

PRS 및 49-QPRS 채널의 Trellis-Coded 변조 기술

(Trellis-Coded Modulation Techniques for PRS and 49-QPRS Channels)

方 成 日*, 陳 年 綱*

(Sung Ill Bang and Youn Kang Chin)

요 약

本 論 文 에 서 는 잡 음 이 있 는 대 역 제 한 된 PRS 및 49-QPRS 채널 을 통 해 디 지 탈 신 호 를 전 송 할 때 $R=k/(k+1)$ 의 convolutional 부 호 를 사 용 한 trellis 부 호 변 조 방 식 을 이 용 하 여 시 스템 의 信 賴 度 를 개 선 하 고 자 하 였 다. PRS 채널 의 $R=k/(k+1)$ 인 convolutional 부 호 기 를 이 용 하 여 trellis 부 호 화 하 면 부 호 화 하 지 않 은 시 스템 보 다 약 3dB 이 상 의 부 호 이 득 을 얻 을 수 있 었 다. 그 리 고 $R=1/2$ 인 convolutional 부 호 기 를 9-QPRS 시 스템 에 이 용 한 trellis 부 호 49-QPRS 시 스템 에 서 는 부 호 화 하 지 않 은 9-QPRS 시 스템 보 다 약 2dB 이 상 의 이 득 을 얻 을 수 있 었 다. 또 한 채널 의 출 력 에 서 동 일 한 값 을 갖 는 신 호 가 연 속 적 으 로 발 생 하 기 때 문 에 본 래 의 정 보 신 호 의 재 생 과 정 에 서 야 기 되 는 동 기 에 러 를 극 복 하 기 위 한 방 법 을 제 시 하 였 다.

Abstract

In this paper, we consider trellis-coding techniques with the convolutional encoder $R=k/(k+1)$ for improving the reliability of digital transmission over bandlimited noisy PRS and 49-QPRS channels. Employing the $R=k/(k+1)$ convolutional code for the PRS channel results in over 3 dB of coding gain comparing with the baseline system. The trellis-coded 49-QPRS system can be realized by combining the 9-QPRS system with the $R=1/2$ convolutional code, which can be improved by over 2 dB coding gain comparing with the 9-QPRS system. In addition, we study a method of avoiding the occurrence of unlimited runs of identical output to prevent operation of timing error.

I. 序 論

주파수 이용효율의 관점에서 유리한 디지털 무선

변조방식으로 Nyquist의 이론적인 데이터 전송율을 실현할 수 있는 PRS(Partial Response Signaling) 채널이 A. Lender¹⁾에 의해 제안된 이래 다양한 형태의 PRS 및 QPRS(Quadrature PRS) 시스템이 연구 調査되었다.²⁾ QPRS 시스템은 시스템의 스펙트럼 형태에 적합하도록 相互符號間干渉(ISI; Intersymbol Interference)을 제어할 수 있으므로 동기에러(timing error)의 발생빈도를 낮출 수 있을뿐만 아니

*正會員, 檀國大學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Dankook Univ.)

接受日字: 1989年 9月 5日

(※ 이 논문은 1988년도 한국과학재단의 목적기초연구비에 의해 수행된 연구결과입니다. 연구비를 지원하여 주신 한국과학재단에 깊은 감사를 드립니다.)

라, cosine 필터의 대역폭을 구형필터를 사용하여 Nyquist 대역폭보다 좁게 차단함으로써 스펙트럼 효율 (b/s/Hz)을 더욱 높일 수 있다. 따라서 다른 변조방식을 사용하는 것보다 주파수대역을 더욱 效果적으로 이용할 수 있다.²⁾

하지만 QPRS 채널 시스템의 출력에서 동일한 값을 갖는 sequence가 연속적으로 발생하게 되면 수신된 신호로부터 본래의 신호를 재생하는 과정에서 동기여러를 피할 수 없을 뿐만 아니라, 출력 sequence 사이의 잡음에 대한 여유가 작아져서 전체적으로 시스템을 劣化시키게 된다. 이러한 문제는 신호가 채널을 통해 전송되기 전에 채널 출력 sequence 사이의 최소 자유거리가 증가하도록 신호를 부호화함으로써 해결할 수 있다.⁴⁻⁶⁾

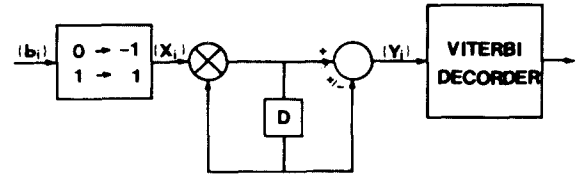
이와같이 PRS 및 QPRS 시스템의 信賴度를 개선하기 위하여 sign 부호, 블럭부호 및 convolutional 부호를 사용하면 k-tuple의 메시지가 n-tuple의 부호어로 대체됨으로써 대역폭이 증가하게 된다. 따라서 대역폭이 제한된 PRS 채널인 경우에는 대역폭을 확장하는 것이 불가능하므로 情報을 부호화하는 것이 고려되지 않았다. 하지만 최근에는 디지털 신호처리 기술과 半導體 기술의 발전에 따라 대역 제한된 전송 시스템의 性能을 개선하기 위한 부호화 기술에 대한 많은 研究가 진행되어 왔다.^{4,5,9,10)}

특히, Ungerboeck^{4,9,10)}은 대역폭의 증가없이 시스템의 信賴度를 개선하기 위하여 수신단에서 Viterbi 알고리즘에 의한 最尤復號法(MLD; Maximum Likelihood Decoding)을 사용하는 경우, QPSK와 QAM 과 같은 多值 진폭/위상 신호에 대한 변조방식과 convolutional 부호를 조합한 TCM(Trellis-Coded Modulation)방식을 제안 하였다.

