

論 文

高速 mB₁Z 傳送路符號에
 관한 研究

正會員 俞 奉 善* 正會員 元 東 豪** 正會員 金 炳 贊***

A Study on a High-Speed mB₁Z
 Transmission Line Code

Bong Sun YOO*, Dong Ho WON**, Byung Chan KIM*** *Regular Members*

要 約 本 論 文 에 서 는 高 速 光 디 지 탈 傳 送 시 스템 과 같 은 高 速 unipolar 信 號 傳 送 시 스템 에 適 合 한 새 로 운 mB₁Z 傳 送 路 符 號 를 提 案 하 였 다.

mB₁Z 符 號 는 情 報 信 號 系 列 傳 送 速 度 를 $\frac{(m+1)}{m}$ 만 큼 速 度 變 換 한 後 m 비트 마 다 補 助 서 어 비 스 비트 하 나 를 插 入 한 信 號 系 列 과 出 力 傳 送 路 符 號 系 列 의 한 비트 를 遲 延 시 킨 信 號 系 列 을 Exclusive NOR 하 여 符 號 化 하 기 때 문 에 redundancy 를 減 少 시 켜 줄 수 있 음 뿐 만 아 니 라 復 號 회 路 역 시 간 단 하 게 構 成 할 수 있 다.

mB₁Z 符 號 는 同 符 號 連 續 數 를 (m+1) 비트 이 내 로 抑 壓 할 수 있 으 며 傳 送 路 符 號 系 列 의 마 크 륜 이 $\frac{1}{2}$ 이 기 때 문 에 電 力 스펙 트럼 에 存 在 하 는 高 低 周 波 成 分 들 을 抑 壓 할 수 있 다.

ABSTRACT This paper is to propose a new line code suitable for a high speed unipolar pulse transmission system, such as a high speed optical digital transmission system.

The original information speed can be converted into the transmission speed $\frac{(m+1)}{m}$ by the speed converter.

Then this code, named mB₁Z code, is generated by means of an Exclusive NOR between the bit stream inserted a space into every m bits and the bit stream delayed by the time slot allocated a single bit at the output coded sequence. Therefore, a mB₁Z code can reduce a redundancy in the line code for transmission and its conversion circuits can be devised easily. The mB₁Z code can also suppress undesirable long consecutive identical digits and make line code balance in the mark and space ratio. Therefore, high frequency and low frequency components in power spectrum of a mB₁Z code can be suppressed.

I. 序 論

情 報 傳 達 을 위 한 디 지 탈 傳 送 시 스템 이 經 濟 化, 大 容 量 化 함 에 따 라 効 率 的 으 로 情 報 을 傳 送 할 수 있 는 傳 送 路 符 號 選 擇 이 重 要 한 問 題 가 되 고 있 다.

*, *** 成 均 館 大 學 校 工 科 大 學 電 子 工 學 科

Dept. of Electronic Engineering, Sung Kyun Kwan University Seoul 110, Korea.

** 成 均 館 大 學 校 工 科 大 學 情 報 工 學 科

Dept. of Information Engineering, Sung Kyun Kwan University Seoul 110, Korea.

論 文 番 號 : 87 - 35 (接 受 1987. 3. 5)

특히, 光強度變調를 利用한 디지털 傳送方式과 같이 傳送狀態를 두가지로만 傳送해야 하는 2值 unipolar 信號系列 傳送시스템에서는 同符號連續 (consecutive identical digits)에 의한 影響이 크기 때문에 傳送路符號 選擇은 대단히 重要하다.^{(1),(2),(3)}

이와 같은 2值 unipolar 信號系列 傳送시스템 傳送路符號 選擇時에는 傳送시스템의 要求條件과 더불어 B.S.I(Bit Sequence Independence)條件 등을 考慮해야 한다.⁽⁴⁾

현재까지 提案된 傳送路符號는 여러가지 있으나 크게 블럭 變換符號인 mBnB符號와 補助 서어비스 비트 插入符號인 mB1A(m binary with one auxiliary)符號로 나눌 수 있다.^{(5),(6),(7)}

mBnB符號는 m비트 블럭을 n비트로 變換하는 符號로서 특히 m=1, n=2인 1B2B 符號에는 C-MI, DMI符號 등이 있다.^{(5),(9)}

이들 1B2B符號는 他 符號方式보다 적은 2~3비트의 同符號連續數를 가지며 回路 構成도 容易할 뿐 아니라 마크率이 낮로 符號 平衡性도 良好하다.

그러나 傳送速度가 2배로 上昇하여 符·復號器의 高速動作이 문제가 되기 때문에 高速傳送到는 不適合하다.

m이 2보다 큰 경우의 mBnB符號의 傳送速度 上昇率은 1B2B符號보다 훨씬 낮아지지만 符·復號器 回路 構成은 매우 複雜하다.

따라서 1B2B符號와 마찬가지로 mBnB符號(m ≥ 2)역시 高速傳送到는 不適合하다.

한편, 서어비스 비트 插入符號인 mB1A 符號는 m비트마다 補助 서어비스 비트 하나를 插入하는 方式으로 PMSI, mB1P, mB1C, DmB1M 符號 등이 있다.^{(8),(9),(10),(11)}

특히, 最大同符號連續數가 (m+1)비트인 mB1C符號는 插入補助 서어비스 비트 數가 적어 Redundancy 上昇率이 낮고, 傳送速度 上昇率도 $\frac{(m+1)}{m}$ 로 높지 않아 2值信號系列 高速情報傳送到 매우 適合한 傳送路符號方式이긴 하나, (m+1)번째 비트에 補助 서어비스 비트 하나를 插入하기 위하여 m번째 비트의 狀態를 항상 檢査해야 하므로 符號器 回路構成이 複雜하다는 短點이 있다.

