

## 블럭符號化된 位相/周波數 變調方式에 관한 研究

(A Study on the Block Coded Phase/Frequency Modulation)

楊 堇 根\*, 李 忠 雄\*\*

(Woon Geun Yang and Choong Woong Lee)

## 要 約

本 論文에서는 블럭符號化된 位相/周波數 變調方式中 2가지 境遇에 대하여 考察하였다. 2-FSK/4-PSK와 2-FSK/8-PSK에 대하여 變調指數와 回轉角의 變化에 따른 最小 유클리드 距離의 變化를 求하였다. 특히 2-FSK/8-PSK 信號點의 集合分割 方法에 關하여 기술하였다. 計算된 信號空間符號의 性能을 S.I. Sayegh의 結果와 比較하였고, 더 優秀함을 보였다. 反復符號와 패리티 檢査符號만을 適用한 例에서 2-FSK/4-PSK의 境遇 블럭길이  $n=4$ 일 때 3dB, 2-FSK/8-PSK의 境遇  $n=4$ 일 때 5.33 dB의 符號化 利得을 얻을 수 있었다. 블럭符號와 位相/周波數 變調方式을 結合하여 全體 傳送시스템을 構成할 境遇, 符號의 選擇및 信號點의 配置에 있어서 選擇의 幅이 넓은 長點이 있음을 보였다.

## Abstract

Two cases of block coded phase/frequency modulations are investigated. Minimum Euclidean distances are calculated as the function of modulation index  $h$  and rotation angle  $\theta_r$  in the cases of 2-FSK/4-PSK and 2-FSK/8-PSK. Method of signal set partitioning is described, especially for the case of 2-FSK/8-PSK.

The results are compared with S.I. Sayegh's work and shown better performance. For example, with simple parity check and repetition codes, we can get coding gain of 3 dB in the case of 2-FSK/4-PSK with block length  $n = 4$ . We get 5.33 dB in the case of 2-FSK/8-PSK with  $n = 4$ . And it is believed that we can get higher coding gain with proper combinations of block code and  $n$ -FSK/ $m$ -PSK type channel signal constellations.

## I. 序 論

주어진 周波數 帶域幅을 使用하여 보다 高速으로, 보다 信賴性이 높게 데이터를 傳送하기 위하여 여러 가지 變調方式들이 研究되어 왔다.<sup>[1]-[5]</sup> 초기에는 符

號化(coding)와 變調(modulation)를 別개로 취급하였으나, 최근에는 符號化와 變調를 연관시켜서 全體 시스템의 性能을 改善하고자 하는 方向으로 研究가 활발히 進行되고 있다.

信號의 傳送帶域幅을 넓히거나 傳送速度를 낮추지 않고 에러율을 改善하고자 하는 것은 傳送帶域幅이 制限된 채널에서는 중요한 문제가 된다. 이러한 목적을 달성하기 위하여 符號化와 變調를 연관시켜서 시스템을 설계하게 되었고 이를 위하여 信號空間符號化(signal space coding)가 導入되었다.

\*正會員, 仁川大學校 電子工學科  
(Dept. of Elec. Eng., Incheon Univ.)

\*\*正會員, 서울大學校 電子工學科  
(Dept. of Elec. Eng., Seoul Nat'l Univ.)

接受日字: 1990年 9月 4日

信號空間符號에서는 채널信號의 갯수가 符號化하지 않는 境遇에 比하여 늘어나게 되나, 傳送 심벌율은 變化하지 않으므로 傳送帶域幅은 一定하게 유지된다. 즉 에러訂正 符號에서는 冗長度가 디지털 데이터列에 직접 追加되는데 比해서 信號空間符號에서는 冗長度가 信號空間上的 信號갯수에 부가된다. 디지털 데이터列에 附加된 冗長度는 결국 傳送帶域幅을 增加시키지만, 信號空間符號에서는 信號點의 갯수는 늘어나게 되나 傳送심벌율이 變化되지 않으므로 傳送帶域幅은 變化하지 않는다.

代表的인 信號空間符號로서는 Ungerboeck 符號와 Multi-h Phase 符號가 있다.<sup>[6]-[10]</sup>

그림 1은 信號空間符號器의 一般的인 構成圖이다.

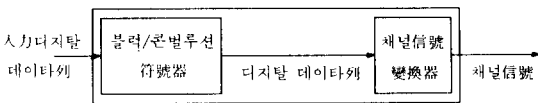


그림 1. 信號空間符號의 符號器 構成圖.

Fig. 1. Encoder block diagram for signal space codes.