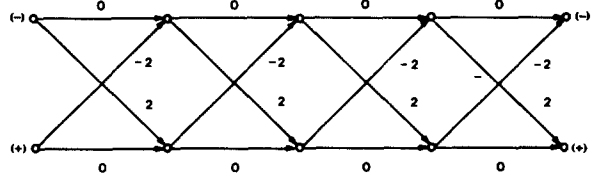
本 論文에서는 trellis 부호 변조방식을 비교적 전송효율이 뛰어난 PRS 및 9-QPRS에 적용하였다. 즉, PRS 채널에 $R=k/(k+1)$ 인 convolutional 부호기를 적용하여 전송시스템의 信賴度를 개선하였다. 그리고 9-QPRS 시스템을 구성하는 각각의 PRS 채널에 부호율, $R=1/2$ 인 convolutional 부호를 조합한 49-QPRS trellis-coded 변조 시스템을 부호화하지 않은 기준 시스템과 信號對雜音比에 대한 誤率의 관점에서 비교, 검토하였다. 또한 I-채널과 Q-채널의 PRS 시스템 출력에서 동일한 데이터 값이 연속적으로 발생하는 것을 제한하기 위하여, 각 부호에 대해 보수(complement)를 취하여 개선하였다.

II. Trellis 부호화한 PRS 및 QPRS 시스템 모델

PRS 시스템은 본래의 2진 파형으로 부터 ternary



(a)



(b)

그림 1. (a) PRS 시스템과 Viterbi 복호기 (b) 사전 부호화된 PRS 채널 Trellis

Fig. 1. (a) PRS system with Viterbi decoder. (b) Trellis diagram of precoded PRS system.

ry 파형을 만들기 위해 相互符號間干渉을 이용한다. 본래의 2진 신호에서 1비트 주기 지연된 신호를 가산하여 ternary 파형을 만드는 PRS(dicode) 시스템은 낮은 주파수 보다는 높은 주파수에서 應答特性이 좋아지는 한편, 본래의 신호와 1비트 주기 지연된 신호를 가산하는 duobinary 시스템에서는 비교적 낮은 주파수에서 應答特性이 좋아진다.^{12,3)}

채널에 잡음이 존재하지 않는 경우 2가지 상태를 갖는 사전부호화(precoding)된 PRS 채널의 系統圖와 trellis를 圖示하면 그림 1과 같다.

PRS 채널의 부호화하지 않은 2진 데이터 $\{b_i\}$ 는 $b_i \in \{0, 1\}$ 이고 $b_i = 0$ 일때 $X_i = -1$, $b_i = 1$ 일때 $X_i = 1$ 로 변환된다. 잡음이 없는 경우 PRS 채널의 출력 sequence를 $\{Y_i\}$, 잡음이 있는 경우에는 $\{Z_i\}$ 라고 할때 이들의 관계식은 다음과 같다.

$$Y_i = X_i + X_{i-1}$$

$$Z_i = Y_i + W_i \tag{1}$$

여기에서 $i = 0, 1, 2, \dots$ 이고, W_i 는 평균이 "0", 分散이 " σ^2 "이며 통계적으로 독립인 Gaussian 잡음이다. 만약 수신단에서 임의의 시점 이전의 데이터 X_{i-1} 에 에러가 발생했을 경우 현재의 데이터 X_i 에 영향이 미치는 것을 방지하기 위하여 사전부호화하면 다음과 같다.

$$P_i = -X_i X_{i-1} \quad (2)$$

여기서 X_i 와 P_i 는 ± 1 의 값을 갖는다. -1 과 $+1$ 의 승산 결과는 mod-2 가산 결과와 동일하며, 수신측에서는 $i = \dots k \dots$ 인 임의의 시점에서 다음과 같은 간단한 臨界檢波器(threshold detector)에 의하여 검출된다.

$$P_i = \pm 1 \quad |Z_k| \geq 1 \quad (3)$$

QPRS 시스템은 위에서 설명한 PRS 시스템을 서로 직교하도록 구성한 다음 위상변조함으로써 얻을 수 있다. 이러한 2차원 변조인 QPRS 시스템을 解析하기 위하여, 부호화하지 않은 基準 시스템인 9-QPRS에 convolutional 부호기를 사용하여 trellis 부호화시킨 49-QPRS 變復調 시스템의 系統圖는 그림 2와 같다.

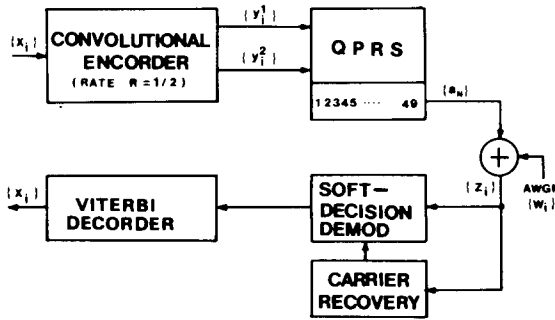


그림 2. Trellis 부호화한 49-QPRS 시스템의 系統圖

Fig. 2. Block diagram of trellis-coded 49-QPRS system.

