

비일정 주파수 간격을 갖는 트렐리스 부호화 4-ary 연속위상FSK의 성능개선에 관한 연구

正會員 趙 慶 龍* 正會員 沈 壽 輔**

A Study on the Performance Improvement of Trellis Coded 4-ary Continuous Phase FSK with Nonconstant Frequency Space

Kyung Ryong Cho* Soo Bo Sim**

要 約

본 논문은 복잡성을 고려한 비일정 주파수 간격 트렐리스 부호화된 4-ary 연속위상 FSK의 성능개선 방법을 연구하였다. 비일정 주파수 생성을 위하여 비일정 대응기를 이용하였으며, 유사한 대역폭에서의 비교를 위하여 심벌 대응시 최대 심벌 값을 3, -3으로 고정하였고, 트렐리스 나비선도의 대칭성을 위해 -1 및 1의 심벌 값만을 좌우대칭으로 0.5부터 3.0까지 변화시켰다. 트렐리스도에 기초한 알고리즘을 이용하여 오율성능의 매개변수인 자유거리를 모든 부호기/대응기 조합에 대하여 구하고, 그 특성을 분석하였다.

Abstract

In this paper, it was studied the method of performance improvement of trellis encoded 4-ary continuous phase FSK with nonconstant frequency space when permitted complexity. It was used the nonconstant mapper in order to produce nonconstant frequency, fixed maximum symbol values to 3, -3 for comparison in similar bandwidth, changed symbol values 1, -1 from 0.5 to 3.0 as symmetry. Free Euclidean distance evaluation of all encoder/nonconstant mapper combinations, which is the parameter of performance of error probability, was performed with the trellis-based algorithm, we analyzed the characteristics of those.

* 韓國移動通信(株)中央研究所
Research Center, Korea Mobile Telecom. Corp.

** 崇實大學校 情報通信工學科
Dept. of Inform & Telecom. Engineering, Soongsil Univ.

論文番號: 94119

接受日字: 1994年 4月 30日

I. 서 론

연속위상변조방식은 그 자체에 내재하는 기억성질 때문에 일종의 부호화 효과를 가짐으로 최우속차주성 검파기로 검파되면 기존의 통신방식에 비하여 성능개선이 이루어진다. 또한 위상의 연속적이고 완만한 변화 때문에 스펙트럼 효율이 증가하는 매력적인 특성이 있어 주파수자원의 이용 효율상 협대역화가 요구되는 지역적 디지털 무선통신이나 이동통신, 협대역 위성통신 등에서 중요한 역할을 하고 있다^[1].

한편, 성능이 양호한 고정모진송에 대한 요구의 증대로 M ary 변조방식에 대한 연구가 시작되었으며, 부호화를 통한 에너지효율 개선에 대한 연구가 시작되면서 4 ary 연속위상 FSK가 연구의 주요 대상이 되었다^[2]. 그것은 2 ary나 8 ary 연속위상 FSK보다 4 ary가 훨씬 잘 부호화와 결합되기 때문이다.

트렐리스 부호화된 4 ary 연속위상 FSK의 오류성능은 자유거리 d_{min}^2 에 좌우되는데, 기존의 방법은 대응기의 출력 심벌(c_0, c_1, c_2, c_3)을 {3, 1, -1, 3}로 대응하여 최적화된 부호기와와의 조합을 구해 내는 것이었다^[3]. 그 이후, PSK 및 QAM 등의 비대칭 변조를 이용한 트렐리스 부호화의 성능개선 방법^[4] 비일정 대응을 이용하여 비일정 주파수 간격을 생성한 연속위상변조방식의 최소거리특성을 개선하고자 하는 연구가 있었으나^[5], 경험적(Heuristic) 탐색방법으로 방안 제시에 그쳤다. 또 변조지수 $h=1/4$ 에서 비대칭 대응기에 의한 합일점(merged point)의 수를 최소화시켜서 오류특성을 개선시키려는 연구가 있었으나, 상대적으로 직접적인 최소거리의 개선은 미미하였고^[6], 비일정 심벌 대응값을 정수로 하여 성능을 개선시킨 연구가 있었다^[10].

본 논문은 참고문헌 (5)~(8)에서 처럼 심벌의 대응값을 정수 이상으로 확장하여 복잡성을 고려하였을 때, 기존의 트렐리스 부호화된 4 ary 연속위상 FSK보다 성능이 개선되는 부호기/비일정 대응 방법을 제시한다. 그 결과 전체적으로 자유거리 특성이 개선되었으며, 특히 구속장 $K=2$ 와, 변조지수 $1/4 \leq h < 1/2$ 에서 유용한 방법임을 보였다. 신호대 잡음비가 큰 경우로 가정하였으며, 부호화율은 $r=1/2$ 로 하였다. 기존방법과의 비교를 목적으로 변조지수 h 를 $1/2$ 이하로 하고, 수신기의 위상 판정 능력을 고려하여 $h=p/q$ 의 q 는 10이하로 제한하였다.

II. 시스템 이론

1. 연속위상 FSK의 오류특성

그림 1은 비일정 주파수 간격을 갖는 트렐리스 부호화된 4 ary 연속위상 FSK의 시스템 블록도이다. 1 비트의 입력정보 d_i 는 부호화율 $1/2$ 인 부호화기에 의해서 부호화되어 2 비트 신호 b_i 가 된다. 비일정 주파수를 생성하기 위하여 비일정 대응기를 구속장 K 가 2, 3, 4 이며 각각의 구속장에 대해서 레지스터와 가산기의 결합으로 생성계열 $\bar{C}=(c_i, g_i)$ 를 갖는 부호기와 결합한다. 한편 2 비트의 출력부호는 4 ary 집합으로의 대응을 통해 심벌 c_i 가 결정되고, 4 ary 연속위상 FSK변조기에 입력되어 신호 $S(t, \bar{C})$ 가 전송된다.

