(19)대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(51) 。Int. Cl.[7]
H04L 27/00

(45) 공고일자 2004년11월26일
(11) 등록번호 10-0458063
(24) 등록일자 2004년11월11일

(21) 출원번호 10-2002-0065901
(22) 출원일자 2002년10월28일

(65) 공개번호 10-2004-0037422
(43) 공개일자 2004년05월07일

(73) 특허권자 엘지전자 주식회사
서울특별시 영등포구 여의도동 20번지

(72) 발명자 이세현
서울특별시강동구둔촌1동주공A202-204

(74) 대리인 김영철
김 순 영

심사관 : 퇴-오상균

(54) 통신망에서의 신호 변조 및 복조 방법

요약

본 발명은 통신망에서의 신호 변조 및 복조(Signal Modulation and Demodulation)에 있어서 FSK(Frequency Shift Keying)와 PSK(Phase Shift Keying)를 동시에 이용하도록 한 통신망에서의 신호 변조 및 복조 방법에 관한 것으로, 통신망에서 PSK에서 콘스텔레이션 상의 신호 성분을 분석하는 경우에 구분되는 동위상 성분과 직교 성분 이외에 FSK 시에 사용되는 다른 직교한 베이시스를 추가시켜 3 차원의 콘스텔레이션을 구성하는 과정과; 신호 변조 시에 수신 신호를 레벨 인코더에서 부호화한 후에 상기 3 개의 성분과 함께 각각의 적회로를 통해 각각 출력하며, 해당 출력된 3 개의 신호를 합산기를 통해 변조 신호로 변환하는 과정과; 신호 복조 시에 수신 신호를 상기 3 개의 성분과 함께 각각의 적회로를 통해 각각 출력하며, 해당 출력된 3 개의 신호를 각각의 적분 회로를 통해 적분한 후에, 해당 적분된 3 개의 신호를 결정 디바이스 및 멀티플렉서를 통해 복호화된 신호로 출력하는 과정을 포함하여 이루어진 것을 특징으로 함으로써, 신호 검파(Signal Detection) 시에 결정 한도(Decision Boundary)를 더 넓게 하며, 동일한 M-ary 변조에서 필요한 에너지가 기존의 방식에서 보다 적게 사용될 수 있도록 하여 전체적으로 BER(Bit Error Rate)이나 파워(Power) 측면에서 더 효율적이다.

대표도

도 5

명세서

도면의 간단한 설명

도 1은 종래 통신망에서의 ASK(Amplitude Shift Keying) 및 BPSK(Binary Phase Shift Keying)에 대한 변조기(Modulator) 및 복조기(Demodulator) 블록도.
도 2는 종래 통신망에서의 BFSK(Binary Frequency Shift Keying)에 대한 변조기 및 복조기 블록도.
도 3은 종래 통신망에서의 M-ary PSK(Phase Shift Keying) 및 ASK에 대한 변조기 및 복조기 블록도.
도 4는 종래 통신망에서의 M-ary FSK(Frequency Shift Keying)에 대한 변조기 및 복조기 블록도.

도 5는 본 발명의 실시 예에 따른 통신망에서의 신호 변조기 및 복조기를 나타낸 블록도.
도 6은 도 5에 있어서 신호 포인트(Signal Point)를 구면 좌표(Spherical Coordinate)로 나타낸 도면.
도 7은 도 5에 있어서 3 비트(Bit) 데이터에 대한 콘스텔레이션(Constellation)을 나타낸 도면.
도 8은 도 5에 있어서 4 비트 데이터에 대한 콘스텔레이션을 나타낸 도면.
* 도면의 주요 부분에 대한 부호의 설명 *
10 : 레벨 인코더(Level Encoder)
21 ~ 23, 41 ~ 43 : 적회로(積回路)
30 : 합산기
51 ~ 53 : 적분 회로
60 : 결정 디바이스 및 멀티플렉서(Decision Device(Threshold) amp; Multiplexor)