1982年 Ungerboeck은 다음과 같은 基本的인 範圍內에서 수행한 信號空間符號化에 대한 研究結果를 發表하였다.<sup>[6]</sup>

- 채널信號는 同 一한 周波數를 가진다.
- 符號器로서  $r = m / (m + 1)$  콘벌루션 符號器를 택하였다.
- 채널 信號點의 配置는 對稱的이다.

이후 많은 研究가 계속되었으며, 1986年 R. Padovani와 J. K. Wolf는 “符號化된 位相/周波數 變調”(coded phase/frequency modulation)에서 콘벌루션 符號器를 使用한, 채널信號의 周波數가 두 개 이상인 境遇를 취급하였다.<sup>[11]</sup> 1986年 S. I. Sayegh는 同 一한 周波數를 갖는 채널信號에 대하여 블럭符號化 方法을 提案하였다.<sup>[12]</sup> 1987年 D. Divsalar, M. K. Simon 그리고 J. H. Yuen은 채널信號點을 非對稱的으로 配置하면 對稱的으로 信號點을 配置하는 境遇에 比하여 追加的인 符號化 利得을 얻을 수 있음을 보였다.<sup>[13]</sup> 최근에는 Aminudden Chalid 등이 콘벌루션 符號器를 採擇한 位相/周波數 變調方式에 關하여 언급하였다.<sup>[14]</sup>

本 論文에서는 블럭符號化된 位相/周波數 變調方式을 두가지 境遇에 대하여 適用하였다. 變調指數(h)와 信號點 回轉角( $\theta_r$ )의 變化에 따른 最小 유클리드

距離의 제공값들을 求하였으며 既存에 發表된 結果와 比較하였다.

## II. 블럭符號化된 位相/周波數 變調方式

블럭符號化된 位相/周波數 變調方式에서 使用되는 符號器는 그림 2와 같다.

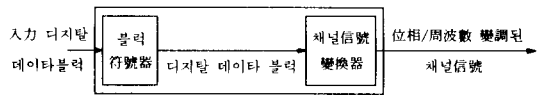


그림 2. 블럭符號化된 位相/周波數 變調方式에서 使用되는 符號器

Fig. 2. Encoder block diagram of the block coded phase/frequency modulation.

블럭符號器의 出力인 디지털 데이터블럭의 構造는 그림 3과 같다.

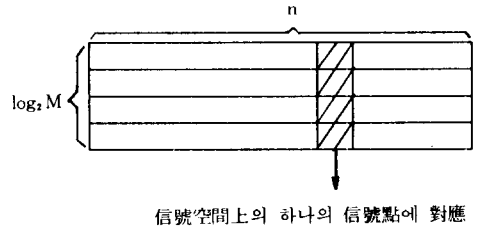


그림 3. 블럭符號器의 出力 디지털 데이터 블럭의 構造.

(n:블럭의 길이, M:채널 信號點의 갯수)

Fig. 3. The output data structure of the block encoder where n is block length and M is number of channel signals.

符號器의 入力 디지털 데이터列을 一定한 길이로 나누어서 블럭符號器를 통과시켜 그림 3과 같은 構造를 갖도록 블럭符號器의 出力 디지털 데이터 블럭을 만든다. 이러한 構造를 갖는 데이터 블럭의 한 列이 채널信號變換器에서 하나의 位相/周波數 變調된 信號點으로 對應되게 된다.

블럭符號化의 方法은 다음과 같다.<sup>[12]</sup>

그림 3에서 全體配列은  $n(\log_2 M)$  비트이며 情報비트는  $rn(\log_2 M)$  비트가 된다. 여기서 r은 變換率이다. 各 行에 있어서 情報비트수를  $K_i$ 라 하면,

$$0 < K_i \leq n \quad i = 1, 2, \dots, \log_2 M$$

$$\sum_{i=1}^{\log_2 M} K_i = rn(\log_2 M)$$

의 關係式이 만족되도록 하여야 한다. 이러한 조건하에서 符號의 符號語(codeword)간의 最小 尤클리드 距離가 最大가 되도록  $K_i$ 들을 決定하도록 한다.  $i$ 번째 行의 最小 海밍距離(Hamming distance)를  $d_i$ 라 하면 各行은  $(n, K_i, d_i)$ 로 特徵지어 진다.

하나의 列이 하나의 信號點에 對應되도록 하는데 列의 첫번째 行에 있는 비트를 LSB(least significant bit), 마지막 行에 있는 비트를 MSB(most significant bit)에 對應시킨다.