따라서 本 論文에서는 高速情報傳送到가 可能하고 入力情報信號系列과 독립적으로 補助 서어비스 비트를 (m+1)비트마다 “space”를 插入시킴으로써 符號變換回路를 간단하게 構成할 수 있는 mB1Z(m Binary with one Zero)符號를 提案하여 傳送特性 評價時 重要的 要素가 되는 電力 스펙트럼, 마크率, redundancy, 에러 檢出特性, 傳送速度 上昇率, 그리고 傳送路 에러 監視法에 關하여 調査 研究하였다.

II. mB1Z符號

II-1. 傳送路符號

디지털 傳送시스템에서의 傳送信號狀態를 多值로 하는 것은 大量的 情報傳達이라는 面에서는 바람직하지만 傳送시스템 素子の 高速性和 더욱 優秀한 狀態變化 識別機能이 必要하기 때문에 대부분의 디지털 傳送시스템에서는 2值 unipolar 信號系列을 使用하고 있다.

그러나 2值 unipolar 信號系列의 傳送路符號는 多值信號系列의 傳送路符號보다 同符號가 連續되는 경우가 많기 때문에 受信側에서 timing 情報를 抽出하기가 어렵다.⁽⁵⁾

따라서 2值 unipolar 信號系列 傳送路符號 選擇時에는 다음과 같은 B.S.I. 條件과 傳送시스템 要求條件들을 考慮해 주어야 한다.^{(4),(9)}

- 1) 同符號連續數가 적어야 한다.
- 2) Frame 同期信號에 影響을 미치지 않아야 한다.
- 3) 符·復號變換器 回路 構成이 簡單하여야 한다.
- 4) 傳送中인 符號系列에서 容易하게 timing 情報를 얻을 수 있어야 한다.
- 5) 符·復號化時 에러 發生이 없어야 한다.
- 6) 傳送速度 增加率에 적어야 한다.

II-2. mB1Z符號 構成

II-1節에 記述한 B.S.I. 條件과 傳送시스템 要求條件들을 만족시키는 mB1Z符號의 block diagram은 그림 1과 같으며, 그림 2는 mB1Z符號中 m=5인 5B1Z符號의 timing diagram을 나타낸 것으로 이들 그림으로부터 일반적인 mB1Z符號의 block diagram의 動作을 說明해 보면 다음

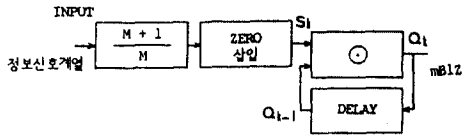


그림 1 mB1Z 부호기의 블록도
Block diagram of mB1Z coder.

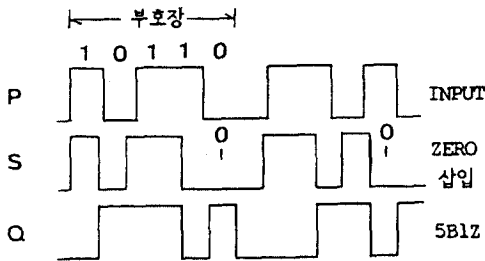


그림 2 5B1Z 부호기의 신호계열
Signal sequence of 5B1Z coder.

과 같다.

$\frac{(m+1)}{m}$ 速度變換器와 補助 서어비스 비트 挿入器에 의해 入力情報信號系列 P는 다섯번째 비트와 여섯번째 비트 사이에 "space"가 挿入되어 S_k 信號가 되고 S_k 信號는 遲延素子에 의하여 出力符號 Q_k 를 한 비트 遲延시킨 $Q_{(k-1)}$ 信號와 Exclusive NOR에 入力되어 5B1Z 傳送路符號가 된다.

따라서 mB1Z 符號變換 後 信號系列 Q_k 는 式(1)과 같이 表示할 수 있다.

$$Q_k = Q_{(k-1)} \odot S_k \quad (1)$$

단, S_k, Q_k 는 K번째 비트를 意味하며 \odot 는 Exclusive NOR를 意味한다.

mB1Z 符號 Q_k 는 遲延素子の 初期值에 따라 "mark", "space" 狀態가 反轉되며, 그림 2는 初期值를 "space"으로 한 경우이다.

mB1Z 符號의 $(m+1)$ 번째 비트 $Q_{(m+1)}$ 은 出力符號 $Q_{(m+1)}$ 를 한 비트 遲延시킨 Q_m 과 항상 "space"인 $S_{(m+1)}$ 를 Exclusive NOR한 값이므로 $Q_{(m+1)}$ 을 수식으로 表示하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} Q_{(m+1)} &= Q_m \odot S_{(m+1)} \\ &= Q_m \odot 0 \\ &= \overline{Q_m} \end{aligned} \quad (2)$$

따라서 式(2)로부터 mB1Z 傳送路符號의 m 번째 비트와 $(m+1)$ 번째 비트 사이에는 항상 狀態變化가 發生하므로 最大同符號連續數는 $(m+1)$ 비트로 抑壓됨을 알 수 있다.