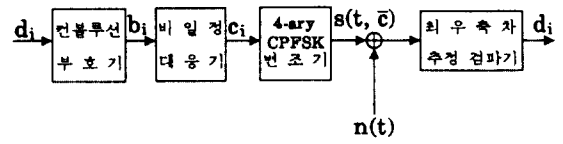


그림 1. 비일정 주파수 간격의 부호화 연속위상 FSK의 시스템 블록도

Fig. 1. System block diagram for coded 4-ary CPFSK with nonconstant frequency space

그림 1에서 전송신호 $S(t, \bar{C})$ 는

$$s(t, \bar{C}) = \frac{\sqrt{2E_s}}{T_s} \cos(\omega_c t + \varphi(t, \bar{C}) + \varphi_0) \quad (1)$$

이고, E_s 는 심벌 에너지, T_s 는 심벌 시간, ω_c 는 반송파의 주파수, φ_0 는 최초의 시작위상이다. 정보를 포함하는 위상 $\varphi(t, \bar{C})$ 는

$$\varphi(t, \bar{C}) = 2\pi h \sum_{\tau=1}^{\infty} C_{\tau} g(\tau - iT) \quad (2)$$

이고, 위상신호 $q(t)$ 는

$$q(t) = \begin{cases} 0 & ; t < 0 \\ t/(2T) & ; 0 \leq t \leq T \\ 1/2 & ; t > T \end{cases} \quad (3)$$

를 만족한다. 구간 $(N-1)T \leq t \leq NT$ 를 고려하면, 진체위상 $\varphi(t, \bar{c})$ 에 영향을 미치는 항과 미치지 않는 두항으로 나눌 수 있다. 즉,

$$\begin{aligned} \varphi(t, \bar{c}) &= \pi h \sum_{i=1}^{N-1} c_i + 2\pi h \sum_{i=N}^N c_i q(t-iT) \\ &= \theta_N + 2\pi h \sum_{i=N}^N c_i q(t-iT) \end{aligned} \quad (4)$$

로 된다.

이때, 신호대 잡음비가 크고 잡음전력밀도가 N_0 인 가우시안 잡음 통신모라 가정하고 동기 최우측차추정 김과를 수행하면, 블럭 길이 N 인 신호 $\bar{S}_1(t)$ 가 전송되었을 때 신호 $\bar{S}_2(t)$ 로 수신될 오율 $P(e)$ 는 집합한계식 (union bound)에 의해

$$P(e) \leq 4^{N-1} Q \left[\frac{d[\bar{S}_{1,N}(t), \bar{S}_{2,N}(t)]}{\sqrt{2N_0}} \right] \quad (5)$$

로 상한 한정된다. 비교를 위해 근사식을 이용하면

$$P(e) \leq 1/2 Q \left[\frac{d_{\min}[\bar{S}_{1,N}(t), \bar{S}_{2,N}(t)]}{\sqrt{2N_0}} \right] \quad (6)$$

이고⁽¹⁾,

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

이다. 여기서 I 는 상수이다. 한편, 길이 N 인 신호열 $\bar{S}_1(t)$, $\bar{S}_2(t)$ 의 신호공간처리를 함수로 나타내면,

$$\begin{aligned} &d^2[\bar{S}_{1,N}(t) - \bar{S}_{2,N}(t)] \\ &= 2E \left[N - \frac{1}{N} \int_1^N \cos[\varphi(t, \bar{S}_{1,N}(t)) \right. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &\left. - \bar{S}_{2,N}(t) dt \right] \\ &= 2E \left[N - \frac{1}{T} \int_1^N \cos[\varphi(t, \bar{\gamma}_N) dt \right] \end{aligned} \quad (7)$$

이며, 여기서 $\bar{\gamma}_N = \bar{S}_{1,N} \cdot \bar{S}_{2,N}$ 이다.

2. 유한상태모델과 신호공간거리

식(7)의 신호공간거리는 유한상태모델에 의하여 정의된다. 그림 1의 전송 심벌 \bar{a}_N 은 K 개의 부호기 입력 정보 비트의 조합으로 구성되므로 함수적으로 다음과 같다.

$$\bar{C}_N = (\theta_N, \bar{a}_{N-1}, \bar{a}_{N-2}, \dots, \bar{a}_{N-k+1}) \quad (8)$$

여기서 위상과 정보 비트 \bar{a}_N 에 의한 유한상태모델을 만들기 위해 $(\theta_N, \bar{S}) = (\theta_N, \bar{a}_{N-1}, \bar{a}_{N-2}, \dots,$

$\bar{a}_{N-k+1})$ 과 새 입력 $\bar{a}_N, \bar{a}_{N-1}, \bar{a}_{N-2}, \dots$ 을 결합시키면, (4)식의 위상항은 $(N-1)T \leq t \leq NT$ 구간에서 d_N 에 의해서 결정되고 그 결과 전송신호 $S(t, \bar{C})$ 도 결정된다. 따라서 상태벡터 (θ_N, \bar{S}) 를 원래의 정보 비트 열 \bar{a} 의 특정한 비트와 관련시킬 수 있다. 그래서 상태 벡터를 X_N 으로 표시하면 $X_N = (\bar{S}, \theta_N)$ 이고 S_N 는 K -개의 정보 비트로 구성되며 2^K 개의 값을 갖는다. 따라서 유한개의 $q \cdot 2^K$ 개의 상태들 사이의 전이 관계를 해석할 수 있다.

유한상태 모델을 이용하여 $K=3$ 이고 $r=1/2$ 인 부호기와 결합된 4-ary 연속위상 FSK의 부호기 구성도를 나타내면 그림 2와 같다. 여기서 \bar{c}_N 과 트랜리스 특성이 최적이 되도록 부호기와 대응기 조합을 구하면, 정상적 대응시에는 대체로 생성계열 $\bar{G}=(g_1, g_2)$ 가 $K=2$ 일 때 (2.1), $K=3$ 일 때 (7.2), $K=4$ 인 경우 (13.2)가 된다⁽²⁾.