그림 2에서 2비트의 정보 sequence $\{X_i\}$ 는 直並列 變換器를 통하여 각각의 PRS 채널에 공급된 다음, 부호율 $R = 1/2$ 인 convolutional 부호기를 통하여 trellis 부호화되어 2비트의 送信 sequence $\{Y_i\}$ 가 출력된다. 각 채널을 통하여 부호화된 sequence $\{Y_i\}$ 는 위상변조된 후 합산기를 통하여 전송된다. Trellis 부호화를 위한 시스템에서 매핑(mapping)된 신호집합 $\{a_n\}$ 사이에 자유 Euclidean 거리, d_{free} 는 최대가 되도록 하는 것이 중요하다. 왜냐하면 주어진 trellis-coded 시스템의 출력 신호사이의 d_{free} 가 최대값을 갖으면 수신단에서 신호를 복호할 때 에러 발생확률이 적어지기 때문이다.^{4,9,10)}

수신측에서는 전송신호 $\{a_n\}$ 에 가우스 잡음 $\{W_i\}$ 가 부가된 sequence $\{Z_i\}$ 는 재생 搬送波에 의해서 동기검파된다. 검파된 신호는 軟判定(soft decision)되어 수신 sequence $\{Y_i\}$ 를 얻어 Viterbi 복호기를 통하여 복조된다. 여기서 재생 搬送波는 전송된 신호중에서 搬送波를 추출해내는 PLL(Phase-Locked Loop)을 사용하였으며, 송신기와 수신기 사이의 초기 주파수 편이에 비례하는 위상편이(phase offset)에 의해 발생하는 위상오차는 없는 것으로 가정하였다.

III. Trellis 부호의 이론적 해석

디지털 전송 시스템의 信賴도를 개선하기 위한 채널 부호화에는 블럭부호(block encoding)와 convolutional 부호기를 이용한 trellis 부호 방식이 있다. 전자의 채널 부호화는 고전적인 방식으로 전송기내에 변조기와 복조기가 분리되어 동작하며, 수신측에서도 검파와 복조가 분리되어 행해진다. 또한 블럭부호에 의한 채널 부호화는 redundant 비트를 추가함으로써 에러세어가 가능하므로 채널의 대역폭이 주어진 경우 情報의 전송률을 감소시키는 문제가 발생한다.^{5,9,10,11)} 따라서 대역폭이 제한된 PRS 및 QPRS와 같은 시스템의 채널 부호화를 위하여 블럭부호를 적용하는 것은 적절하지 않다.

J. P. Odenvalder와 S. L. Lim^{12,13)}은 전송률이 k bits/s인 多值 위상변조방식을 주어진 拘束長(constraint length)에 최대 Hamming 거리를 갖는 $R = k/(k+1)$ 인 2진 convolutional 부호기를 사용하여 Gray 부호로 매핑하여 시스템의 信賴도를 개선하였다. 하지만 이러한 부호화 방법은 다음과 같은 2가지 문제점이 있다. 첫째, Gray 부호화 매핑 방법에 의해 Hamming 거리를 크게 하여도, 반드시 Euclidean 거리가 증가하지 않는다, 왜냐하면 2진 시스템인 경우에는 Euclidean 거리와 Hamming 거리가 동일하지만 多值 진폭/위상 변조시스템에서는 항상 동일하지 않기 때문이다. 두 번째 문제점은 convolutional 부호기의 순환(permutation)된 2진 출력을 정확하게 예측할 수 없으므로 채널 부호화의 결과로 나타나는 多值 변조시스템의 Euclidean 거리가 최대가 되도록 설계할 수 없기 때문이다. Ungerboeck⁴⁾은 多值 진폭/위상 변조신호의 자유 Euclidean 거리를 최대화할 수 있는 集合分割(set partitioning)이라는 매핑 방법을 제시하였다. 이 매핑 방법은 채널 信號集合을 연속적으로 分割하여 부집합 신호 사이의 최소거리가 $\Delta_0 < \Delta_1 < \Delta_2 < \dots$ 가 되도록 부집합을 만드는 것이다. 여기서 Δ 는 부집합 신호사이의 거리이다.

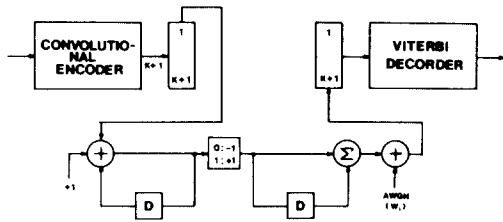


그림 3. Convolutional 부호기를 이용한 trellis-coded PRS 시스템의 系統圖

Fig. 3. Block diagram of trellis-coded PRS system with convolutional encoder.

Convolutional 부호기를 이용하여 trellis 부호화된 PRS 시스템의 系統圖는 그림 3 과 같다. PRS 시스템의 송신단에서 拘束長의 길이가 n_0 인 convolutional 부호기는 v 개의 지연소자로 구성되며 선정된 각 지연소자들의 출력을 mod-2 加算器에 입력시킴으로써 그 출력이 부호 sequence를 형성한다. 情報 sequence는 k 비트의 블록으로 분리되며 각 블록의 k 비트는 直列變換器에 의해 임의의 時點 t 에서 並列化되어 지연소자에 입력된다. 따라서 convolutional 부호기를 사용하면 매 $(k+1)$ 변조주기 동안 2^v 개의 상태를 갖으며 k -tuple의 입력 데이터 $a_i = (a_i^1, \dots, a_i^k)$ 는 $(k+1)$ tuple의 출력 데이터 $b_i = (b_i^1, \dots, b_i^{k+1})$ 로 변환된다. 이와같이 부호화화된 데이터는 $\{b_i\} = (b_i^1, \dots, b_i^{k+1}) (b_{i+1}^1, \dots, b_{i+1}^{k+1}) \dots$ 과 같이 直列 sequences가 되며, 이를 사전부호화한 다음 PRS 채널을 통하여 전송한다.