### III. 블럭符號化된 位相/周波數 變調方式의 適用

블럭符號器와 n-FSK/m-PSK 形態의 채널信號를 使用하는 블럭符號化된 位相/周波數 變調方式을 2-FSK/4-PSK와 2-FSK/8-PSK의 境遇에 適用하였다. 이것을 각각 S. I. Sayegh가 發表한 블럭符號化된 8-PSK, 16-PSK와 比較하였다.

#### 1. 2-FSK/4-PSK의 境遇

計算時 使用된 8개 채널信號點의 配置는 그림 4와 같다.

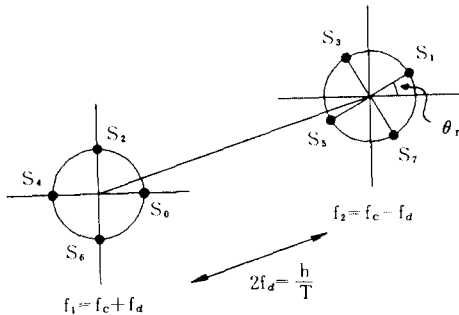


그림 4. 2-FSK/4-PSK 符號點의 配置  
Fig. 4. Signal constellation of 2-FSK/4-PSK.

2개의 周波數를 각각  $f_1, f_2$ 라 하고 각각의 周波數에 4개의 信號點을 配置를 하였다. 周波數가  $f_1$ 인 4개의 信號點은 固定하였으며 周波數가  $f_2$ 인 4개의 信號點은 對稱的으로 配置되어 回轉角  $\theta_r$ 의 값에 따라 같이 回轉하게 하였다. 이렇게 한 境遇 各 信號點들간의 最小距離는 回轉角  $\theta_r$ 값에 따라 變化하게 된다.

8개의 채널信號를 式으로 나타내면 다음과 같다.

$$S_i(t) = \begin{cases} \sqrt{2/T} \cos[\omega_c t + \frac{h\pi}{T} t - \frac{\pi}{4} i]; & i=0, 2, 4, 6 \\ \sqrt{2/T} \cos[\omega_c t - \frac{h\pi}{T} t - \frac{\pi}{4} (i-1) + \theta_r]; & i=1, 3, 5, 7 \end{cases}$$

8개의 信號들을 각각 하나의 벡터로 表示하기 위하여 다음과 같은 4차원의 基本계(basis)를 使用하였다.<sup>[11]</sup>

$$\Psi_1(t) = \sqrt{2/T} \cos[\omega_c t + \frac{h\pi}{T} t]$$

$$\Psi_2(t) = \sqrt{2/T} \sin[\omega_c t + \frac{h\pi}{T} t]$$

$$\Psi_3(t) = 1/\sqrt{D} \left[ \sqrt{2/T} \cos[\omega_c t - \frac{h\pi}{T} t] - C_1 \Psi_1(t) - C_2 \Psi_2(t) \right]$$

$$\Psi_4(t) = 1/\sqrt{D} \left[ \sqrt{2/T} \sin[\omega_c t - \frac{h\pi}{T} t] + C_2 \Psi_1(t) - C_1 \Psi_2(t) \right]$$

여기서

$$C_1 = \frac{\sin 2\pi h}{2\pi h}, \quad C_2 = \frac{1 - \cos 2\pi h}{2\pi h}, \quad D = 1 - C_1^2 - C_2^2$$

이다.

위와 같은 基本계를 使用하여 채널信號를 表示하면

$S_i(t) = C_{1i} \Psi_1(t) + C_{12i} \Psi_2(t) + C_{13i} \Psi_3(t) + C_{14i} \Psi_4(t)$ 가 된다. 각각의 信號는 하나의 벡터  $(C_{11}, C_{12}, C_{13}, C_{14})$ 로 나타낼 수 있다.  $\theta_r=0$ 의 境遇에 이들 벡터를 求해보면

$$S_0(t) : (1.0, 0.0, 0.0, 0.0)$$

$$S_2(t) : (0.0, 1.0, 0.0, 0.0)$$

$$S_4(t) : (-1.0, 0.0, 0.0, 0.0)$$

$$S_6(t) : (0.0, -1.0, 0.0, 0.0)$$

$$S_1(t) : (C_1, C_2, SD, 0.0)$$

$$S_3(t) : (-C_2, C_1, 0.0, SD)$$

$$S_5(t) : (-C_1, -C_2, -SD, 0.0)$$

$$S_7(t) : (C_2, -C_1, 0.0, -SD)$$

단  $SD = \sqrt{D}$

와 같다.