그림 2에서 이 시스템의 상태벡터는

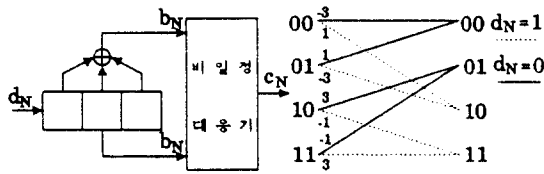
$$X_N = (d_{N-1}, d_{N-2}, \theta_N) \quad (9)$$

이고,

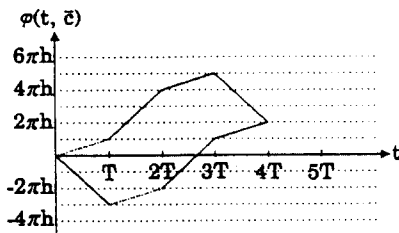
$$\theta_N = \pi h \sum_{i=1}^{N-1} c_i \quad (10)$$

이다. 모든 시간에서 상태벡터의 θ_N 는 2π 를 Modulo로 하는 q 또는 $2q$ 개의 가능한 값들을 가지며, 그 결과 이 시스템은 $8q$ 개의 상태를 갖는다. 각각의 상태는 정의된 동작을 통해 두개의 다른 상태와 연결된다. 예를 들어 $X_N(0, 0, 0)$ 는 $X_N(1, 0, (p/q)\pi)$ 나 $X_N(1, 0, -(3p/q)\pi)$ 로 전이 된다. 이때 부호기의 동작은 그림 2.(b)에서처럼 하나의 트렐리스 상태에 의해 설명된다. 연속위상 FSK의 부호화와 기러분성에 미치는 개념을 보여주기 위해서 순서열 (1000...)과 (0100...)에 대한 분기-합일(split-merge) 사건을 트렐리스도를 통한 경로추적을 통하여 위상궤적으로 나타내면, 그림 2.(c)와 같은 위상궤적도를 구할 수 있다.

$4T$ 후 두 신호는 비로소 하나의 합일점(merged point)을 가지며, 이후로는 같은 위상값과 상태를 갖게 된다. 비부호화 4-ary 연속위상 FSK의 경우에는 재합일 시간이 $2T$ 후에 일어나기 때문에 부호화를 이용하면 보다 긴 재합일 시간이 발생하여 최소거리가 커질 수 있음을 알 수 있다.



(a) (b)



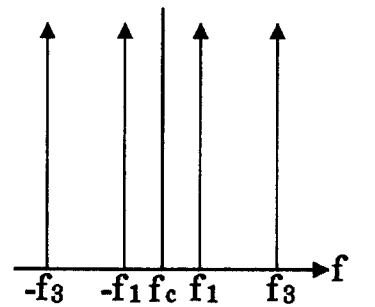
(c)

그림 2. r 1/2, K=3인 부호화 4-ary 연속위상 FSK의 (a) 부호기 (b) 트렐리스 (c) 위상궤적도

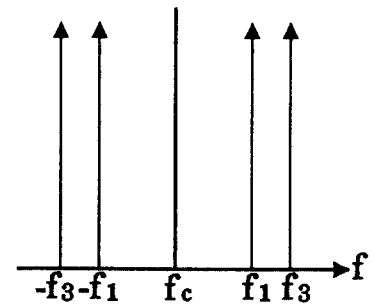
Fig. 2. (a) Rate 1/2, K=3, coded 4-ary CPFSK encoder. (b) Trellis of (a). (c) Phase trajectories for (1000...) and (0100...)

3. 스펙트럼 분포

연속위상변조방식은 일종의 FSK 변조방식이므로 주파수축 상에 분 주파수 분포를 나타내면 그림 3과 같으며, 대역폭 $B_{CPFSK} \cong 2 \times (f_3 - f_1)$ 로 근사화된다 (6) (8).



(a)



(b)

그림 3. 4-ary 연속위상FSK의 분 주파수 분포 (a) 정상적 간격시 (b) 비일정 간격시

Fig. 3. Frequency deviation of 4-ary CPFSK (a) when constant space (b) when nonconstant space

즉, 4-ary CPFSK의 대역폭은 최대 분 주파수 f_3 를 생성하는 최대 심벌 (3, 3)에 좌우되며, 심벌 (1, 1)의 변화에 거의 영향을 받지 않는다. 그림 4(a)는 $c=1$ 과 0.5일때 스펙트럼 밀도를 나타내는데, 별 차이가 없음

을 알 수 있다. 비밀정 대응에 의한 톤 주파수 f_1 의 변화는 톤 주파수 f_3 간의 간격축소에 따른 성능열화를 일으키며, 성능 열화는 식 (5)에 이미 반영되어 있다.

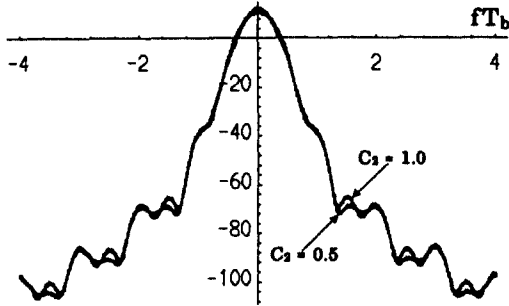


그림 4. $C_2=1, 0.5$ 일때 전력스펙트럼 밀도
Fig. 4. Power spectral density when $C_2 = 1, 0.5$

III. 자유거리의 개선

1. 최적의 트렐리스 설계

일반적으로 대역폭효율의 감소없이 d_{free}^2 을 증가시킬 수 있다면, 트렐리스 부호화된 연속위상 FSK의 성능개선을 이룰 수 있다. 신호공간거리의 개선은 비부호화에 비하여 부호화를 이용하면 재합일 시간이 연장되었기 자유거리를 갖는 순서쌍의 재합일 시간을 연장하는 것과 직접적으로 신호공간거리를 증가시키는 방안이 있을 수 있다. 그러나 전자의 경우는 그 방안이 상당히 어려우리라 생각되며 여기서는 후자의 방안을 채택하였다.