한편, 受信側에서의 復號過程은 式(1)을 差分變換함으로써 쉽게 알 수 있다.

$$S_k = Q_k \odot Q_{(k-1)} \quad (3)$$

그림 3에서 보는 바와 같이 受信한 5B1Z 符號 Q_k 와 Q_k 를 한 비트 遲延시킨 $Q_{(k-1)}$ 을 Exclusive NOR하여 S 信號를 얻은 後, 그 S 信號의 $(m+1)$ 번째 비트를 除去하면 送信側 情報信號系列 P를 간단하게 復號化할 수 있다.

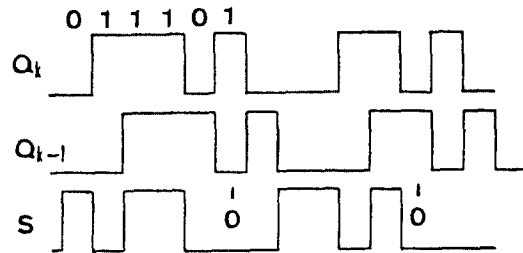


그림 3 5B1Z 복호기의 신호계열
Signal sequence of 5B1Z decoder.

II - 3. mB1Z 符號器와 復號器

情報信號系列을 直列信號로 傳送할 경우 frame 同期信號가 必要하다.

따라서 mB1Z 符號를 符號化할 때 同期信號 비트와 符號變換 補助 서어비스 비트를 동시에 挿入하는 方法을 생각할 수 있으나, frame 同期信號 비트는 이미 挿入되어 있는 것으로 看做하고 mB1Z 符號變換 過程만을 考慮하였으며 說明을 간단히 하기 위하여 $m=5$ 인 5B1Z 符號器를 構

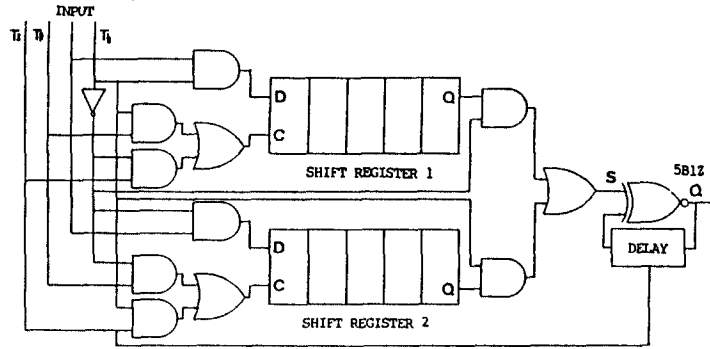


그림 4 mB1Z 부호기(m=5)
mB1Z coder(m=5).

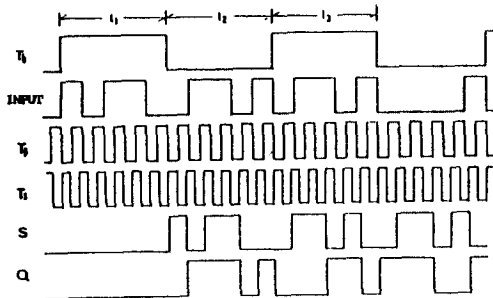


그림 5 mB1Z 부호기의 보조신호계열(m=5).
Timing sequence of auxiliary signal of mB1Z
coder(m=5).

成하기로 한다.

5B1Z 符號器 回路는 그림 4 와 같으며 入力情
報系列의 다섯 비트마다 補助 서어비스 비트
"space"를 挿入하기 위해서는 回路에서와 같이
5비트 SHIFT REGISTER가 必要하며 이 SH-
IFT REGISTER를 動作시키기 위해서는 그림 5
와 같은 補助信號 T_b 의 周期는 入力情報 信號系
列 P의 bit time slot의 $2m$ 배이며, T_p 및 T_s 의
pulse數는 각각 T_b 한 周期에 $2m$, $2(m+1)$ 개이
다.

P를 그림 4 의 入力端子에 入力시키면 t_1 時間
동안 T_b 와 T_p 가 P의 처음 다섯 비트를 SHIFT

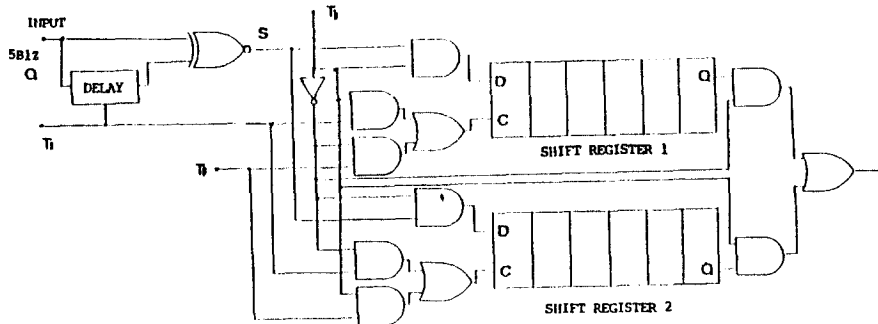


그림 6 mB1Z 복호기(m=5)
mB1Z decoder(m=5).