各 信號點들 間의 距離는 變調指數(h)와 回轉角(  $\theta_r$  )의 函數로 주어진다. 變調指數와 回轉角을 變數로 하여 各 信號點들간의 最小 尤클리드 距離의 제곱값  $d_{min}^2(h, \theta_r)$ 을 求해보면 그림5의 (a), (b)와 같이 나타난다. 變調指數는 0.05부터 1.00까지 0.05 간격으로, 回轉角은 0°부터 90°까지 1°간격으로 計算하였다. 計算된 데이터를 3차원 그래픽 패키지에 入力하여 그림5의 (a), (b)를 求하였다. 精確한 값은 計算된 데이터를 參考해야 하지만 그림5에서 變調指數와

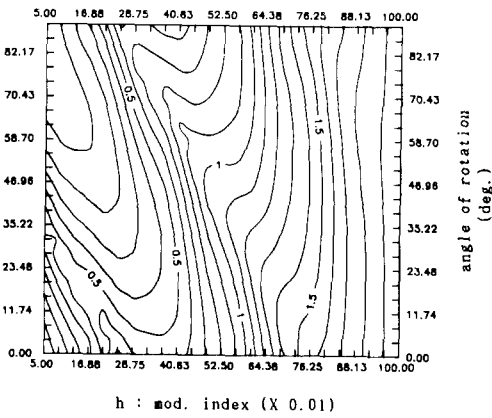
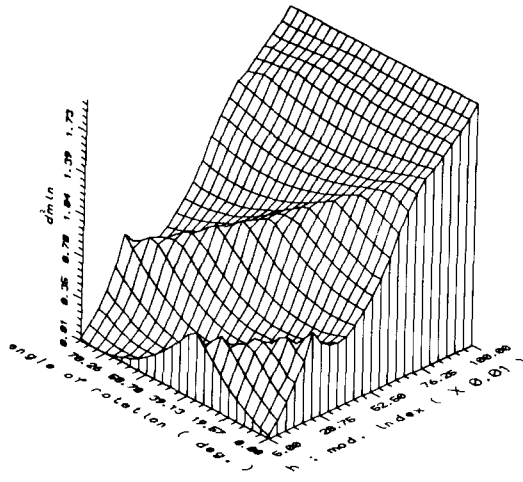


그림 5. 各 變調指數와 回轉角에 대한 2-FSK/4-PSK 符號點間 最小 유클리드 距離의 제공값  
 (a) 最小 유클리드 距離의 제공값  
 (b) 同一한 最小 유클리드 距離 제공값 曲線

Fig. 5. Squared minimum Euclidean distances of 2-FSK/4-PSK channel signals as the function of modulation index and rotation angle.  
 (a) Squared minimum Euclidean distances,  
 (b) Equidistance curve of squared minimum Euclidean distances.

回轉角의 變化에 따른 最小 유클리드 距離 提供값의 代체적인 變化 樣相을 볼 수 있다. 몇가지 變調指數 대한 最小 유클리드 距離 提供값의 最大값은 표 1 과 같다.

표 1. 各 變調指數에 대한 2-FSK/4-PSK 信號點간 最小 유클리드 距離 提供값의 最大值

Table 1. Maximum value of squared minimum Euclidean distances for various modulation indices.

h	$d^2_{min}$	비 고
0.25	0.72676	$\theta_r = 0^\circ$
0.5	1.09968	$\theta_r = 45^\circ$
0.75	1.57559	$\theta_r = 0^\circ$

使用된 2-FSK/4-PSK 信號點의 集合分割 (set partitioning) 方法은 그림 6 과 같다.

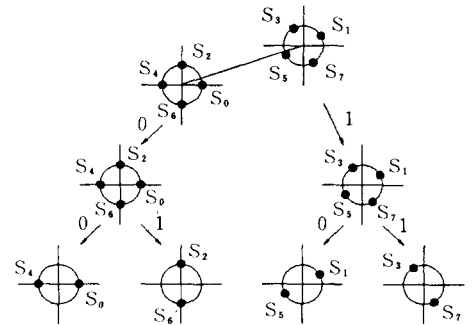


그림 6. 使用된 2-FSK/4-PSK 信號點의 集合分割  
 Fig. 6. Set partitioning for the case of 2-FSK/4-PSK used.

그림 6 과 같이 信號點을 集合分割 (set partitioning) 할 때, 블럭符號를 適用하면  $h=0.5, \theta_r=45^\circ$ 인 境遇의 最小 유클리드 距離  $D^2_{min}(h, \theta_r)$ 은

$$D^2_{min}(0.5, 45) = \min(1.09968d_1, 2d_2, 4d_3)$$

가 됨을 알 수 있다.

2. 2-FSK/8-PSK의 境遇

16개 채널信號點의 配置는 그림 7 과 같다.