그림 2.(b)는 참고문헌(2)에서 제시한 정상적 대응기의 최적 성능을 갖는 부호기의 트렐리스도이다. 각 트렐리스는 2개의 나비선도로 구성되고, 각 나비선도는 2개의 분기상태와 2개의 합일상태로 구성되는 2개의 날개를 갖는다. 각 나비선도상의 분기상태와 합일상태사이의 상태전이와 대응기의 출력 심벌을 조합시켜 최적의 설계를 하려면 다음의 조건을 만족해야 한다. 첫째, 각 나비선도 날개의 분기상태와 합일상태의 위상전이차가 같도록 한다. 즉 각 나비선도가 같은 모양의 날개를 갖도록 한다. 둘째, 각 날개의 분기상태 위상차와 합일상태 위상차가 같도록 한다. 즉 상태전이시 대응되는 심벌 $\{-3, -1, 1, 3\}$ 의 사용빈도가 같아야 한다. 셋째, 분기-합일시 위상차를 최대가 되도록 한다. 이를

위해 그림 2.(b)처럼 $\{-3, 1\}, \{3, -1\}$ 이 대응되도록 하였다.

그 결과 계산된 트렐리스 부호화된 연속위상 FSK의 변조지수에 대한 d_{free}^2 의 특성을 보면, $h \cong 1/4$ 을 임계점으로 d_{free}^2 이 단순 증가하다가 위상의 2π modulo 성질로 인해 감소하고, $h > 1/4$ 에서는 다른 생성계열이 최적이 됨을 알 수 있다. 이는 위상계적이 $h \cong 1/4$ 까지의 변조지수에 대해서는 심벌에 의한 최대위상차 $4\pi h$ 가 $2\pi - \text{mod}$ 영향을 받지 않으며, 그 이상에서는 위상계적에 영향을 주어 거리특성에 영향을 주는 것으로 생각된다.

그러므로, 참고문헌(6)과 위의 결과를 토대로 다음과 같이 가정할 수 있다.

첫째, $h \geq 1/4$ 에서는 최대 심벌차 γ_{max} 와 최소거리가 서로 비례한다.

$$d_{free} \propto \gamma_{max} \times h ; 4 \leq \gamma_{max} \leq 6 \quad (11)$$

둘째, $h < 1/4$ 에서는 최소 심벌차 γ_{min} 와 최소거리가 서로 비례한다.

$$d_{free} \propto \gamma_{min} \times h ; 3.5 \leq \gamma_{min} \leq 4 \quad (12)$$

셋째, 대역폭 B_{CPFSK} 는 최대 심벌 $\{-3, 3\}$ 에 좌우된다.

$$B_{CPFSK} \propto c_1 \times h \quad (13)$$

식 (11), (12), (13)에 의해 대역폭 증가없이 d_{free}^2 을 크게 하려면 심벌 c_1, c_0 를 고정하고 $h \cong 1/4$ 를 경계로 γ 를 변화시켜야 하며, 이를 위해서는 $\{c_1, c_2\}$ 를 변화시키면 된다. 즉, 성능임계점이 심벌의 최대위상차와 관련이 있다면, 트렐리스도의 최대위상차를 변화시킴으로서 d_{free}^2 을 개선시킬 수 있다. 따라서 고정된 변조지수 h 에 대해 최적부호기로 시스템을 설계했을 때 d_{free}^2 에 영향을 줄 수 있는 것은 심벌 c 이고, 심벌 값을 통하여 나비선도의 위상차를 변화시킨다.

2. 비밀정 대응법

한편, 다른 변조방식에 비하여 연속위상변조방식은 시스템의 복잡성을 허용하는 대신에 성능향상을 이루

므로 이를 고려하였다. Viterbi 알고리즘을 이용한 최우 축차추정값과를 이용하면 복잡성은 상태의 수와 경로 메모리(path memory)에 따라 달라진다. 그러므로 다음의 순서에 의하여 대응시킨다.

첫째, 상태의 수를 최소화시킨다. 정상직 대응기일 경우 상태의 수는 변조지수 $h=p/q$ 의 q 의 값과 K 에 따라 좌우되므로, 이때 상태의 수는 $2^k \cdot q$ 개이다. 비인성 대응기를 사용하면 심벌값 c 에 따라 상태의 수가 결정되는데, 이 경우 상태수 $N_s = c \cdot j \cdot q$, j 는 정수이라 하면,

$$f(K,q,j) = 2^{k-1} \cdot q \cdot j \tag{4}$$

가 된다. 예를 들어, 심벌의 값을 0.1단위인 $c_1=1.1=11/10$ 로 하면 상태수 N_s 는 10개가 된다. 따라서 동일한 K 에서, $c_1=1.2$ 이면 5배, $c_1=1.5$ 이면 2배, $c_1=2.0$ 이면 상태수가 같아진다.

둘째, 수신기의 위상관정 한계치를 고려한다. 정상직 방법에 비해 상태의 수가 j 배 증가하므로, 신호점 사이의 위상각이 j 배 작아져서 정확한 위상관정 능력이 요구된다. 실제로 참고문헌 (9)적립 대응시키면 위상이 80개가 되어 신호점 사이의 위상차이가 4.5도에 불과하므로 구현상 어려움이 예상된다. 정상직 대응일 경우 $q=25$ 까지 결과를 구하였으므로, $q \times j$ 의 값이 25이하가 되도록, $h=1/2$ 인 경우는 0.1 게일 단위까지, $h=1/5$ 인 경우는 0.2 게일 단위까지, 그 이하로는 0.5 게일 단위까지 대응시켰다.