Convolutional 부호기를 이용한 trellis 부호에 대한 거리 개념의 적도는 자유 Euclidean 거리, d_{free} 이다. PRS 채널의 trellis에서 시작과 종단의 상태가 동일하거나 다른 임의의 시점에서 두 經路가 합류할 때 두 개의 독립적인 經路 사이의 거리를 최소 Euclidean 거리, d_{free} 라고 정의한다.^{6,7)}

부호율이 $R=1/k$ 인 convolutional 부호인 경우에 자유 Hamming 거리, d_{free}^H 를 구하는 관계식은 Heller⁶⁾가 구했으며, 부호율이 $R=k/(k+1)$ 인 convolutional 부호인 경우에는 D. G. Daut⁷⁾가 Heller가 제안한 關係式을 개선하여 提示하였다.

$$d_{free}^H = \min \left[\frac{2^i - 1}{2^i - 1} (v + i - k) \frac{(k+1)}{k} \right] \quad (4)$$

여기에서 v 는 convolutional 부호를 위한 지연소자의 수이고, $|x|$ 는 x 와 같거나 작은 값을 갖는 최대의 定數이며 i 는 다음과 같이 주어진다.

$$i = \begin{cases} 1 & v > 2k - 1 \\ k & v \leq 2k - 1 \end{cases} \quad (5)$$

또한 자유 Hamming 거리, d_{free}^H 와 자유 Euclidean 거리, d_{free}^E 와의 관계식은 다음과 같다.⁷⁾

$$d_{free}^E = \begin{cases} 4d_{free}^H & d_{free}^H = \text{우수} \\ 4(d_{free}^H + 1) & d_{free}^H = \text{기수} \end{cases} \quad (6)$$

만약 각각의 PRS 채널에 입력되는 데이터의 극성이 같지 않으면 채널의 출력에서 "0"이 아닌 신호가 散發的으로 발생한다. 하지만 데이터의 극성이 동일한 경우에는 채널의 출력에서 연속적으로 "0"의 값을 갖는 신호가 발생하게 된다. 이렇게 채널의 출력에서 연속적으로 "0"의 값을 갖으면 수신단에서 신호를 복호할 때 동기여러가 발생할 뿐만 아니라 잡음에 대한 여유가 작아져서 시스템을 劣化시키는 원인이 된다. 이러한 문제는 신호가 채널을 통하여 전송되기 전에 부호화한 다음 부호기의 출력에 보수를 취함으로써 해결할 수 있다.

예로, 지연소자가 $v=1$ 이고 부호율 $R=1/2$ 인 convolutional 부호와 이의 trellis를 도시하면 각각 그림 4 (a), (b)와 같다. 그림 4에서 보는 바와 같이 trellis의 상태변환은 $R=1/2$ 인 convolutional 부호기의 출력 $\{b_i^1, b_i^2\}$ 에 의해 이루어진다. 이러한 convolutional 부호기의 출력이 연속적으로 "0"의 값을 갖는 것을 방지하기 위하여 그림 4(a)와 같이 부호기의 출력에 mod-2 가산기를 연결한 다음 "1"을 추가한다. mod-2 가산기는 Exclusive-OR의 연산 결과와 동일하므로 trellis 상태를 변환시키는 보수기(complement device) 역할을 한다. 이와같이 부호기의 출력에 보수를 취하는 경우에도 d_{free} 는 변하지 않는다.^{8,9)}

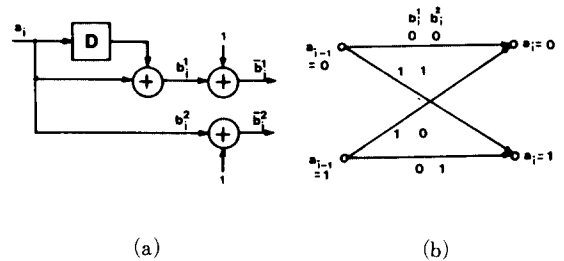


그림 4. (a) $v=1, R=1/2$ 인 convolutional 부호기 (b) Convolutional 부호기의 trellis

Fig. 4. (a) Convolutional encoder with $v=1, R=1/2$.

(b) Trellis of convolutional encoder.

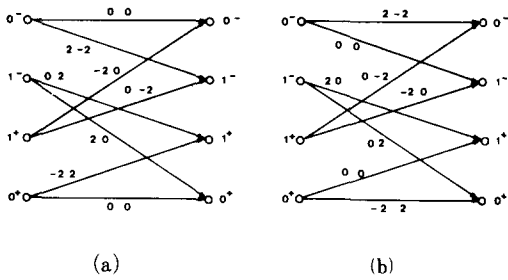


그림 5. $R=1/2$ 이고 사전부호화된 PRS 채널의 복호기 trellis
 (a) 부호기의 출력에 보수를 취하지 않은 경우
 (b) 부호기의 출력에 보수를 취한 경우
Fig. 5. Decoder trellis for $R=1/2$ and precoded PRS channels.
 (a) Output bits of encoder not complemented.
 (b) Output bits of encoder complemented.

PRS 채널에 대응하는 부호기의 출력에 보수를 취한 경우와 취하지 않은 경우의 복호기 trellis는 각각 그림 5(a), (b)에 표시하였다. Trellis 그림에서 α^s 는 각각 $\alpha \in (0, 1)$, $s \in (-, +)$ 이며 각기 부호기의 상태와 채널의 상태를 나타낸다. 그림 5(a)의 trellis에서는 $Y_i = 0$ 의 신호가 無限定으로 나올 수 있다는 사실을 알 수 있다. 하지만 부호기의 출력에 보수를 취한 그림 5(a)와 같은 trellis에서는 $Y_i = 0$ 과 같은 신호가 연속적으로 발생하는 것을 최대 3개로 제한할 수 있다.

