T r_{e-1}^2(t) dt = 2A^2T$$

(17)式으로부터 T 秒 區間 동안의 出力 信號 $r(t)$ 의 energy는 다음과 같다.

$$\int_0^T r^2(t) dt = \int_0^T \{r_{e0}(t) + r_{o-1}(t+T)\}^2 dt = 2A^2T$$

그러므로 偶數 $\{c_k\}$, 奇數 $\{c_k\}$ 를 위한 $2T$ 秒 동안의 bit energy와, 전형적인 FSK에서 $\{b_k\}$ 를 위한 T 秒 동안의 bit energy는 모두 같으며, 이들의 SNR은 모두 다음과 같다.

$$r = \frac{2A^2T}{N_0} \quad (25)$$

最適 受信機 即 coherent detection은 matched filter 即 correlation integrator로서 구성된다.

$$J(kT) = \int_{kT}^{(k+2)T} r(t) [-A \{ \sin(2\pi f_k t) - \sin(2\pi f_e t) \}] dt ; h = -2, 0, 2, 4 \quad (26)$$

에서

$$J(kT) > 0 \text{ 이면 } c_k = 1$$

$$J(kT) < 0 \text{ 이면 } c_k = -1$$

로서 偶數 $\{c_k\}$ 를 判別한다. 마찬가지로 奇數 $\{c_k\}$ 도 다음 관계식으로부터 얻을 수 있다.

$$J(kT) = \int_{kT}^{(k+2)T} r(t) [-A \{ \sin(2\pi f_k t) + \sin(2\pi f_e t) \}] dt ; k = \dots, 1, 3, 5, \dots \quad (28)$$

$$J(kT) > 0 \text{ 이면 } c_k = 1$$

$$J(kT) < 0 \text{ 이면 } c_k = -1 \quad (29)$$

(27), (29)式에 의해서 나온 $\{c_k\}$ 로부터 binary 入力 信號 $\{b_k\}$ 는 다음 式에 의해서 求하여진다.

$$b_k = c_k \oplus c_{k-1} \quad (30)$$

(26)~(30)式에 의한 最適 受信機의 構造는 그림 4와 같이 된다.

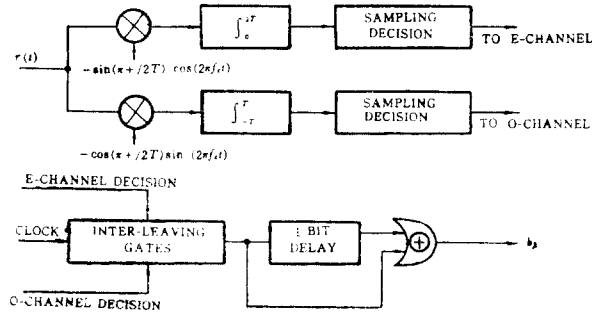


그림 4. 受信機 構造
Fig. 4. Receiver structure

5. BTF(binary transversal filter)

그림 2에서 waveform generator H_1, H_2 의 impulse response와 같이 制限된 時間동안 精確한 波形을 얻는 데는 BTF가 便利하다¹⁰⁾. BTF는 digital shift register와 원하는 波形의 staircase approximation을 얻기 위한 weighting 抵抗과 合算 增幅器 그리고 간단한 低域 濾波器로 構成된다. 그림 5와 같이 N-bit shift register에 한 개의 入力 pulse $a(t)$ 가 지나가는 동안에 weigh-

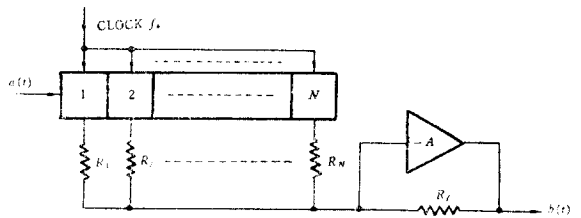


그림 5. Binary Transversal Filter
Fig. 5.

hting 抵抗 R_f 의 選擇에 따라서 원하는 出力 波形 $b(t)$ 를 얻을 수 있다. Shift register의 clocking 周波數 f_s 가 傳送하려는 bit rate f_b 보다 p 배 빠르다면 즉

$$f_s = pf_b = \frac{p}{T}$$

이면 BTF의 出力 波形은 다음과 같이 表示된다.

$$b(t) = \sum_{j=1}^N a(t - \frac{jT}{p}) \frac{R_f}{R_j} \quad (31)$$

여기서

$$a(t) = \begin{cases} 1 & , 0 \leq t \leq \frac{T}{p} \\ 0 & , \text{otherwise} \end{cases}$$

(31)式서 出力 波形은 staircase 近似值이므로 低域 濾波器로서 高調波를 없애면 원하는 基本 波形을 얻을 수 있다.