REGISTER 1 에 저장시킨다.

t_2 時間 동안에는 T_b 와 T_p 가 P의 다음 다섯 비트를 SHIFT REGISTER 2 에 저장시킴과 동시에 T_b 와 T_s 에 의하여 SHIFT REGISTER 1 에 저장되어 있던 다섯 비트에 “space”을 挿入하여 여섯 비트를 出力시킨다.

t_3 時間은 t_1 과 같은 動作을 反復하며 SHIFT REGISTER 2 에 저장되어 있던 다음 다섯 비트에 “space”를 挿入하여 出力시킨다.

각 SHIFT REGISTER 出力信號는 OR Gate 에 의해 S 信號로 變換되며 遲延素子 出力과 함께 Exclusive NOR에 入力되어 符號長 6 비트의 5B1Z 傳送路符號가 된다.

受信側 復號器는 符號器의 逆過程으로 構成할 수 있으며, 그 回路는 그림 6 과 같다.

여기서 T_b , T_s , T_p 는 入力側의 信號와 同一해야 하므로 受信側에서 비트同期回路에 P.L.L.을 用 信號와 復號된 信號系列의 “space” 위치에 따라 同期發振된 信號로부터 T_b , T_s , T_p 를 얻을 수 있다.

III. mB1Z符號의 特性

III - 1. mB1Z符號의 마크率

傳送되어온 傳送路符號系列의 마크率에 의한 受信側에서의 影響 中 가장 큰 것은 受信信號系列로부터 timing 情報를 抽出하는 것이라 할 수 있다.

이러한 傳送路符號系列의 마크率의 變動에 따른 特性을 簡략하게 알아보면 다음과 같다.

일반적으로 入力信號의 마크率이 ½일 때는 同符號連續數가 減小하기 때문에 良好한 timing jitter 抑壓特性을 나타내는 반면에 入力信號의 마크率이 ½보다 크거나 혹은 작을 경우에는 “mark” 또는 “space”의 同符號連續數가 增加하므로 timing 情報 抽出, 維持가 어려워지며 따라서 timing jitter가 增加한다.^{(6),(9)}

그러나 本論文에서 提案한 mB1Z符號는 Exclusive NOR에 의하여 Exclusive NOR의 入力 情報信號系列의 마크率과 關係없이 最大同符號連續數가 (m+1)비트로 抑壓되며 마크率이 ½이

기 때문에 timing 抽出이 容易해진다.⁽⁹⁾

mB1Z符號의 마크率이 ½이라는 것을 수식으로 誘導해보면 다음과 같다.

마크率이 ½이라는 것을 誘導하기 위해서는 우선 mB1Z符號의 信號 흐름圖를 式(1)에 의하여 나타내야 한다.

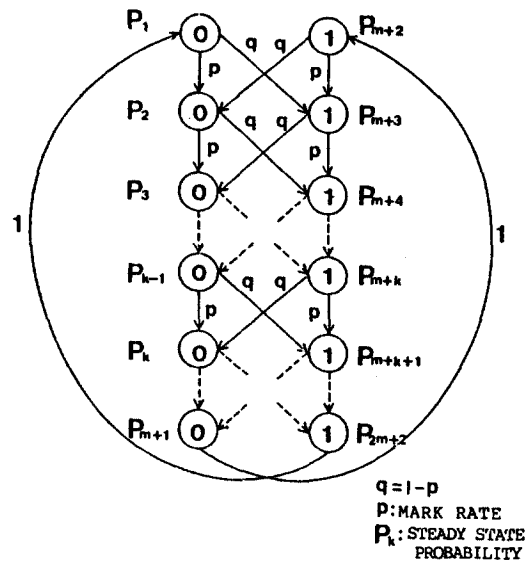


그림 7 mB1Z 부호의 信號 흐름圖
Signal flow graph of mB1Z code.

즉 S_k 가 “mark”일 경우 Q_k 는 $Q_{(k-1)}$ 의 符號와 同符號가 되며, S_k 가 “space”일 경우에는 Q_k 와 $Q_{(k-1)}$ 의 符號는 서로 補符號가 된다.

위의 過程을 그림 7 과 같이 나타낼 수 있으며 이것을 수식으로 나타내면

$$P_k = p \cdot P_{(k-1)} + (1-p) \cdot P_{(m+k)} \quad (4)$$

$$P_{(m+k+1)} = p \cdot P_{(m+k)} + (1-p) \cdot P_{(k-1)} \quad (5)$$

$$P_{(m+1)} = P_{(m+2)} \quad (6)$$

$$P_{(2m+2)} = P_1 \quad (7)$$

이다.

여기서 k 는 $2 \leq k \leq (m+1)$ 이며, P_k 는 狀態 k 의 定常狀態 確率이며, p 는 情報信號系列의 마크率이다.

式(4)에 $k = 2, 3, 4 \dots$ 을 逐次代入하여 P_k 를 구해 보면

$$P_2 = p \cdot P_1 + (1-p) \cdot P_{(m+2)} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} P_3 &= p \cdot P_2 + (1-p) \cdot P_{(m+3)} \\ &= p^2 \cdot P_1 + p \cdot (1-p) \cdot P_{(m+2)} \\ &\quad + (1-p) \cdot P_{(m+3)} \end{aligned} \quad (9)$$

$$\vdots \quad \quad \quad \vdots$$

$$\begin{aligned} P_k &= p^{(k-1)} \cdot P_1 + p^{(k-2)} \cdot (1-p) \cdot P_{(m+2)} \\ &\quad + p^{(k-3)} \cdot (1-p) \cdot P_{(m+3)} + \dots \\ &\quad + (1-p) \cdot P_{(m+k)} \end{aligned} \quad (10)$$