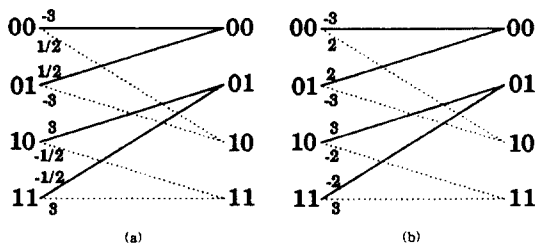


그림 5. (a) $\{01, 10\} \rightarrow \{-1/2, 1/2\}$ 일 때의 트렐리스
 (b) $\{01, 10\} \rightarrow \{-2, 2\}$ 일 때의 트렐리스
 Fig. 5. (a) Trellis when $\{01, 10\} \rightarrow \{-1/2, 1/2\}$
 (b) Trellis when $\{01, 10\} \rightarrow \{-2, 2\}$

셋째, 경로 메모리는 수신단의 결정깊이(decision depth)에 따라 달라지므로 가능한한 작은 부호를 선택한다. 결정깊이는 보통 비합일(unmerged) 신호열상의 신호공간거리가 d_{me} 보다 큰 거리를 갖기 위해서 필요한 탐색구간으로 평가량(metric) 계산량에 관계된다. 그림 4는 위와 같은 사항들을 고려하여 구성된 트렐리스이다.

IV. 거리계산 및 고찰

본 논문에서는 기존 시스템과의 비교를 목적으로 전송률 마와 같이 $h=p/q < 1/2$ 의 범위로 하고, $h=p/q$ 의 q 는 10이하로 하였다. 또한 비인성 간격 대응기의 심벌 $\{c_1, c_2, c_3, c_4\}$ 에서 c_1, c_3 는 고정하고 c_2, c_4 가 되도록 하여, 구속장 $K=2, 3, 4$ 일 때 각각의 h 에 대하여 자유 거리를 조사하였다. 거리계산은 트렐리스도에 근거한 알고리즘으로 수행하여^[2], 자유거리 d_{me} , 상태수, 결정 깊이를 이용해서 비교하였다. c_2 의 값을 0.5부터 3.0까지 점차로 변화시켜서 정상직 대응기보다 큰 d_{me} 를 갖는 부호가 비인성 대응 조합을 모두 구하고 분석하였다.(표1, 표2, 표3 참조)

(1) 결과 1) $h=1/4$, $K=4$ 의 경우 대체로 기존의 부호기가 최적 특성을 가지나 $K=2, 3$ 의 경우는 각각 (3,1), (6,1), (7,2) 부호기가 최적 특성을 갖는다. 2) 전차에서 가정한 대로 $h=1/4$ 일 때는 K 의 값에 관계없이 c_2 의 값을 크게 하면 d_{me} 가 커지고, $1/4 < h < 1/2$ 일 때는 c_2 의 값이 작을 때 d_{me} 가 커진다. 이는 전송률 대로 트렐리스 다비전도의 분기, 합일 위상차가 신호공간거리에 영향을 줌으로 위상차를 크게 하면 신호거리가 변화한다는 사실과 위상의 $2\pi \cdot \text{mod}$ 성질에 의해 영향을 받는다는 사실을 확인해 준다. 3) $h=1/4$ 에서는 $K=2, 3, 4$ 모두 0.2 게일에서 최대값을 갖는다. 4) 비인성 대응의 경우, 정상직일 때에 비해 결정깊이의 크기가 $K=3, 4$ 일 때는 2배이상 커진다. 특히, $h < 1/4$, $K=3, 4$ 의 경우, c_2 가 2.0을 넘으면 결정깊이가 급격히 커졌다. 이 이유는 재합일점이 나타나는 N_{div} 값이 $K=2$ 인 경우는 3, 4 정도이므로 분기, 합일시 거리가 전체적으로 큰 영향을 주지만, K 가 커지면 N_{div} 값이 커져서 고려할 순서쌍들이 많아지기 때문이다. 현재 이동통신용 Viterbi부호기는 구속장 9이고 경로메모리는 보통 구속장의 5배를 고려하므로 이를 기준으로 대략 50~60내외의 경로깊이를 고려하였다. 따라서 기준을 크게 초과하

고 심별간 간격이 0.5를 넘지 않으면 탐색에서 제외하는 것을 원칙으로 하였다. 5) 어떤 경우 다른 부호기(예를 들면, $K=3$ 인 경우 $(6,1)_8$)를 사용하면 결정깊이가 감소한다. 또, $K=2$, $h < 1/4$ 에서는 $c_2=3.0$ 으로 하면 결정깊이가 2로 아주 작다. 따라서 간단한 수신기가 요구되는 시스템 설계시 선택이 가능하다. 이는 연속위상변조 기법의 최적 부호화가 정해진 규칙 뿐만 아니라 경험적 방법에 의존할 수 밖에 없으며, 계속적인 탐색을 통하여 더 양호한 조건의 조합을 발견할 수 있다는 사실을 뜻한다. 6) $K=2, 3$, $h=1/2$ 에서는 기존의 시스템보다 최소거리가 커지는 부호기를 발견할 수 없었다. 이 경우에는 기존의 부호기가 최적이었다.