VI. 集合分割에 의한 PRS 및 49-QPRS 부호변조

본 논문에서는 Ungerboeck^{4,9,10}의 방법을 PRS 채널과 기준 시스템이 9-QPRS인 변조방식에 적용하여 시스템의 신뢰도를 개선하고자 하였다.

매핑된 채널신호 a_n 과 a_n' 사이의 Euclidean 거리는 $d\{a_n, a_n'\}$ 으로 표시되는데, 출력 sequence 사이의 자유 Euclidean 거리가 최대가 되도록 PRS 및 9-QPRS 시스템에 결합된 convolutional 부호를 설계하여야 한다. 즉,

$$d_{free} = \text{Min} \sum_{\{a_n \neq a_n'\}} |a_n - a_n'|^2; \{a_n\}, \{a_n'\} \in C \quad (7)$$

이다. 위의 조건을 만족하는 예로 $R=2/3$, $v=2$ 인 convolutional 부호와 결합하여 trellis 부호화한 PRS

표 1. PRS 채널의 出力 信號集合 ($R=2/3, v=2$)
Table 1. Signal sets of PRS channel ($R=2/3, v=2$)

Set A Starting state- Ending state-	Set C Starting state+ Ending state-
Subset 0 $\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 2 & -2 & 0 \end{bmatrix}$	Subset 4 $\begin{bmatrix} -2 & 0 & 0 \\ -2 & 2 & -2 \end{bmatrix}$
Subset 1 $\begin{bmatrix} 0 & -2 & -2 \\ 2 & 0 & -2 \end{bmatrix}$	Subset 5 $\begin{bmatrix} 0 & 0 & -2 \\ 0 & -2 & 0 \end{bmatrix}$
Set B Starting state- Ending state+	Set D Starting state+ Ending state+
Subset 2 $\begin{bmatrix} 0 & 0 & 2 \\ 0 & 2 & 0 \end{bmatrix}$	Subset 6 $\begin{bmatrix} -2 & 2 & 0 \\ -2 & 0 & 2 \end{bmatrix}$
Subset 3 $\begin{bmatrix} 2 & 0 & 0 \\ 2 & -2 & 2 \end{bmatrix}$	Subset 7 $\begin{bmatrix} 0 & -2 & 2 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$

표 2. Trellis 부호화된 49-QPRS 채널의 出力 信號集合 ($R=1/2, v=1$)

Table 2. Output signal sets of trellis-coded 49-QPRS channel ($R=1/2, v=1$).

Set A Starting state- Ending state-	Set C Starting state+ Ending state-
Subset 0 $\begin{bmatrix} 2 & -2 & 2 & -2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	Subset 8 $\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -2 \\ -2 & 2 & -2 & 0 \end{bmatrix}$
Subset 1 $\begin{bmatrix} 0 & 2 & 2 & -2 \\ 2 & 0 & -2 & 0 \end{bmatrix}$	Subset 9 $\begin{bmatrix} 0 & 0 & -2 & 0 \\ -2 & 2 & 0 & -2 \end{bmatrix}$
Subset 2 $\begin{bmatrix} 0 & 2 & -2 & 0 \\ 2 & 0 & 0 & -2 \end{bmatrix}$	Subset 10 $\begin{bmatrix} 0 & -2 & 0 & 0 \\ -2 & 0 & 2 & -2 \end{bmatrix}$
Subset 3 $\begin{bmatrix} 0 & 0 & 2 & -2 \\ 2 & -2 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	Subset 11 $\begin{bmatrix} 0 & -2 & 2 & -2 \\ -2 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$
Set B Starting state- Ending state+	Set D Starting state+ Ending state+
Subset 4 $\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 2 \\ 2 & -2 & 2 & 0 \end{bmatrix}$	Subset 12 $\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ -2 & 2 & -2 & 2 \end{bmatrix}$
Subset 5 $\begin{bmatrix} 0 & 0 & 2 & 0 \\ 2 & -2 & 0 & 2 \end{bmatrix}$	Subset 13 $\begin{bmatrix} 0 & -2 & 0 & 2 \\ -2 & 0 & 2 & 0 \end{bmatrix}$
Subset 6 $\begin{bmatrix} 0 & 2 & 0 & 0 \\ 2 & 0 & -2 & 2 \end{bmatrix}$	Subset 14 $\begin{bmatrix} 0 & -2 & 2 & 0 \\ -2 & 0 & 0 & 2 \end{bmatrix}$
Subset 7 $\begin{bmatrix} 0 & 2 & -2 & 2 \\ 2 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	Subset 15 $\begin{bmatrix} 0 & 0 & -2 & 2 \\ -2 & 2 & 0 & 0 \end{bmatrix}$

채널의 신호집합을 표 1에 수록하여 놓았다. 표 1에서 보듯이 출력 sequence 사이의 자유 Euclidean 거

리, d_{free} 가 최대가 되도록 집합분할 방법에 의해 매핑한다. 이와 마찬가지로 9-QPRS와 $R=1/2, v=1$ 인 convolutional 부호기와 결합한 trellis-coded 49-QPRS 시스템을 집합분할에 의해 매핑된 신호집합은 표 2와 같다.