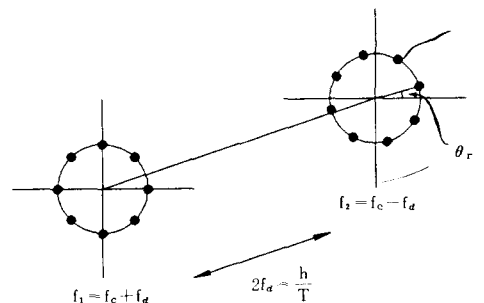
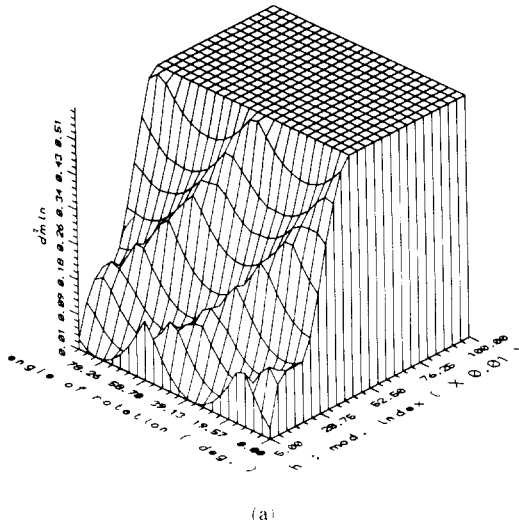
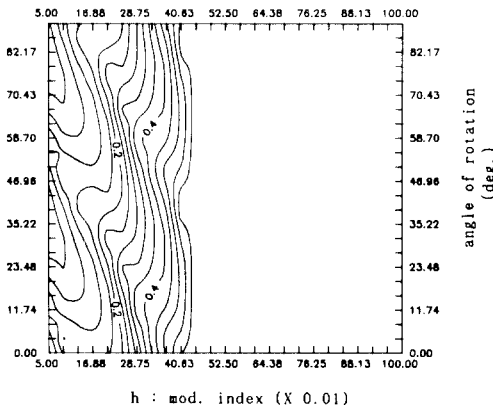


그림 7. 2-FSK/8-PSK 信號點의 配置  
 Fig. 7. Signal constellation of 2-FSK/8-PSK.

두개의 周波數  $f_1$ 와  $f_2$ 에 等間隔으로 각각 8개의 信號點을 配置한다. 周波數가  $f_1$ 인 8개의 信號點들은 固定하며 周波數가  $f_2$ 인 8개의 信號點들을 回轉角( $\theta_r$ )에 따라 같이 回轉시킨다. 各 信號點간의 最小距離



(a)



(b)

그림 8. 各 變調指數와 回轉角에 대한 2-FSK/8-PSK 信號點間 最小 유클리드 距離의 제공값

- (a) 最小 유클리드 距離의 제공값
- (b) 同一한 最小 유클리드 距離 제공값 曲線

Fig. 8. Squared minimum Euclidean distances of 2-FSK/8-PSK as the function of modulation index and rotation angle.

- (a) Squared minimum Euclidean distances,
- (b) Equidistance curve of squared minimum Euclidean distances.

는, 2-FSK/4-PSK의 境遇에서와 마찬가지로, 變調指數( $h$ )와 回轉角( $\theta_r$ )에 따라 變化하게 된다. 變調指數와 回轉角의 變化에 따른 各 信號點간의 最小 유클리드 距離의 제공값( $d^2_{min}$ )들을 求하면 그림 8의 (a), (b)와 같다.

그림 8에서 보면 變調指數가 一定한 값 以上이 되면, 回轉角에 관계없이 最小 유클리드 距離의 제공값은  $d^2_{min}=0.58579$ 로서 一定하게 된다. 이값은 各 各의 周波數上에서 바로 인접한 信號點間 유클리드 距離의 제공값이다. 이러한 境遇 그림 7의 信號點들은 그림 9와 같이 集合分割(set partitioning) 하는 것이 타당하다.

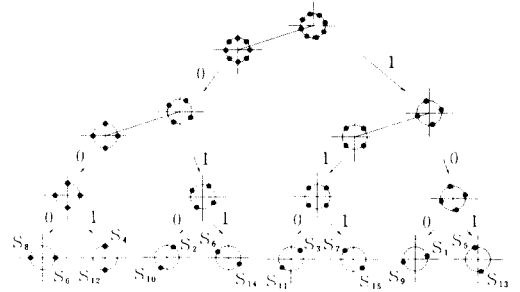


그림 9. 最小 유클리드 距離의 제공치( $d^2_{min}$ )가 0.58579일 때 2-FSK/8-PSK 信號點의 集合分割

Fig. 9. Set partitioning for 2-FSK/8-PSK channel signals when the squared minimum Euclidean distance ( $d^2_{min}$ ) is 0.58579.