표 1. 4-ary CPFSK의 최적 부호화때의 성능 데이터, $r=1/2$, $K=2$ 때

Table 1. Performance Data for Best Codes with 4-ary CPFSK, $r=1/2$, $K=2$

h	c_2	g_1	g_2	d^{free}	N_{free}	dec.depth
1/10	1.0	2	1	0.72	3	3
	1.5	3	1	0.78	4	5
	2.0	3	1	1.11	4	8
	2.5	3	1	1.52	4	33
	3.0	3	1	0.99	2	2
1/8	1.0	2	1	1.09	3	3
	2.0	3	1	1.63	4	8
	2.5	2	1	2.19	4	31
	3.0	3	1	1.40	2	2
1/6	1.0	2	1	1.76	3	3
	2.0	3	1	2.55	4	8
	2.5	3	1	3.29	4	27
	3.0	3	1	2.00	2	2
1/5	1.0	2	1	2.30	3	4
	1.5	3	1	2.47	4	5
	2.0	3	1	3.24	4	8
	2.5	3	1	3.54	4	19
	3.0	3	1	2.31	2	2
1/4	1.0	2	1	3.00	3	6
	1.5	3	1	3.23	4	7
	1.8	3	1	3.59	4	19
	2.0	3	1	3.55	4	8
3/10	1.0	2	1	3.47	3	6
	0.5	2	1	3.66	3	7
	0.8	2	1	3.56	3	7
1/3	0.1	2	1	2.79	3	4
	0.5	3	1	2.83	3	5
	0.8	3	1	2.86	3	5
3/8	1.0	2	1	3.19	4	5
	0.5	2	1	3.49	4	7
2/5	1.0	2	1	3.13	4	5
	0.5	1	2	3.39	4	8
	0.8	2	1	3.25	4	5
1/2	1.0	2	1	3.00	3	3
	0.5	2	1	3.16	3	4
	0.8	2	1	3.07	3	4

표 2. 4-ary CPFSK의 최적 부호화때의 성능 데이터, $r=1/2$, $K=3$ 때

Table 2. Performance Data for Best Codes with 4-ary CPFSK, $r=1/2$, $K=3$

h	c_2	g_1	g_2	d^{free}	N_{free}	dec.depth
1/10	1.0	7	2	0.98	6	13
	1.5	7	2	1.18	5	12
	2.0	7	2	1.39	5	28
	2.0	6	1	1.16	6	9
	2.5	6	1	1.53	5	32
1/8	1.0	7	2	1.48	6	13
	2.0	7	2	2.02	4	27
	2.5	6	1	2.21	6	30
1/6	1.0	7	2	2.42	6	14
	2.0	7	2	3.11	5	24
	2.5	6	1	3.31	6	26
1/5	1.0	7	2	3.20	6	12
	2.0	6	1	3.38	6	8
	2.0	7	2	3.88	5	21
	2.2	7	2	3.91	5	108
1/4	2.5	6	1	3.60	5	20
	1.0	7	2	4.30	6	10
	1.4	7	2	4.51	6	24
	2.4	7	1	4.64	5	56
3/10	2.5	7	3	4.62	4	57
	1.0	7	2	4.31	4	14
	0.5	7	2	4.46	4	17
1/3	0.8	7	2	4.39	4	18
	0.1	4	3	3.62	3	8
3/8	0.5	4	3	4.45	5	25
	1.0	6	1	3.95	4	9
2/5	0.6	6	1	4.31	5	11
	1.0	4	1	3.91	4	6
	0.5	6	1	4.46	5	10
1/2	0.6	6	1	4.48	4	24
	1.0	4	7	5.00	4	6
	0.8	4	3	5.01	5	27

표 3. 4-ary CPFSK의 최적 부호화때의 성능 데이터, r=1/2, K=4일 때

Table 3. Performance Data for Best Codes with 4-ary CPFSK, r=1/2, K=4

h	c ₂	g	g	d _{free}	N _{ndfree}	decdepth
1/10	1.0	13	2	1.6	6	20
	1.5	13	2	1.2	7	18
	2.0	13	2	1.51	9	16
	2.5	13	2	1.72	9	14
1/8	1.0	13	2	1.76	8	19
	1.5	11	2	2.17	9	19
	2.0	13	2	2.26	9	17
	2.5	11	2	2.47	9	13
1/6	1.0	13	2	2.90	8	18
	2.0	13	2	3.39	7	17
	2.5	13	2	3.51	9	12
1/5	1.0	13	2	3.86	8	18
	1.4	13	2	4.38	9	28
	1.5	13	2	4.31	9	15
	2.0	13	2	4.12	9	27
1/4	1.0	13	2	5.24	8	16
	1.2	13	2	5.38	8	21
3/10	1.0	12	1	5.08	6	18
	1.6	15	2	5.12	6	21
1/3	1.0	8	3	4.55	8	11
	0.5	12	1	5.35	8	14
3/8	1.0	12	1	4.82	5	11
	0.5	12	1	5.82	5	22
2/5	1.0	12	1	4.60	5	12
	0.5	3	8	5.71	5	21
	0.8	12	1	5.09	5	12
1/2	1.0	1	11	6.00	5	9

그 결과 1) $h \leq 1/4$, K=4의 경우 대체로 기존의 부호기가 최적 특성을 가지나 K=2, 3인 경우는 각각 (3,1)8, (6, 1)8, (7, 2)8 부호기가 최적 특성을 갖는다. 2) 전장에서 가정된 대로 $h \leq 1/4$ 일 때는 K의 값에 관계없

이 c₂의 값을 크게 하면 d_{free}가 커지고, $1/4 < h < 1/2$ 일 때는 c₂의 값이 작을 때 d_{free}가 커진다. 이는 진술한대로 트랜시스 나비신도의 분기-합일 위상차가 신호공간거리에 영향을 줌으로 위상차를 크게 하면 신호거리가 변화한다는 사실과 위상의 2π-mod 성질에 의해 영향을 받는다라는 사실을 확인해 준다. 3) h=1/4에서는 K=2, 3, 4 모두 0.2 계열에서 최대값을 갖는다. 4) 마이일성 대응의 경우, 정상적인 때에 비해 결성길이의 크기가 K=3, 4일때는 2배 이상 커진다. 특히, h=1/4, K=3, 4의 경우 c₂가 2.0을 넘으면 결성길이가 급격히 커졌다. 이 이유는 재합일점이 나타나서 N_{ndfree}값이 커져서 고려할 순서쌍들이 많아지기 때문이다. 현재 이동통신용 Viterbi 부호기는 구성상 9이고 경로메모리는 보통 구성성의 5배를 고려하므로 이를 기준으로 대략 50 ~ 60 내외의 경로 길이를 고려하였다. 따라서 기준을 크게 초과하고 심벌간 간격이 1.0을 넘지않으면 탐색에서 제외하는 것을 원칙으로 하였다. 5) 어떤 경우 다른 부호기(예를 들면, K=3인 경우 (6,1)8)를 사용하면 결성길이가 감소한다. 또, K=2, h < 1/4에서는 c₂ = 3.0으로 하면 결성길이가 2.0 이상 작다. 따라서 간단한 수신기가 요구되는 시스템 설계시 선택이 가능하다. 이는 연속위상변조 기법의 최적 부호화가 정해진 규칙뿐만이 아니라 경험적 방법에 의존 할 수 밖에 없으며, 계속적인 탐색을 통하면 더 양호한 조건의 조합을 발견할 수 있다는 사실을 뜻한다. 6) K=2, 3, h=1/2에서는 기존의 시스템보다 최소거리가 커지는 부호기를 발견할 수 없었다. 이 경우에는 기존의 부호기가 최적이었다.