가 되며 같은 方法으로 $P_{(m+k+1)}$ 을 구해보면 式(13)과 같다.

$$P_{(m+3)} = p \cdot P_{(m+2)} + (1-p) \cdot P_1 \quad (11)$$

$$\begin{aligned} P_{(m+4)} &= p \cdot P_{(m+3)} + (1-p) \cdot P_2 \\ &= p^2 \cdot P_{(m+2)} + p \cdot (1-p) \cdot P_1 \\ &\quad + (1-p) \cdot P_2 \end{aligned} \quad (12)$$

$$\vdots \quad \quad \quad \vdots$$

$$\begin{aligned} P_{(m+k+1)} &= p^{(k-1)} \cdot P_{(m+2)} + p^{(k-2)} \cdot (1-p) \cdot \\ &\quad P_1 + p^{(k-3)} \cdot (1-p) \cdot P_2 + \dots + (1-p) \cdot \\ &\quad P_{(k-1)} \end{aligned} \quad (13)$$

式(4)와 (5)로부터

$$P_k - P_{(m+k+1)} = (1-2p) \cdot (P_{(m+k)} - P_{(k-1)}) \quad (14)$$

얻을 수 있으며, 式(10)과 (13)으로부터

$$\begin{aligned} P_k - P_{(m+k+1)} &= p^{(k-1)} \cdot (P_1 - P_{(m+2)}) + \\ &\quad \{p^{(k-2)} \cdot (1-p)\} \cdot (P_{(m+2)} - P_1) + \\ &\quad \{p^{(k-3)} \cdot (1-p)\} \cdot (P_{(m+3)} - P_2) + \dots + \\ &\quad (1-p) \cdot (P_{(m+k)} - P_{(k-1)}) \end{aligned} \quad (15)$$

얻을 수 있다.

따라서 式(14)와 (15)로부터

$$\begin{aligned} (1-2p) \cdot (P_{(m+k)} - P_{(k-1)}) &= p^{(k-1)} \cdot \\ &\quad (P_1 - P_{(m+2)}) + p^{(k-2)} \cdot (1-p) \cdot (P_{(m+2)} - P_1) \\ &\quad + p^{(k-3)} \cdot (1-p) \cdot (P_{(m+3)} - P_2) + \dots \\ &\quad + (1-p) \cdot (P_{(m+k)} - P_{(k-1)}) \end{aligned} \quad (16)$$

이며, 式(16)은 항상 成立해야 하므로

$$\begin{aligned} P_1 &= P_{(m+2)}, P_2 = P_{(m+3)}, \dots, P_{(m+k)} \\ &= P_{(k-1)} \end{aligned} \quad (17)$$

이다.

따라서

$$P_k = P_{(m+k+1)}, \quad \text{for } 1 \leq k \leq (m+1) \quad (18)$$

이다.

情報信號系列의 마크率 p 와는 獨立的으로 “mark”와 “space”의 發生할 確率は 항상 같다는 것을 式(18)로부터 알 수 있으며, 符號變換後 마크率이 $p = \frac{1}{2}$ 이라는 것도 알 수 있다.

III-2. mB1Z 符號의 電力 스펙트럼 特性

低域遮斷에 대한 傳送路符號의 強度, 傳送帶域, timing 情報의 抽出과 같은 特性들을 分析할 수 있는 傳送路符號系列의 電力 스펙트럼은 一般적으로 離散成分과 連續成分으로 나누어 생각할 수 있다⁽³⁾.

本節에서는 定常確率過程인 mB1Z 符號列의 電力 스펙트럼을 離散成分 $S_d(f)$ 와 連續成分 $S_c(f)$ 로 나누어 mB1Z 符號의 特性을 調査한다.

III-2-1. 離散成分 $S_d(f)$ 의 算出

mB1Z 符號의 離散電力 스펙트럼 成分 $S_d(f)$ 는 다음과 같이 算出할 수 있다.

$$S_d(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n \cdot C_n^* \delta\left(f - \frac{n}{(m+1)T_0}\right) \quad (19)$$

여기서 C_n 은

$$C_n = \frac{1}{(m+1)T_0} \sum_{i=1}^N P_i \cdot G_i(nf_0) \quad (20)$$

이며, T_0 는 clock 周期, N 은 符號波形的 數 ($N=2^m$), $G_i(nf_0)$ 는 符號波形 $G_i(t)$ 의 Fourier 變換 値,

$$G_i(nf_0) = \int_{-\infty}^{\infty} G_i(t) e^{-j2\pi n f_0 t} dt \quad (21)$$

for $i=1, 2, 3, \dots, 2^m$

이며, P_i 는 i 번째 pulse pattern $G_i(t)$ 가 發生할 確率이다.

그림 7에서 각각의 狀態가 發生할 確率 P_i 은 式(4)와 (18)에 의하여 모두 같다는 事實을 알 수 있다.

$$P_1 = P_2 = \dots = P_m = P_{m+1} = \dots = P_{2m+2} \quad (22)$$

이 結果式(22)을 式(19)에 代入하여 2^m 개의 모든 符號波形에 대하여 Fourier 變換하면, 그림 8과 같이 mB1Z 符號의 離散電力 스펙트럼은 $f=0$ 인 直流成分만을 除外하고 항상 "0"임을 알 수 있다.