$d^2_{min}=0.58579$ 일 때 블럭符號를 適用하면

$$D^2_{min}(h, \theta_r) = \min(0.58579d_1, X^2 d_2, 2d_3, 4d_4)$$

가 된다. 여기서  $X^2$  값은 變調指數와 回轉角에 따라 달라지게 된다. 變調指數( $h$ )가 0.5인 境遇, 앞절의 2-FSK/4-PSK의 境遇에서 最小 유클리드 距離의 제공치를 求한 結果  $d^2_{min}$ 의 最大値는 回轉角이  $45^\circ$ 일 때 1.09968로 주어졌으므로 2-FSK/8-PSK의 境遇에서는 回轉角  $\theta_r=0^\circ$ 일 때  $d^2_{min}$  값은 1.09968로 最大가 된다. 즉  $h=0.5$ 이고 信號點의 集合分割이 그림 9와 같다면, 블럭符號化할 境遇  $D^2_{min}(h, \theta_r)$ 은

$$D^2_{min}(0.5, 0) = \min(0.58579d_1, 1.09968d_2, 2d_3, 4d_4)$$

와 같이 된다.

한편  $d^2_{min}<0.58579$ 인 境遇에 블럭符號를 適用하면

$$D^2_{min}(h, \theta_r) = \min(d^2_{min}d_1, 0.58579d_2, 2d_3, 4d_4)$$

와 같이 되고, 이 때信號點들의 集合分割은 그림 9와 같이 되지않고 먼저 周波數가  $f_1$ 인信號點 集合과 周波數가  $f_2$ 인信號點 集合으로 나누어진다. 그다음 단계는 각각 8-PSK信號點의 集合分割 形態를 취하게 된다. 이 境遇에 있어서 S.I. Sayegh가 求한 16-PSK에서의 結果보다 좋으려면  $h$ 와  $\theta_r$ 값이  $d^2 \min > 0.152$ 가 되도록 하는 範圍内에서 使用되어야 한다

3. 檢 討

信號空間符號에 있어서 最適블럭符號에 관하여 언급한 S.I. Sayegh의 方法에 따라 對稱的인信號點 形態를 갖는 8-PSK와 16-PSK에 대하여  $D^2 \min$ 을 求하면

8-PSK :  $\min(0.586d_1, 2d_2, 4d_3)$

16-PSK :  $\min(0.152d_1, 0.586d_2, 2d_3, 4d_4)$

와 같다.信號點들은 Ungerboeck이 提案한 集合分割 方法에 따라 分割이 되는 것으로 假定하였다.

1절과 2절에서 2-FSK/4-PSK, 2-FSK/8-PSK에 대하여  $h=0.5$ 일때 最小 유클리드 距離가 最大가 될 때의  $D^2 \min(h, \theta_r)$ 을 求한 것을 보면 각각

2-FSK/4-PSK:

$D^2 \min(0.5, 45) = \min(1.09968d_1, 2d_2, 4d_3)$

2-FSK/8-PSK:

$D^2 \min(0.5, 0) = \min(0.58579d_1, 1.09968d_2, 2d_3, 4d_4)$

이다.

위의 식들을 比較하면 提案된 方法, 즉 블럭符號化된 位相/周波數 變調方式이 최소한 S.I. Sayegh의 結果보다 같거나 그 以上の 性能을 보일 것으로 생각할 수 있다. 最終的인 符號化 利得이나 코드블록의 크기에 따른 復號과정의 복잡도 등은 適用하는 블럭符號에 따라 變換할 수 있으므로 간단한 블럭符號를 適用하여 比較하여 보자.

反復符號와 패리티檢査 符號만을 適用시키는 境遇를 比較하면 표 2와 같다. 여기서 符號化利得(coding gain)은

$$\eta[\text{dB}] = 10 \log_{10} \frac{D^2 \min}{d_{free}^2}$$

와 같이 주어진다.

표 2에서 2-FSK/4-PSK의 境遇,  $r=2/3$ 일때 S.I. Sayegh는  $n=7$ 일 때 3dB의 符號化 利得을 얻었으나, 블럭符號化된 位相/周波數 變調方式을 使用하면  $n=4$ 일때 3dB의 符號化 利得을 얻을 수 있다. 블럭의 길이가 4/7로 짧아져서 復號時 MLD(maximum likelihood decoding)를 適用할 境遇 比較하는 계산량이 1/64로 줄어들어 有利하게 된다. 2-FSK/8-PSK

- 표 2. 反復符號와 패리티 檢査符號만을 使用할 境遇의 S.I. Sayegh의 最適블럭符號와 블럭符號化된 位相/周波數 變調方式의 比較
- (a) 채널信號點이 8개인 境遇
  - (b) 채널信號點이 16개인 境遇

Table 2. Comparison of block coded phase/frequency modulation with S.I. Sayegh's optimum block codes for the case of repetition and parity check codes.