위의 사항으로부터 최적의 시스템 설계를 위한 부호기/마이일성 대응기 조합은 첫째, K=2의 경우, 최대 성능을 위해서는 h=1/4 일 때는 c₂=2.5와 (3,1)8 조합을, 복잡성을 최소화하려면 c₂=3.0과 (3,1)8 조합을 이용한다. 또 h>1/4일 때는 c₂=0.5와 (2,1)8 조합을 이용한다.

둘째, K=3인 경우, 최대성능은 h<1/8일때는 c₂=2.5와 (6,1)8 조합을, 1/8<h<1/4에서는 c₂=2.0과 (7,2)8 조합을 이용 하며, 시스템 복잡성을 최소화하는 조합을 이용하려면 c₂=2.0과 (6,1)8 조합을 이용한다. h=1/4에서는 c₂=1.4와 (7,2)8 조합을, h>1/4에서는 c₂=0.5와 (6,1)8 조합을 이용한다.

셋째, K=4인 경우, 최대 성능을 위해서 h<1/4에서는 c₂=2.0과 (13,2)8 조합을, 시스템 복잡성이 고려되면 c₂=1.5와 (13,2)8 조합을 이용하고, h=1/4에서는 c₂=1.2와 (13,2)8 조합을, h>1/4에서는 표 3에서 주어진 최적특

성의 조합을 선택한다.

그림 6과 그림 7은 K=2, 3의 경우 위와 같이 선택된 최적 부호기/비밀성 대응에 의한 자유거리(세모표로 표시: $c_2=optimum$ 인 경우)를 기존의 정상적인 대응시(동그라미로 표시: $c_2=1.0$ 인 경우)와 Marco Luise 논문의 경우(사각형으로 표시: $c_2=2.0$ 인 경우)와 비교해 변조지수에 대하여 보여준다. 표 4는 $h=1/8, 1/4, 1/3$ 일 때 각각의 c_2 에 대한 성능특성을 보여주며, $c_2=2.0$ 의 경우, Marco Luise 논문의 결과치를 준용하였다. 그림 7에서는 $c_2=2.0$ 일 때 $h=3/10, 2/5$ 에 대한 d_{free} 값이 없으므로 본 논문에서는 비교하지 않았다. 그림 및 표로부터 본 논문에서 제안된 방법이 기존의 정상적 대응시보다는 0.3~3dB의 이득을 얻을 수 있으며, Marco Luise 논문의 경우보다는 0.1~1.3dB의 이득을 얻어짐을 알 수 있다. 특히 K=2인 경우에는 전체적으로 상당히 유용함을 알 수 있었다. 그러나, K=4, $h < 1/4$ 일 때는 표 3의 결과에서 알 수 있듯이 $c_2=2.0$ 이 최적값을 갖는다는 것을 알 수 있다. $h \geq 1/4$ 에서는 본 논문에서 제안된 방식이 정상적 대응시에 비하여 약 0.2~1.0dB의 이득이 얻어짐을 알 수 있었다.

결론적으로 시스템의 복잡성을 허용하면서 새로운 부호기/비밀성 대응의 조합으로 기존 시스템보다 양호한 특성을 갖는 시스템을 설계할 수 있었다. 비록 이 과정이 경험적인 탐색과정이 요구되는 어려움과 시스템 구성성 복잡성이 있지만, Viterbi 복호기의 범용화 추세 등 하드웨어 기술의 비약적 발전으로 볼 때, 새로운 현대역화 기술로서 충분한 가치가 있다고 하겠다.

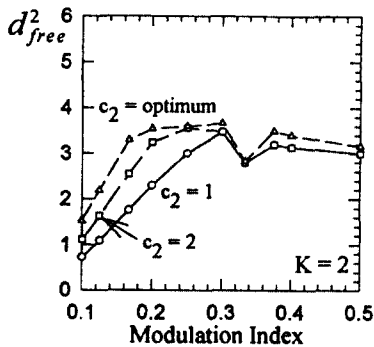


그림 6. 최적 심벌, $C_2=2.0, C_2=1.0$ 일 때 변조지수 h 에 대한 자유거리값

Fig. 6. Free distance versus h when optimum symbol, $C_2=2.0, C_2=1.0$

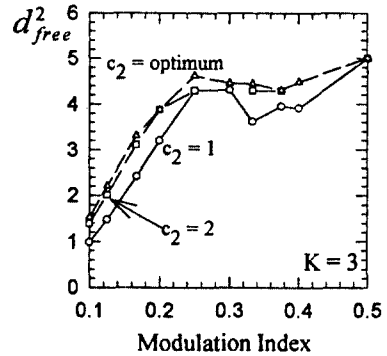


그림 7. 최적 심벌, $C_2=2.0, C_2=1.0$ 일 때 변조지수 h 에 대한 자유거리값

Fig. 7. Free distance versus h when optimum symbol, $C_2=2.0, C_2=1.0$

표 4. $h=1/3, 1/4, 1/8$ 에서의 트랜스 부호화된 CPFSK의 부호화 이득

Table 4. Coding gain of coded CPFSK at $h=1/3, 1/4, 1/8$

	K=2	K=3	K=4
h=1/8(비부호화 $d_{free}^2/2E_b=0.40$)			
$C_2=1.0$	4.1dB	5.47dB	6.22dB
$C_2=2.0$	5.89dB	6.82dB	7.30dB
$C_2=2.5$	7.17dB	7.21dB	**
h=1/4(비부호화 $d_{free}^2/2E_b=1.45$)			
$C_2=1.0$	3.16dB	4.72dB	5.58dB
$C_2=2.0$	3.89dB	4.72dB	*
$C_2=2.5$	3.94dB	5.03dB	5.77dB***
h=1/3(비부호화 $d_{free}^2/2E_b=2.34$)			
$C_2=1.0$	1.30dB	1.89dB	2.89dB
$C_2=2.0$	1.30dB	2.42dB	*
$C_2=0.5$	1.74dB	2.70dB	3.59dB***