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 신호 변조 및 복조(Signal Modulation and Demodulation)에 관한 것으로, 특히 통신망에서의 신호 변조 및 복조에 있어서 FSK와 PSK를 동시에 이용하도록 한 통신망에서의 신호 변조 및 복조 방법에 관한 것이다.
일반적으로, 통신망에 있어서의 디지털 변조 방식은 디지털 정보를 송신 신호 캐리어(Carrier)의 진폭(Amplitude)과 위상(Phase)을 통하여 표현하는 것인데, 즉 데이터가 진폭 또는 위상, 진폭과 위상, 또는 주파수(Frequency)에 대응되어 변조되며, 단지 이것뿐만 아니라 복조(Demodulation)할 경우에 캐리어의 위상도 고려된다.
그리고, 해당 캐리어의 위상이 수신단의 로컬 오실레이터(Local Oscillator)의 위상과 일치하는가 아닌가에 따라서 코히런트(Coherent) 방식과 난코히런트(Noncoherent) 방식으로 구분된다.
여기서, 해당 코히런트 방식에서 사용되는 대표적인 스킴(Scheme)은 ASK, PSK, FSK, MSK(Minimum Shift Keying), QAM(Quadrature Amplitude Modulation) 등이 있다.
해당 코히런트 방식은 검파(Detection) 시에 수신 신호의 캐리어 위상과 수신기의 로컬 오실레이터의 위상이 반드시 동일해야 하며, 만약 위상이 동일하지 않으면 이에 따른 오프셋(Offset)의 영향으로 인하여 BER(Bit Error Rate)이 커지게 된다.
또한, 해당 ASK는 디지털 신호 '0'과 '1'에 따라 진폭 또는 '0'이 된다. 해당 PSK는 한정된 대역폭(Bandwidth)에 대해 정보를 위상을 통하여 구현하는데, BPSK, QPSK(Quadrature Phase Shift Keying), 8-ary PSK 등이 있으며, 콘스텔레이션 상의 신호 성분을 수학적으로 분석하면 동위상(Inphase) 성분에 대한 벡터(Vector)와 직교(Quadrature) 성분에 대한 벡터로 구성되며, 해당 두 벡터는 코사인(Cosine)과 사인(Sine)으로서 서로 직교(Orthogonal)한 베이시스(Basis)이다. 해당 FSK는 디지털 신호에 따라 매핑(Mapping)되는 주파수가 다르게 되어 신 호가 전송된다. 해당 QAM은 위상뿐만 아니라 진폭도 변화시켜 신호를 전송한다. 16QAM은 4 비트의 디지털 신호를 정해진 진폭과 위상에 매핑시키는 방식이다.
한편, 해당 난코히런트 방식은 DPSK(Differential Phase Shift Keying)나 난코히런트 FSK 등이 있는데, 검파 시에 수신 신호의 캐리어 위상과 수신기의 로컬 오실레이터의 위상이 반드시 동일할 필요는 없다.
또한, 해당 DPSK는 1 비트 딜레이(Delay)에 의한 피드백(Feedback)을 통해 익스크루시버노어 연산(XNOR)으로 인코딩(Encoding)하여 변조하는 방식이며, 해당 난코히런트 FSK는 포락선 검파기(Envelope Detector)를 이용하여 비교하는 방식으로 검파 시에 위상 오프셋의 영향에 거의 독립(Independent)하게 한다.
첫 번째 예를 들어, 바이너리 데이터(Binary Data) 'i'에 대한 기본적인 진폭, 위상 및 주파수 변조한 신호 's(t)'들은 아래의 수학식 1과 같다. 여기서, 해당 'E_b'는 비트 에너지(Bit Energy)이고, 해당 'T_b'는 비트 지속 시간(Bit Duration)이고, 해당 'f_c'는 캐리어 주파수이고, 해당 'n_c'는 고정 정수(Fixed Integer)이다.

수학식 1

ASK의 경우: $$s(t)=i\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}}\cos(2\pi f_c t)$$

단, $0\le t<T_b$ 이고, i=0,1이다.

BPSK의 경우: $$s(t)=\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}}\cos(2\pi f_c t+i\pi)$$

단, $0\le t<T_b$ 이고, i=0,1이다.

BFSK의 경우: $$s(t)=\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}}\cos(2\pi f_i t)$$

단, $0 \le t < T_b$ 이고, i=0,1이고, $f_i = \frac{n_c + i}{T_b}$ 이다.