그림 2의 H_1, H_2 의 두 waveform generator는 weighting 抵抗을 使用하여 四分之一의 正弦波를 만들 고이때에 使用되는 shift register는 bidirectional shift register를 使用하여서 다음 四分之一의 正弦波를 얻고 이것을 다시 polarity switching하여서 나머지 二分之一의 正弦波를 얻는다. 그러나 한 bit 周期동안에는 한개의 waveform generator만 동작하므로 실제는 shift clock 周波數를 바꿈에 의해서 그림 6과 같이 한개의 BTF를 使用하였다.

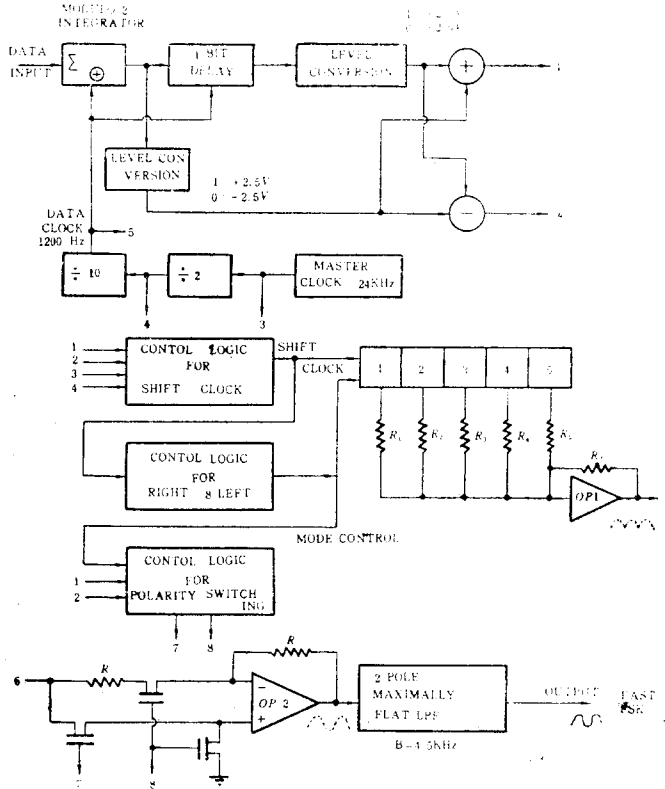


그림 6. FFSK 送信部
Fig. 6. Block diagram of FFSK transmitter

6. 實驗 및 結論

그림 6과 그림 7은 각각 送信부와 受信부의 系統圖이다¹¹⁾. 실제 시스템에서는 受信側の 同期信號를 별도로 얻어야 할 것이지만 본 實驗에서는 送信側の 것을 그대로 이용하였다. 基本 波形은 四分之一의 正弦波를 5 segment로 구현한 BTF로 얻었다. 수신기의 積分器는 放電時間을 위하여 偶數 奇數 channel마다 각 두 개로 구성하였다.

데이터 速度가 1200bps일 때 측정된 FFSK信號의 power spectrum과 受信誤率特性은 각각 그림 8, 그

림 9와 같다. 그림 8에서 볼 수 있는 바와 같이 帶域 幅은 대체로 $1.5f_b = 1800\text{Hz}$ 에 近似함을 알 수 있으며 그림 9의 P_s 는 PSK에서의 값이 $Q(\sqrt{2a_s})$ 에 매우 근사함을 알 수 있다. 그림 10은 데이터 波形, BTF 出力 波形, 그리고 FFSK 波形을 보이고 있으며, 그림 11은 受信機의 integrator 出力 波形과 送受信 데이터 波形을 동시에 보이고 있다.

本 論文에서는 Elzen의 decomposition 해석을 이용하여 FFSK 信號의 power spectrum을 구했으며, 또한 信號 波形을 偶數 및 奇數 順番 데이터에 대한 波形으로 분리 해석하므로써 binary PSK와 같은 受信特