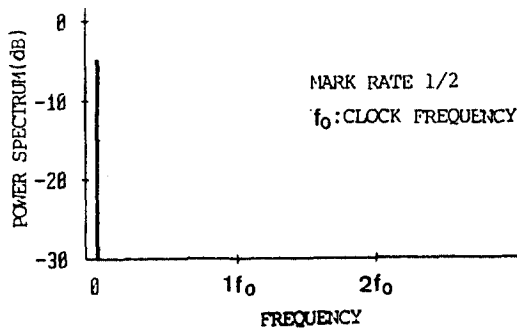


그림 8 mB1Z 부호의 이산전력 스펙트럼
Discrete power spectrum of mB1Z code.

$$S_d(f) = 0 \quad (23)$$

단, $f=0$ 일 때 $S_d(f) \neq 0$ 이다.

즉, mB1Z 符號의 마크율이 $\frac{1}{2}$ 인 관계로 $\frac{f_0}{(m+1)}$

근방에서 電力 스펙트럼상에 harmonic spectra 成分이 存在하지 않는다.

III-2-2. 連續成分 $S_c(f)$ 의 算出

mB1Z 符號의 連續電力 스펙트럼成分 $S_c(f)$ 은 mB1Z 符號의 信號 흐름圖, 그림 7로부터 遷移確率行列과 出力符號行列을 決定함으로써 Computer simulation이 容易한 Yasuda와 Inose의 Algorithm⁽¹²⁾을 利用하여 算出하였다.

算出した mB1Z 符號의 正規化 連續電力 스펙트럼 그림 9는 mB1Z 信號 흐름圖와 式(22)에 의하여 마크율 $p=\frac{1}{2}$ 일때의 mB1C 符號의 連續電力 스펙트럼과 一致함을 알 수 있었다.⁽⁹⁾

이 그림으로부터 高·低周波 成分들이 많이 抑壓됨을 알 수 있으며, 특히 $m=1$ 인 경우에는 低周波 成分이 거의 없다는 것을 알 수 있다.

또 마크율이 $\frac{1}{2}$ 인 mB1Z 符號의 特性에 의하여 $\frac{1}{2T_0}$ 부분에서 電力 스펙트럼이 增加함을 알 수 있으며, m 이 增加함에 따라 각각의 블러내의 "sp-

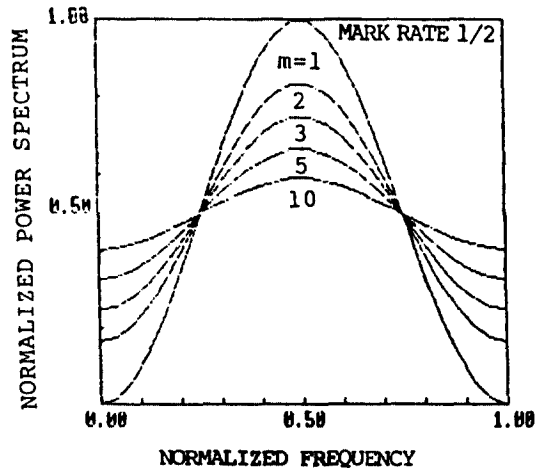


그림 9 mB1Z 부호의 연속전력 스펙트럼
Continuous power spectrum characteristics of mB1Z code.

ace"와 "mark"의 相關이 적어 random系列의 스펙트럼 分布에 近接함을 또한 알 수 있다.

Ⅲ-3. mB1Z 符號長과 Redundancy

信號의 長距離傳送에는 S/N比 劣化로 만드시 中繼器가 必要하며 그 中繼器의 特性은 傳送中인 線路信號의 種類와 狀態에 따라 變化한다.

디지털 信號를 傳送하는 경우 同符號連續으로 인하여 許容符號干涉量, 中繼器 eye pattern, 識別 level 變動 등이 影響을 받는다.

2值 unipolar 信號系列 傳送時의 最大同符號連續數는 傳送線路特性, 특히 中繼器의 timing特性, 直流再生特性 등을 考慮하여 決定해야 한다.¹⁰⁾

mB1Z 符號의 符號長(m+1)은 許容最大同符號連續數보다 작게 選擇해야 하며, m값이 작을 수록 傳送品質은 향상되나 그 下限值는 符號化後의 傳送速度 增加量에 따른 傳送路條件과 傳送시스템 許容動作速度에 따라 正해야 한다.

그러므로 (m+1)값, 즉 符號長은 許容最大同符號連續數와 傳送시스템 許容信號速度에 의해 決定된다.

mB1Z 符號 傳送速度 上昇率과 同符號連續數와 의 關係을 나타낸 그림 10으로부터 傳送速度가 增加할수록 同符號連續數 抑壓效果가 커짐을 알 수

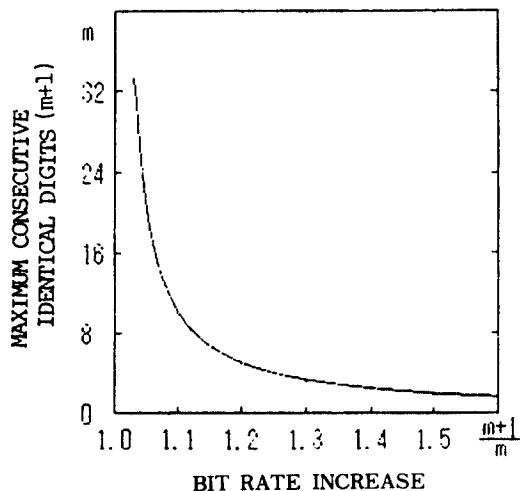


그림10 비트율 증가에 따른 최대동부호연속수의 변화
Maximum consecutive identical digits versus bit rate increase.