주 * - 탐색값 없음, ** - 탐색중, *** - 0.2 계열 사용

V. 결 론

일반적으로 디지털 통신시스템을 선택하는 기준으로 오율성능, 대역폭효율, 복잡성 등을 고려하는데, 연속위상변조 기법은 시스템의 복잡성을 허용하는 대신 오율성능과 대역폭효율을 개선시킬 수 있다. 본 논문에서는 부호기와 비밀성 대응기를 이용하여 시스템의 복잡성을 허용하고 성능변수인 자유거리를 개선시키는 방법을 제시하였다. 그 결과 기존의 시스템보다 최소거리

특성이 우수한 부호기/비일성 대응기 조합을 탐색하였으며, 전체적으로 자유거리가 커짐을 알 수 있었다. 특히 $K=2$ 와 변조지수가 $h \geq 1/4$ 일 때 제시한 방법이 유용함을 알 수 있었다.

본 논문에서는 참고문헌(2)에서 제시한 나비선도 구성방법을 사용하여 최대 d_{free} 값을 갖는 부호기/비일성 대응기의 조합을 구하였다. 향후 연구로는 나비선도 구성법의 변화에 따른 탐색이 요구된다. 또 최대 d_{free} 값을 갖는 시스템 설계를 위해서는 큰 견공구간이 요구되므로, $K=2, C_2=3.0$ 경우와 같은 준최적시스템의 이용을 위해 각각의 부호기/대응기 조합에 대한 신호구간별 최소거리 등의 계속적 탐색도 필요하다.

VI. 참 고 문 헌

[1] V. K. Bhargava, D. Haccun, R. Matyas and P. P. Nuspl, Digital communication by satellite, John Wiley Sons, 1981.
 [2] S. V. Pizzi and S. G. Wilson, "Convolutional coding combined with continuous phase modulation," IEEE Trans Commun., Vol.COM-33, pp.20-29, Jan., 1985.
 [3] J. B. Anderson, T. Aulin and C. E. Sundberg, Digital Phase Modulation, Plenum Press, 1986.
 [4] D. Divsalar, M. K. Simon, and J. H. Yuen, "Trellis Coding with Asymmetric Modulation," IEEE Trans Commun., Vol. COM-35, pp.130-141,

[5] 조경룡, 심수보, "Non-constant 주파수간격 4-Ary 연속위상FSK의 성능분석," 한국통신학회 하계종합학술대회 논문집, 1988,8.
 [6] 조경룡, "4-ary 연속위상 FSK의 주파수간격 영향과 길쌈부호화에 관한 연구," 숭실대학교 석사학위논문, 1988,12.
 [7] 김봉국, 김재근, 구기준, 심수보, "트랜시스 알고리즘을 이용한 부호화된 연속위상FSK에서의 최소거리 탐색에 관한 연구," 한국통신학회 하계종합학술대회 논문집, pp.813-816, 1990.
 [8] 홍용성, "비일성주파수 간격을 갖는 4-ary 연속위상 FSK에 관한 연구," 숭실대학교 석사학위논문, 1990,12.
 [9] 伊藤俊之, 前田 敏, 森 眞作, 相對稱 マルチンク Multi-b 變調方式, EIC B-1, Vol.J72-B 1 No. 8, pp.658-666, Aug., 1989.
 [10] M. Luise and R. Reggiannini, "Combined Modulation and Coding for Continuous Phase FSK with Nonuniform Alphabet," IEEE Trans. Commun., Vol. 41, NO.8 pp.1201-1207, Aug., 1993.
 [11] T. Aulin and C. E. Sundberg, "Continuous Phase Modulation Part I: Full Responce Signaling," IEEE Trans. Commun., Vol.COM-29, pp.196-209, Mar., 1981.
 [12] M. G. Mulligan and S. G. Wilson, "An improved algorithm for evaluating trellis phase codes," IEEE Trans. Inform. Theory, Vol.IT-30, Nov., 1984.



趙慶龍(Kyung Ryong Cho) 정회원
 1961년 1월 27일생
 1987년 2월 : 숭실대학교 전자공학과(학사)
 1989년 2월 : 숭실대학교 대학원 전자공학과(석사)
 1994년 8월 : 숭실대학교 대학원 전자공학과 박사과정 수료

1990년 12월 ~ 현재 : 한국이동통신(주) 중앙연구소 선임연구원

*주관심분야 : 이동통신, 위성통신



沈壽輔(Soo Bo Sin) 정회원
 1931년 5월 30일생
 1958년 8월 : 서울대학교 통신공학과(학사)
 1965년 5월 : 영국 마르니 대학 무선공학 연구과장
 1974년 2월 : 건국대학교 대학원(석사)

1980년 8월 : 전북대학교 대학원(공학박사)
 1970년 ~ 1975년 : 한국항공대학 교수
 1975년 ~ 1978년 : 한양대학교 교수
 1978년 ~ 1982년 : 중앙대학교 전자공학과 교수
 1982년 5월 ~ 현재 : 숭실대학교 정보통신공학과 교수
 1987년 ~ 1988년 : 문화회 회장