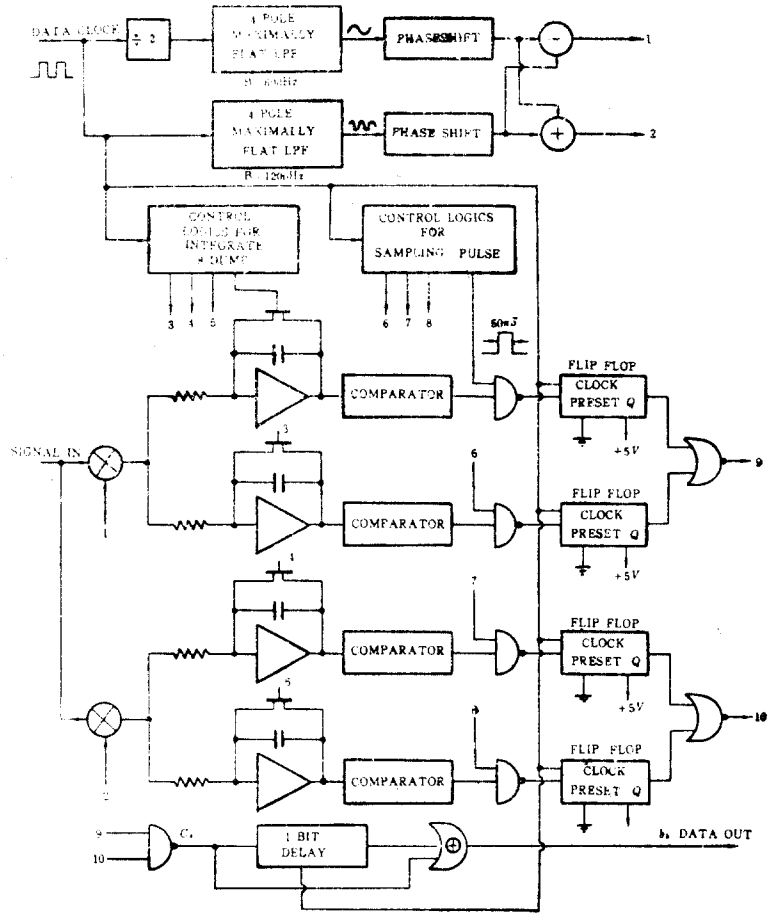


그림 7. FFSK 受信部

Fig. 7. Block diagram of FFSK receiver

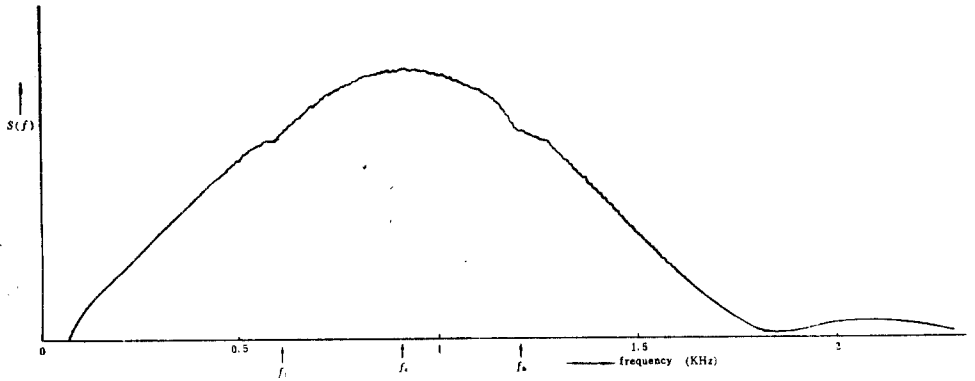


그림 8. 측정된 power spectrum

Fig. 8. Measured power spectrum for $f_1=600\text{Hz}$, $f_b=1200\text{Hz}$

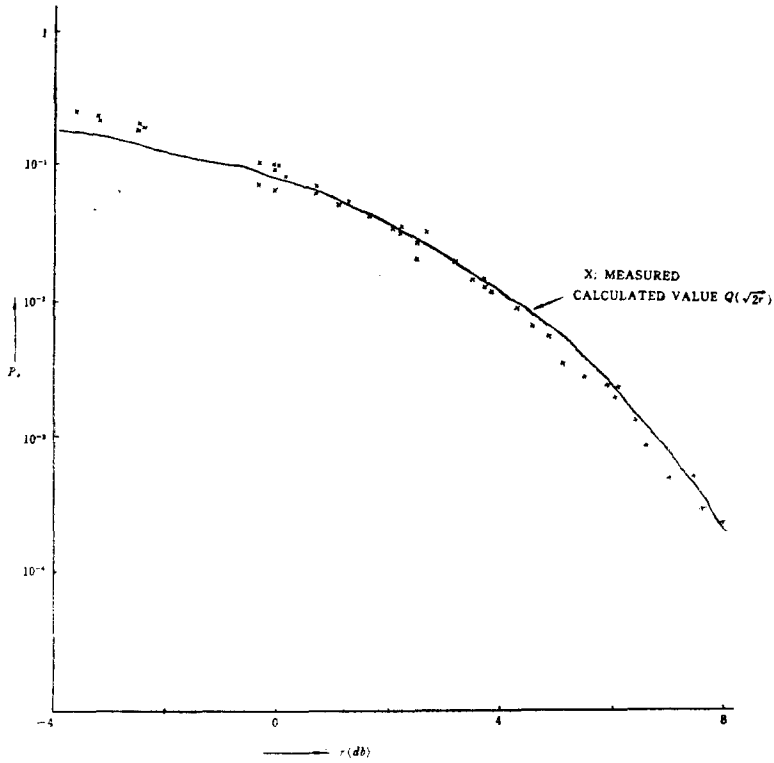


그림 9. 측정 한 誤率
Fig. 9. Measured P_e vs. SNR

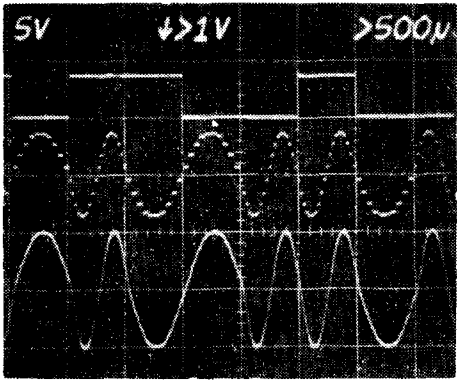
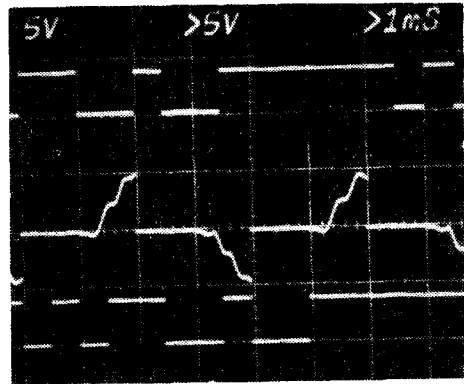


그림 10. BTF 및 FFSK의 出力波形 사진
Fig. 10. Picture of BTF and FFSK output waveforms



(a) transmitted data signal
(b) integrator output in receiver
(c) recovered data signal

그림 11. 雜音이 없을 때의 送受信된 데이터波形
Fig. 11. Transmitted and received data signal waveform in the case of no additive noise

성이 가능함을 고찰하였다. BTF로서 FFSK 信號를
판단 다음, 最高受信方法으로 測定實驗한 결과 좋은
受信特性和 帶域幅 特性을 확인할 수 있었다.

參 考 文 獻

1. J.R. Davey, "Modems," Proc. of IEEE, Vol. 60, pp.1284-1292, Nov.1972
2. Fan Tou and R.S. Simpson, "Optimum deviation ratio and observation interval for continuous-phase binary frequency-shift keying," IEEE Trans. on Communications, Vol. com-21, pp.1067-1089, Sept. 1973.