두 번째 예를 들어, 2 비트 이상의 디지털 데이터에 대한 변조로, M-ary FSK, M-ary PSK 및 16QAM(즉, QASK)의 경우에 변조 신호 's(t)'들은 아래의 수학식 2와 같다. 여기서, 해당 'E'는 심볼 에너지(Symbol Energy)이고, 해당 'T_s'는 심볼 지속 시간(Symbol Duration)이고, 해당 'n_c'는 고정 정수이고, 해당 'f_c'는 캐리어 주파수이고, 해당 'E_0'는 신호의 제일 작은 진폭에 대한 에너지이다.

수학식 2

M-ary FSK의 경우: $$s(t) = \sqrt{\frac{2E}{T_s}} \cos\left(\frac{\pi}{T_s}(n_c + i)t\right)$$

단, $0 \le t < T_s$ 이고, $n_c = 2T_s \times f_c$ 이고, i=1,...,M이다.

M-ary PSK의 경우: $$s(t) = \sqrt{\frac{2E}{T_s}} \cos\left(2\pi f_c t + \frac{2\pi}{M}(i-1)\right)$$

단, $0 \le t < T_s$ 이고, i=1,...,M이다.

16QAM의 경우: $$s(t) = \sqrt{\frac{2E_0}{T_s}} a_i \cos(2\pi f_c t) + \sqrt{\frac{2E_0}{T_s}} b_i \sin(2\pi f_c t)$$

단, $0 \le t < T_s$ 이고, a_i =-3,-1,1,3이고, b_i =-3,-1,1,3이다.

상술한 바와 같은 신호 's(t)'들에 대한 변조기 및 복조기를 도면으로 나타내면 도 1 내지 도 4와 같은데, 즉 도 1은 ASK 및 BPSK에 대한 변조기 및 복조기 블록도를 나타낸 것이며, 도 2는 BFSK에 대한 변조기 및 복조기 블록도를 나타낸 것이며, 도 3은 M-ary PSK 및 ASK에 대한 변조기 및 복조기 블록도를 나타낸 것이며, 도 4는 M-ary FSK에 대한 변조기 및 복조기 블록도를 나타낸 것이다.

여기서, 해당 'x(t)'는 수신 신호(Received Signal)를 나타내며, 해당 'T_b'는 비트 지속 시간을 나타내며, 해당 'w_c'는 캐리어 주파수를 나타내며, 해당 'w_1'은 기본 캐리어 주파수(Fundamental Carrier Frequency)를 나타내며, 해당 'w_2'는 '$w_1 + \Delta w$'를 나타내며, 해당 'T_s'는 심볼 지속 시간을 나타내며, 해당 'Δw'는 주파수 편의(Frequency Deviation)를 나타내며, 해당 'w_M'은 '$w_1 + M\Delta w$'를 나타낸다. 또한, 해당 'w_1'은 '$2\pi n_c / T_s$'이고, 해당 'Δw'는 '$2\pi / T_s$'이거나 'π / T_s'이다.

상술한 신호 변조들 모두를 비교할 수 없으나, 종래의 기술에 있어서, M-ary FSK의 경우에는 'M'이 증가할수록 캐리어의 수가 증가하며, 이에 파워 요구(Power Requirement)는 감소되지만 채널 대역폭(Channel Bandwidth)은 증가하는 단점이 있다.

그리고, M-ary PSK의 경우에는 'M'이 증가할수록 신호를 수신할 때에 각 신호의 영역을 구분하는 결정 한도(Decision Boundary)가 점점 좁아져 쉽게 에러(Error)가 발생할 수 있는 단점이 있으며, 특히 'M'이 '8'보다 크게 되면 이를 구현하기가 매우 복잡하게 되는 문제점도 있다.

그리고, 16QAM의 경우에는 16-ary PSK에 비해 구현하기가 쉽고 결정 한도가 더 넓지만, 동위상 성분과 직교 성분에 대해 각각 레벨 결정을 해야 하고 다른 변조와는 달리 직각 콘스텔레이션(Rectangular Constellation)을 가지고 있으며, 비선형 채널(Nonlinearity Channel)을 통과 시에는 PSR(Power Spectral Regrowth)이 심해져 검파 에러(Detection Error)가 증가되는 문제점이 있다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

전술한 바와 같은 단점들 내지는 문제점들을 해결하기 위한 것으로, 본 발명은 통신망에서의 신호 변조 및 복조에 있어서 FSK와 PSK를 동시에 이용하도록 한 통신망에서의 신호 변조 및 복조 방법을 제공하는데, 그 목적이 있다.