- (a) In case of 8 channel signal points.
- (b) In case of 16 channel signal points.

符號化 方法 比較事項	S.I. Sayegh의 最適블럭符號	블럭符號化된 位相 /周波數 變調方式
8개의信號點에 대하여 適用되는 變調方式 (r:變換率)	8-PSK ( $r=2/3$ )	2-FSK/4-PSK ( $r=2/3$ )
$r=2/3$ 일때 블럭 의 길이(n)와 構造(n, K <sub>i</sub> , d <sub>i</sub> )	7, $\begin{bmatrix} (7, 1, 7) \\ (7, 6, 2) \\ (7, 7, 1) \end{bmatrix}$ $D^2 \min=4.0$	4, $\begin{bmatrix} (4, 1, 4) \\ (4, 3, 2) \\ (4, 4, 1) \end{bmatrix}$ $D^2 \min=4.0$
比較되는 符號化 하지않은 變調方式	QPSK( $d^2_{free}=2.0$ )	QPSK( $d^2_{free}=2.0$ )
符號化 利得	3.0 dB	3.0 dB

(a)

符號化 方法 比較事項	S.I. Sayegh의 最適블럭符號	블럭符號化된 位相 /周波數 變調方式
16개의信號點에 대하여 適用되는 變調方式 (r:變換率)	16-PSK ( $r=3/4$ )	2-FSK/8-PSK ( $r=3/4$ )
$r=3/4$ 일때 블럭 의 길이(n)와 構造(n, K <sub>i</sub> , d <sub>i</sub> )	8, $\begin{bmatrix} (8, 1, 8) \\ (8, 7, 2) \\ (8, 8, 1) \\ (8, 8, 1) \end{bmatrix}$ $D^2 \min=1.216$	4, $\begin{bmatrix} (4, 1, 4) \\ (4, 3, 2) \\ (4, 4, 1) \\ (4, 4, 1) \end{bmatrix}$ $D^2 \min=2.0$
比較되는 符號化 하지않은 變調方式	8-PSK( $d^2_{free}=0.586$ )	8-PSK( $d^2_{free}=0.586$ )
符號化 利得	3.17 dB	5.33 dB

(b)

의 境遇에서는  $r=3/4$ 일 때 블럭의 길이가 4/8로 짧아지고 符號化利得은 S.I. Sayegh의 境遇보다 2.16 dB가 높은것을 알 수 있다.

콘벌루션 符號器를 使用한 位相/周波數 變調方式에서信號點의 配置가 對稱的인 境遇<sup>[11]</sup>  $h=0.5$ , 拘束 길이  $\nu=2$ 일 때 2-FSK/4-PSK와 2-FSK/8-PSK는 각각 3.0dB, 5.3dB의 符號化 利得을 가지며 이는 本論文에서 例示한 境遇와 같은 값이다. 채널信號點의

配置가 非對稱인 境遇,<sup>[14]</sup>  $h=0.5$ ,  $\nu=3$ 일 때 2-FSK/4-PSK와 2-FSK/8-PSK는 각각 4.127dB, 6.849dB의 符號化 利得을 가지며 이는 本 論文에서 例示한 境遇보다 높은 값이다. 本 論文에서는 가장 간단한 境遇를 例示하였으므로 適用하는 符號를 적절히 選擇하면 보다 높은 利得을 얻을 수 있을 것으로 생각된다.

위에 例示한 境遇이외에도 適用하는 블럭符號를 적절히 選擇하면 더 좋은 性能을 나타낼 것으로 기대된다. 또한  $n$ -FSK/ $m$ -PSK 形態의 채널信號를 使用하여, 例에서 計算한 2-FSK/4-PSK, 2-FSK/8-PSK와 같이 變調指數와 回轉角의 적절한 조합으로 원하는  $d_{\min}^2$  값을 얻을 수 있을 것으로 기대되어 符號選擇의 幅이 넓어질 것으로 생각된다.

#### IV. 結 論

블럭符號化된 位相/周波數 變調方式을 2-FSK/4-PSK와 2-FSK/8-PSK의 境遇에 適用하여 各 變調指數와 回轉角의 變化에 따른 最小유클리드 距離 제곱값의 變化를 求하였다.