3. R. Buda, "Coherent demodulation of frequency-shift keying with low deviation ratio," IEEE Trans. on Communications, Vol. com-20, pp.429-435 June, 1972.
4. R. Buda, "About optimal properties of fast frequency-shift keying," IEEE Trans. on Communications, Vol. com-22, pp.1726-1727, Oct. 1974.
5. H.C. Elzen and P. Wurf, "A Simple method of calculating the characteristics of FSK signals with modulation index 0.5," IEEE Trans. on Communications, Vol. com-20, pp 139-147, April, 1972.
6. H.Kobayashi, "A survey of coding schemes for transmission recording of digital data," IEEE Trans. on Communications, vol.com-19, pp.1087-1100, Dec. 1971.
7. A. Sekey, "An analysis of the duobinary technique," IEEE Trans. on Commun. Tech., Vol. com-14, pp. 126-130, Apr., 1966.
8. H.C.Elzen, "Calculating power spectral densities for data signals," Proc. of IEEE, Vol. 58, pp.942-943, June, 1970.
9. J.M. Wozencraft and I.M. Jacobs, "Principles of Communication Engineering", New York: Wiley, 1965.
10. H.B. Voelcker, "Generation of digital signaling waveforms," IEEE Trans. on Commun. Tech. Vol. com-13, pp.203-208, June, 1965.
11. 白亨完, "Fast Frequency Shift Keying Using Binary Transversal Filter," 韓國科學院 碩士學位論文, 1976年 1月