PRS 및 QPRS 채널의 수신단에서 데이터 sequences $\{b_n\}$ 를 구하기 위해서는 最尤復號法을 사용한다.^{11,14,15} 채널에서 잡음이 부가된 sequence $\{z_n\}$ 로부터 송신단에서 매핑된 신호 $\{a_n\}$ 을 복호하기 위하여 전송된 $(k+1)$ tuple sequence와 동기가 되도록 그룹화한다.

Viterbi 알고리즘은 trellis 상에서 최우경로를 탐색하는 것으로 수신계열 $\{z_n\}$ 와 비교해서 가장 작은 Euclidean 거리를 갖는 경로, 즉 가지의 평가량이 최대 값을 갖는 이른바 생존경로 (survive path)를 탐색해야 한다. 여기에서 가지의 평가량은 trellis 상의 각 상태에 합류하는 2^k 개의 가지를 수신계열 $\{z_n\}$ 의 대응요소와 비교해서 Hamming 거리를 구한 값이다. 이때 복호기의 상태는 2^{v+1} 개가 되므로 사전부호화된 PRS 및 QPRS 채널이 convolutional 부호와 조합된 경우 복호기의 trellis는 부호기에 비하여 2배로 증가하게 된다. 따라서 부호율 $R=2/3$ 로 채널 부호화된 PRS의 trellis와 부호율 $R=1/2$ 로 채널 부호화된 49-QPRS의 trellis를 나타내면 각각 그림 6, 7과 같다.

PRS 및 QPRS 채널의 출력은 ternary 파형이기 때문에 trellis 상에서 d_{free} 를 갖는 경로의 수는 2진

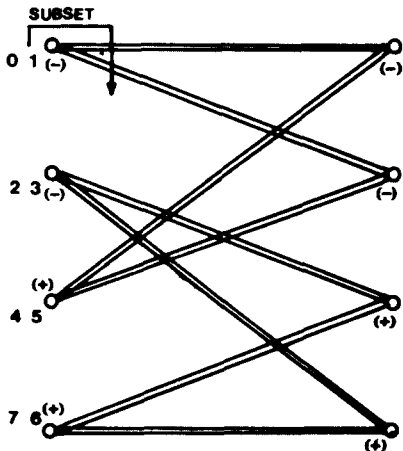


그림 6. $d_{free}=16$ 을 갖는 $R=2/3$ 인 복호기 trellis
Fig. 6. Decoder trellis for $R=2/3$ code with $d_{free}=16$.

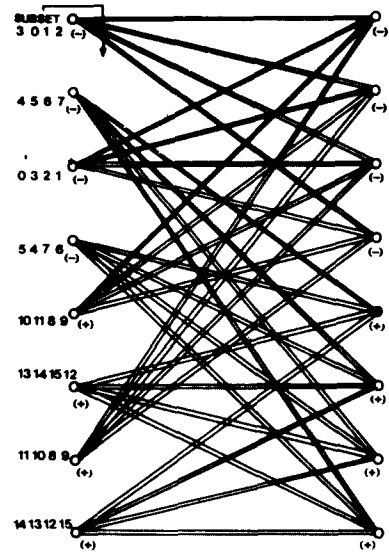


그림 7. $d_{free}=16$ 을 갖는 49-QPRS의 복호기 trellis
Fig. 7. Decoder trellis of 49-QPRS with $d_{free}=16$.

파형과는 달리 각 상태에 대해 경로를 조사하여 하나의 상태에 대한 경로의 평균을 구해야 한다.^{11,14} 따라서 그림 6과 7에 표시한 trellis-coded PRS 및 QPRS 시스템의 상태의 수는 각각 4와 8이며, 식(4)와 (6)에 의해 두 방식 모두 $d_{free}=16$ 을 갖는다. Trellis-coded PRS 시스템에서 $d_{free}=16$ 을 갖는 경로상의 예를 표시하면 그림 8과 같고, 49-QPRS 시스템인 경우는 그림 9와 같다.

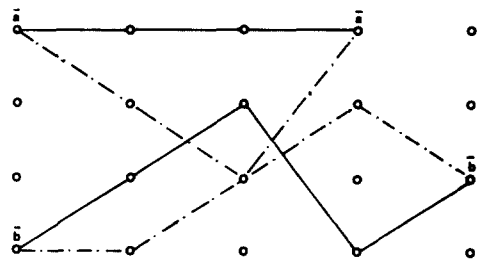


그림 8. $d_{free}=16$ 을 갖는 경로 쌍 ($R=2/3, v=2$ 인 PRS 채널)
Fig. 8. Pair of paths with $d_{free}=16$ (PRS channels for $R=2/3$ convolutional codes).

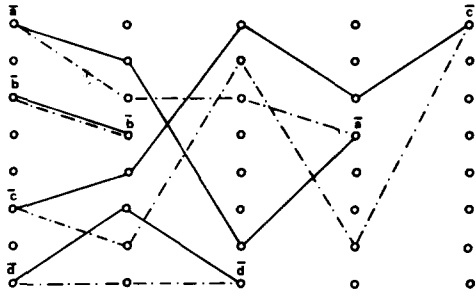


그림 9. $d_{free}^2=16$ 을 갖는 모든 경로 쌍
($R=1/2$ 인 49-QPRS 채널)
Fig. 9. Pair of paths with $d_{free}^2=16$
(49-QPRS channel $R=1/2$ convolutional codes).