있다.

따라서 符號長이 적어짐에 따라 單位時間당 補助 서어비스 비트 插入率이 增加하여 傳送速度가 增加하며, 이에 의하여 그림11에서 보는 바와같이 redundancy가 增加하여 傳送시스템 效率을 低下시킨다.

Ⅲ-4. mB1Z 符號의 傳送遲延特性和 傳送到러

mB1Z 符號의 time slot는 情報信號系列P의 m 비트마다 補助비트 하나씩을 插入하므로 P의 time slot 보다 $\frac{1}{(m+1)}$ 만큼씩 좁아진다. 補助서어비스 비트插入은 m비트를 單位로 하고 있으므로 情報信號系列 m비트만큼 時間이 遲延된다. 이 遲延時間은 傳送信號 周波數를 f_0 라 하면 $\frac{(m+1)}{f_0}$ [sec]가 되며 f_0 가 클 경우에는 무시할 수 있다.

한편, mB1Z 符號 構成을 위해 插入한 補助 서어비스 비트를 利用하여 일부의 에러 檢出을 할 수 있다.

(m+1)비트마다 插入된 補助 서어비스 비트가 "mark"일 때는 傳送中 에러가 發生한 것을 意味한다.

差分變換으로 傳送路符號를 復號化하고 있으므로 補助 서어비스 비트에 의한 에러 檢出率 P는

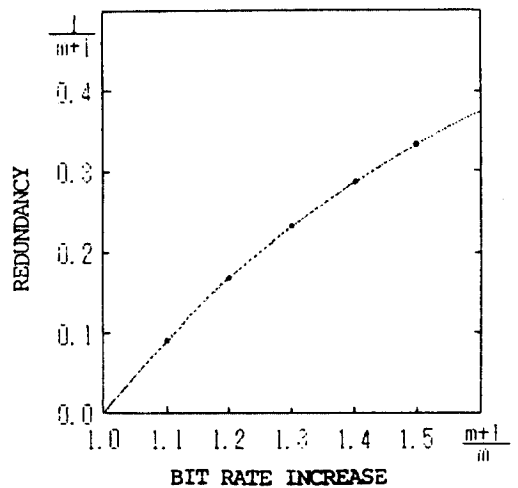


그림11 비트율 증가에 따른 용장도 변화
Redundancy versus bit rate increase.

다음과 같다.⁹⁾

$$P = \frac{1}{m+1} [P_e \cdot (1-P_e) + (1-P_e) \cdot P_e]$$

$$= \frac{2}{m+1} P_e \quad (P_e \ll 1) \quad (24)$$

단, P_e 은 傳送路 에러率이다. 이 에러 檢出 回路는 그림12와 같이 差分變換 復號後 情報信號系列에서 補助 서어비스 비트, 즉 $(m+1)$ 번째 비트의 狀態를 調査하도록 構成한다.

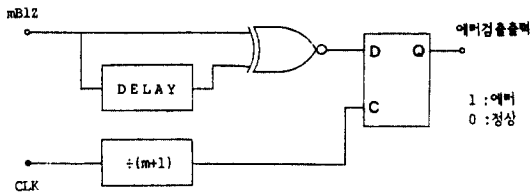


그림12 mB1Z 부호의 에러 검출 회로
Error detecting circuit of mB1Z code.

mB1Z 符號 自體는 이렇게 優秀한 傳送特性을 가지고 있지만 傳送路에서 發生하는 에러는 復號過程에서 差分變換하고 있으므로 式(3)에서 알 수 있는 바와 같이 Q_k 에 에러가 發生하여 \bar{Q}_k 가 되면 S_k', S_{k+1}' 은

$$S_k' = \bar{Q}_k \odot Q_{(k-1)} = \bar{S}_k \quad (25)$$

$$S_{(k+1)}' = Q_{(k+1)} \odot \bar{Q}_k = \bar{S}_{(k+1)} \quad (26)$$

되어 에러는 두 비트에 波及된다. 이러한 性質은

傳送路 監視, 특히 패리티 檢査를 하는 경우 중요한 문제가 된다.

즉, 傳送路에서 發生한 에러는 受信側에서 2비트 에러가 되기 때문에 종래의 패리티 檢査로는 傳送路 에러를 檢出할 수 없다.

따라서 이것을 피하기 위해서는, 예를들어 2系列 패리티 檢査로 한 비트씩 걸러서 패리티 檢査를 하는 方法등으로 에러 波及을 考慮한 設計를 해야 할 必要가 있다.

이상의 mB1Z 符號의 주요 特性들을 총괄적으로 다른 補助 서어비스 비트 插入 符號들과 比較한 結果를 표 1에 나타내었다.

VI. 結 論

本 論文에서는 2值 unipolar 信號系列 傳送시스템에서 가장 큰 問題가 되고 있는 同符號連續數를 效果的으로 抑壓하여 良好한 情報信號系列을 傳送할 수 있는 傳送路符號 mB1Z를 提案하여 다음과 같은 일반적인 特性들을 밝혔다.