블럭符號化된 位相/周波數 變調方式은 S.I. Sayegh가 發表했던 最適블럭符號에 比하여 復號時의 계산량과 符號化 利得面에서 優秀한 性能을 나타낸다. 反復符號와 패리티 檢査符號만을 使用한 例의 境遇 S. I. Sayegh는 信號點이 8개인 境遇에 8-PSK를 使用하여  $n=7$ 일 때 符號化하지 않은 QPSK에 대하여 3dB의 符號化 利得을 얻었다. 그러나 블럭符號化된 2-FSK/4-PSK의 境遇  $n=4$ 로서 3dB의 符號化利得을 얻을 수 있어 ML/D를 適用할 境遇 比較하는 계산량이 1/64로 줄어드는 利點이 있다. 信號點이 16개인 境遇 S. I. Sayegh는 16-PSK를 使用하여  $n=8$ 일때 符號化하지 않은 8-PSK에 대하여 3.17dB의 符號化利得을 얻었으나 블럭符號化된 2-FSK/8-PSK를 使用하면  $n=4$ 일때 5.33dB의 符號化利得을 얻을 수 있다. 이것은 블럭의 길이가 4/8로 되어 ML/D適用時 比較하는 계산량은  $1/2^{12}$ 로 줄어들면서도 符號化利得은 2.16dB가 더 높은 것이다.

適用하는 블럭符號에 따라 여러가지 조합이 可能하여 選擇의 幅이 넓은 優秀한 시그널링 方式이 될 것으로 기대된다.

#### 參 考 文 獻

[1] J.D. Oetting, "A comparison of modulation techniques for digital radio," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-27, no. 12, pp. 1752-1762, Dec. 1979.

- [2] J.W. Bayless, A.A. Collins and R.D. Pedersen "The specification and design of bandlimited digital radio systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-27, no. 12, pp. 1763-1770, Dec. 1979.
- [3] G.D. Forney, Jr., R.G. Gallager, G.R. Long and S.U. Qureshi, "Efficient modulation for band-limited channels," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. SAC-2, pp. 632-648, Sept. 1984.
- [4] Bernard Sklar, *Digital Communications*, Prentice-Hall, 1988.
- [5] S. Benedetto, E. Biglieri and V. Castellani, *Digital Transmission Theory*, Prentice-Hall, 1987.
- [6] G. Ungerboeck, "Channel coding with multilevel/phase signals," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-28, no. 1, pp. 55-67, Jan. 1982.
- [7] J.B. Anderson and D.P. Taylor, "A bandwidth-efficient class of signal-space codes," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-24, pp. 703-712, Nov. 1978.
- [8] S.G. Wilson and R.C. Gaus, "Power spectra of Multi-h Phase codes," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-29, no. 3, Mar. 1981.
- [9] B.A. Mazur and D.P. Taylor, "Demodulation and carrier synchronization of Multi-h Phase codes," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-29, no. 3, Mar. 1981.
- [10] D.P. Taylor and H.C. Chan, "A simulation study of two bandwidth-efficient modulation techniques," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-29, no. 3, Mar. 1981.
- [11] R. Padovani and J.K. Wolf, "Coded phase/frequency modulation," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-34, no. 5, pp. 446-453, May 1986.
- [12] S.I. Sayegh, "A class of optimum block codes in signal space," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-34, no. 10, pp. 1043-1045, Oct. 1986.
- [13] D. Divsalar, M.K. Simon and J.H. Yuen, "Trellis coding with asymmetric modulations," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-35, no. 2, pp. 130-141, Feb. 1987.
- [14] A. Chahid, I. Sasase, H. Yasima and S. Mori, "Coded nonuniform phase/frequency modulation," *IEICE Trans.*, vol. E72, no. 8, pp. 903-911, Aug. 1989.

---

 著 者 紹 介
 

---



楊 夔 根 (正會員)

1960年 8月 17日生. 1983年 2月  
 서울대학교 전자공학과 졸업.  
 1985年 2月 서울대학교 대학원  
 전자공학과 졸업. 1987年 8월 서울  
 대학교 대학원 전자공학과 박사  
 과정 수료. 1988年 3월~1990年  
 3월 인천대학교 전자공학과 전임강사. 1990年 4월~  
 현재 인천대학교 전자공학과 조교수. 주관심분야는  
 통신방식, 모뎀, 부호이론, 부호화된 변조방식 등임.

李 忠 雄 (正會員) 第26卷 第5號 參照  
 현재 서울대학교 전자공학과  
 교수