V. 數値解析 및 考察

본 논문에서 사용한 convolutional 부호의 점근적 부호利得(ACG; Asymptotic Coding Gain)은 다음과 같이 정의된다.^{7,8)}

$$ACG (dB) = 10 \log_{10}(d_{free}^2/8) - 10 \log_{10}(1/R) \quad (8)$$

ACG는 동일한 誤率을 얻기 위하여 부호화하지 않은 채널과 비교하여 부호화한 시스템에서 요구되는 비트당 에너지 대 雜音電力密度, E_b/N_0 를 얼마만큼 절약할 수 있는가를 나타낸다.

Trellis-coded 된 PRS 및 49-QPRS 채널의 誤率 $P(e)$ 를 信號對雜音比(SNR)의 함수로써 구하였다. 복호기 trellis에서 $N(d_i)$ 를 Euclidean 거리 d_i 를 갖는 경로의 수라 하고 $d_1=d_{free} < d_2 < d_3 \dots$ 라 한다면 trellis-coded PRS 및 49-QPRS 시스템의 誤率式은 다음과 같다.^{4,9,10)}

$$N(d_{free})Q(d_{free}/2\sigma^2) \leq P(e) \leq \sum N(d_i)Q(d_i/2\sigma^2) \quad (9)$$

여기서 $Q(\)$ 는 Gaussian 에러 확률함수이며 두 경계 조건은 信號對雜音比가 높은 경우 서로 收斂하게 된다.

d_{free} 는 식(4)와 (6)을 이용하여 구했으며 $N(d_{free})$ 는 복호기 trellis 상의 임의의 상태를 랜덤하게 선택하여 경로를 조사한 다음, 주어진 상태에 대한 모든 경로를 검색하여 하나의 상태에 대해 평균을 취하여 구하였다. Trellis-coded PRS 및 49-QPRS 시스템의 전송 정보 비트당 에너지는 convolutional 부호의 부호율에 따라 다르므로 $E_b=2(k+1)/k$ 가 되고, 잡음 스펙트럼 밀도는 $N_0=2(k+1)/k$ 가 되고, 잡음 스펙트럼 밀도는 $N_0=2\sigma^2$ 이라고 가정하였다.

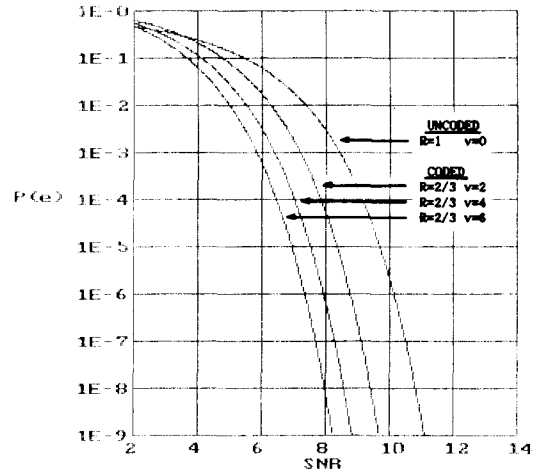


그림10. $R=2/3$ 인 부호를 이용한 PRS 채널의 SNR에 대한 誤率
Fig.10. Error-event probability versus SNR for PRS system using $R=2/3$ codes.

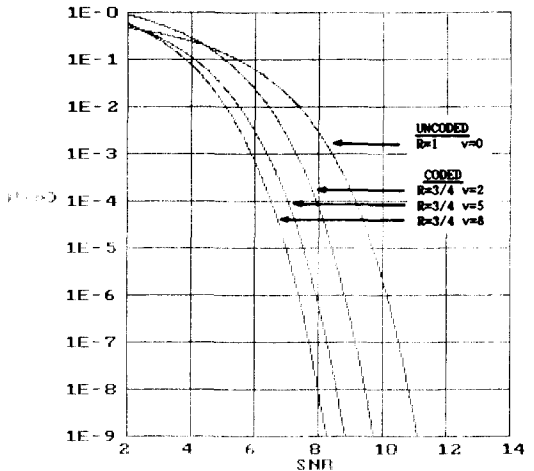


그림11. $R=3/4$ 인 부호를 이용한 PRS 채널의 SNR에 대한 誤率
Fig.11. Error-event probability versus SNR for PRS system using $R=3/4$ codes.

PRS 채널의 trellis 부호화를 위한 convolutional 부호의 부호율이 $R=2/3$ 와 $3/4$ 일때 拘束長의 길이가 각기 다른 경우에 대한 信號對雜音比에 의한 誤率을 식(9)를 이용하여 구했으며 이를 그림으로 각각 표시하면 그림 10, 11과 같다.

또한, 기준 시스템이 9-QPRS이고 각 채널에 $R=1/2$ 인 convolutional 부호기를 이용하여 trellis 부호화

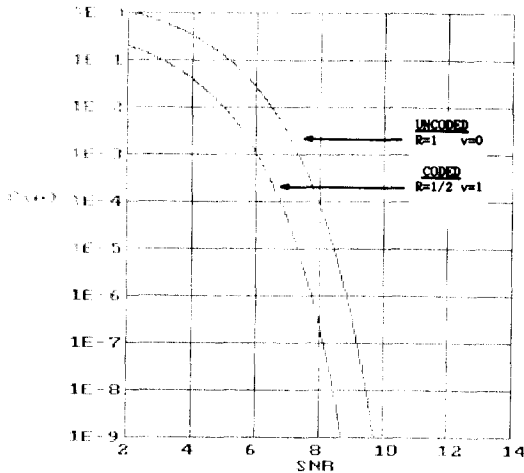


그림 12. R=1/2인 부호를 이용한 49-QPRS 채널의 SNR에 대한 誤率

Fig. 12. Error-event probability versus SNR for 49-QPRS system using R=1/2 codes.