- 1) 最大同符號連續數를 $(m+1)$ 비트로 抑壓할 수 있다.
- 2) 傳送速度 增加率은 $\frac{(m+1)}{m}$ 이다.
- 3) 기존의 mB1Z 符號方式과 달리, 특히 mB1Z 傳送路符 달리 號方式과 m번째 비트와 獨立적으로 "space"를 補助 서어비스 비트로 插入시킴으로써 符·復號器 回路 構成이 매우 簡單하다.
- 4) 高速 디지털 傳送이 可能하다.
- 5) 마크率이 $\frac{1}{2}$ 이다.

표 1 보조 서어비스 삽입부호 특성비교
Comparison of line codes inserted on auxiliary service bit.

特性 Code種類	同符號連續數	速度上昇率	Mark rate	回路規模	傳送에러 (한 비트당)
mB1P	2m	$\frac{(m+1)}{m} f_0$	$\frac{1}{2}$	×	1
PMSI	2m+1	"	"	○	1
mB1C	m+1	"	"	△	1
DmB1M	m+1	"	"	○	2
mB1Z	m+1	"	"	◎	2

6) 電力 스펙트럼에 存在하는 高·低周波 成分들이 抑壓된다.

7) Redundancy가 적어 傳送路 利用率이 向上된다.

8) 傳送信號 周波數를 f_0 라 할 때 遲延 時間은 $\frac{(m+1)}{f_0}$ 이며, f_0 가 클 경우에는 무시할 수 있다.

위와 같은 特性들로 보아 mB1Z符號는 2值 unipolar 信號系列 傳送시스템의 傳送路符號로 適合할 것으로 思料된다.

參 考 文 獻

(1) J. M. Griffiths, "Binary code suitable for line transmission", Electronics Letters, Vol. 5, No. 4, pp. 78~81, 1967.
 (2) R. O. Carter, "Low-Disparity coding system", Electronics Letters, Vol. 1, No. 3, pp. 67~68, 1965.
 (3) 重井芳治, "高速PCM", コロナ, pp. 164~176, 1975.
 (4) CCITT, Rec. 722, "Interconnection of digital paths

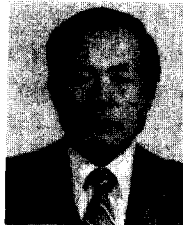
using different techniques"
 (5) 加藤, 中川, 伊勝, "高速デジタル 光 傳送方式의 傳送路 符號構成について" 電子通信學會論文誌, 81/12, Vol. J 64-13, No. 12, pp. 1469~1470, 1981.
 (6) Miroyuki Kasai, et al, "PCM Jitter suppression by scrambling", IEEE. Trans. on Comm. Vol. COM-22, No. 8, pp. 1114~1122, Aug. 1974.
 (7) Yoshitaka takasaki, et al, "Optical pulse formats for fiber optic digital communications" IEEE. Trans. on comm., Vol. COM-24, No. 4, Apr. 1976
 (8) 北見, 米見, 石尾, "100 Mb/s 光傳送方式의 傳送路 符號構成について" 信學技報 CS80-173, pp. 7-12, 1980.
 (9) Noriaki Yoshikai, et al, "mB1C code and its performance in an optical communication system", IEEE, Trans. on comm., Vol. COM-32, No. 2, pp. 163~168, Feb. 1984.
 (10) 吉開, 淺村, 加藤, "F-400M方式 端局中繼裝置의 設計と 特性", 研究實用化報告第32卷, 第3號, pp. 597~608, 1983.
 (11) 川吉, 開山, 田越, "高速傳送光符號의 檢討" 信學技報, CS84-163, pp. 49~56, 1984.
 (12) Miroshi Yasuda and Hiroshi Inose "Direct calculation Method of power spectrum of pulse sequences by means of transition probability matrices" 電子通信學會 論文誌, Vol. 53-A, No. 11, pp. 604~611, 1970.



俞 奉 善 (Bong Sun YOO) 正會員
 1960年 7月 3日生
 1984年 2月: 成均館大學校 工科學 電子工學科 卒業 (工學士)
 1986年 2月: 成均館大學校 大學院 電子工學科 卒業 (工學碩士)
 1986年 3月~現在: 成均館大學校 大學院 電子工學科 博士過程 在學中



元 東 濠 (Dong Ho WON) 正會員
 1949年 9月 23日生
 1976年 2月: 成均館大學校 工科學 電子工學科 卒業 (工學士)
 1978年 2月: 成均館大學校 大學院 電子工學科 卒業 (工學碩士)
 1980年 3月: 成均館大學校 大學院 電子工學科 博士過程 大學
 1978年 3月~1980年 4月: 韓國通信技術研究所 專任研究員
 1985年 9月~1986年 8月: 日本 東京工大 客員研究員
 1982年 3月~現在: 成均館大學校 副教授



金 炳 贊 (Byung Chan KIM) 正會員
 1923年 10月 23日生
 1947. 8: 國立서울大學校 工學大學 電氣工學科 卒業
 1955. 9~1966. 7: 國立 慶北大學校 教授
 1960~1962. 12: Denmark 原子力研究所 電子工學研究室에서 研究
 1968. 7~1969. 6: Manchester 理工大學 (UMIST) 大學院에서 電子工學 研究
 1966. 7~現在: 成均館大學校 教授.
 1983. 2~1987. 2: 成均館大學校 副總長 歷任