한 49-QPRS의 오류도 식(9)를 이용하여 구했으며 이는 그림 12에 나타내었다.

VI. 結 論

本 論文에서는 주파수 이용효율이 우수하고, 낮은 주파수대역에서 주파수 應答特性이 좋으며 높은 주파수에서 삽음이나 왜곡의 영향이 비교적 적은 PRS 시스템 및 QPRS 시스템을 trellis 부호화함으로써 시스템의 信頼度를 개선하였다.

또한, trellis-coded 변조 방식을 위한 convolutional 부호기의 出力이 연속적으로 동일한 값을 갖으면 수신단에서 본래의 신호의 재생시 동기여러가 발생할 뿐만 아니라 시스템이 삽음에 대한 여유가 작아진다. 이는 부호기의 출력에 보수를 취함으로써 해결할 수 있으며, 本 論文에서 적용한 결과 채널의 출력에서 연속적으로 동일한 값을 R=2/3, v=2인 경우 최대 3개, v=3인 경우 최대 11개로 제한할 수 있었다.

부호화하지 않은 기준 시스템과 각각의 부호화로 부호화한 시스템을 誤率의 관점에서 비교한 결과 일정한 誤率을 갖기 위해 필요한 信號對雜音比가 R=2/3, v=4인 경우와 R=3/4, v=5인 경우 SNR이 약 2dB 절약됨을 알 수 있었다. 또한 R=1/2인 convolutional 부호를 9-QPRS에 적용한 경우에도 약 2.4dB 절약되었다.

本 論文에서는 9-QPRS인 基準 시스템에 R=1/2인 convolutional 부호를 적용한 trellis-coded 49-QP

RS 시스템인 경우에 대해서만 考察하였으나 기준 시스템이 49-QPRS 시스템에 R=2/3인 convolutional 부호를 적용하여 trellis 부호화된 225-QPRS 시스템으로 확장 적용할 수 있다. 하지만 trellis 부호화된 225-QPRS 시스템은 수신단에서 상태의 수가 많아져 한정된 記憶容量을 갖는 Viterbi 알고리즘에 의한 最尤復號法을 사용하면 처리시간이 길어질 뿐만 아니라 많은 기억용량이 필요하므로 효과적이지 못된다.

參 考 文 獻

- [1] A. Lender, "Correlative digital communication techniques," *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-12, pp. 128-135, Dec. 1964.
- [2] P. Kabal and S. Paupathy, "Partial response signaling," *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM 23, pp. 921-934, Sept. 1975.
- [3] K. Feher, *Advanced Digital Communication Systems and Signal Processing Techniques*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N.J., 1987.
- [4] G. Ungerboeck, "Channel coding with multilevel/phase signals," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-28, pp. 55-67, Jan. 1982.
- [5] D. Forney, "Convolutional code I : algebraic structure," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-16, pp. 720-737, Nov. 1970.
- [6] J.A. Heller, "Short constraint length convolutional codes," *Jet Propul Lab., Calif. Inst. Tech. Pasadena, CA. Space Program Summary 37-54*, vol. 3; pp. 171-174, Dec. 1968.
- [7] D.G. Daut, J.W. Modestino and L.D. Wismer, "New short constraint length convolutional code construction for selected rational rates," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-28, pp. 794-800, Sept. 1982.
- [8] H. Kobayashi, "A survey of coding scheme for transmission or recording of digital data," *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-19, pp. 1087-1100, Dec. 1971.
- [9] G. Ungerboeck, "Trellis-coded modulation with redundant signal sets part I: Introduction," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 25, no. 2, pp. 5-11, Feb. 1987.
- [10] G. Ungerboeck, "Trellis-coded modulation with redundant signal sets part II: state of the art," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 25, no. 2, pp. 12-21, Feb. 1987.

- [11] A.J. Viterbi, "Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithms," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-13, pp. 260-269, Apr. 1967.
- [12] J.P. Odenvalder, *Error Control in Data Communication, Networks and System*, Chap. 10 edited by T.C. Bartee.
- [13] S. Lin and D.J. Costello, *Error Control Coding: Fundamental and Application*, Prentice-Hall, Inc. Englewood cliffs, New Jersey, 1983.
- [14] G.D. Forney, "The vitervi algorithm," *Proceeding of the IEEE*, vol. 61, pp. 268-278, Mar. 1973.
- [15] E. Paaske, "Short binary convolutional codes with maximal free distance for rates $2/3$ and $3/4$," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-20, pp. 683-689, Sept. 1974.

著 者 紹 介

陳 年 綱 (正會員)

1934년 3월 11일생. 1957년 한국항공대학 전자공학과 졸업. 1982년 미국오레곤주립대학 전자공학과 석사 및 박사학위 취득. 1963년 - 1977년 한국항공대학 전자공학과 부교수. 1967년 - 1968년 영국 항공전자 장치 연구소 수학. 1977년 - 1982년 미국오레곤주립대학교 전자 및 컴퓨터 공학과 연구원. 1982년 - 1983년 미국 큐빅전자회사 선임연구원. 1983년 - 1985년 한국통신학회 회장. 1983년 9월 - 현재 단국대학교 전자공학과 교수. 주관심분야는 초고주파 공학 및 디지털 무선통신임.



方 成 日 (正會員)

1957년 2월 24일생. 1984년 단국대학교 전자공학과 졸업. 1986년 단국대학교 대학원 전자공학과 공학석사 취득. 1987년 - 현재 단국대학교 대학원 전자공학과 박사과정 중 주관심 분야는 정보이론 및 디지털 무선통신 분야등임.