또한, 본 발명은 기존의 디지털 신호 변조 및 복조에서 콘스텔레이션 상의 신호 성분인 코사인 및 사인 기반의 동위상 성분 및 직교 성분 외에 또 다른 직교 베이시스(Orthogonal Basis)를 삽입하여 3 차원(Dimensional)의 콘스텔레이션을 구성한 3 차 베이시스의 디지털 신호 변조 및 복조 방법을 제공하는데, 그 목적이 있다.

또한, 본 발명은 통신망에서의 신호 변조 및 복조에 있어서 동위상 성분과 직교 성분으로 나누어 질 수 있는 신호에 새로운 성분을 추가하여 신호 검파(Signal Detection) 시에 결정 한도(Decision Boundary)를 더 넓게 하도록 하며, 동일한 M-ary 변조에서 필요한 에너지가 기존의 방식에서 보다 적게 사용될 수 있도록 하여 전체적으로 BER이나 파워(Power) 측면에서 더 효율적이도록 하는데, 그 목적이 있다.

발명의 구성 및 작용

상술한 바와 같은 목적을 달성하기 위한 본 발명은 통신망에서 PSK에서 콘스텔레이션 상의 신호 성분을 분석하는 경우에 구분되는 동위상 성분과 직교 성분 이외에 FSK 시에 사용되는 다른 직교한 베이시스를 추가시켜 3 차원의 콘스텔레이션을 구성하는 과정과; 신호 변조 시에 수신 신호를 레벨 인코더에서 부호화한 후에 상기 3 개의 성분과 함께 각각의 적회로를 통해 각각 출력하며, 해당 출력된 3 개의 신호를 합산기를 통해 변조 신호로 변환하는 과정과; 신호

복조 시에 수신 신호를 상기 3 개의 성분과 함께 각각의 적회로를 통해 각각 출력하며, 해당 출력된 3 개의 신호를 각각의 적분 회로를 통해 적분한 후에, 해당 적분된 3 개의 신호를 결정 디바이스 및 멀티플렉서를 통해 복호화된 신호로 출력하는 과정을 포함하여 이루어진 것을 특징으로 한다.

바람직하게는, 상기 3 개의 성분은 각각 서로 심볼 지속 시간 내에서 직교성을 만족하는 직교 벡터인 것을 특징으로 한다.

또한 바람직하게는, 상기 신호가 3 비트 데이터인 경우에, 구면 좌표를 도입하여 반지름 값을 심볼 지속 시간에 대해 심볼 에너지의 제곱근 값에 비례하도록 설정하며, 해당 3 비트 데이터에 대한 콘스텔레이션 상의 각 포인트의 위치를 세타 값은 'π/4' 및 '3π/4'로 지정하고 파이 값은 'π/4', '3π/4', '-π/4' 및 '-3π/4'로 지정하는 것을 특징으로 한다. 여기서, 상기 3 비트 데이터는 하위 2 비트에 대해서 상기 제1 벡터와 상기 제2 벡터의 베이시스를 중심으로 하며, 상위 1 비트에 대해서 상기 제3 벡터의 베이시스를 중심으로 하는 것을 특징으로 한다.

더욱이 바람직하게는, 상기 신호가 4 비트 데이터인 경우에, 구면 좌표를 도입하여 반지름 값을 심볼 지속 시간에 대해 심볼 에너지의 제곱근 값과 심볼 에너지 절반의 제곱근 값에 비례하도록 설정하며, 해당 4 비트 데이터에 대한 콘스텔레이션 상의 각 포인트의 위치를 세타 값은 'π/4' 및 '3π/4'로 지정하고 파이 값은 'π/4', '3π/4', '-π/4' 및 '-3π/4'로 지정하는 것을 특징으로 한다. 여기서, 상기 4 비트 데이터는 하위 2 비트에 대해서 상기 제1 벡터와 상기 제2 벡터의 베이시스를 중심으로 하며, 상위 2 비트에 대해서 상기 제3 벡터의 베이시스를 중심으로 하는 것을 특징으로 한다. 이하, 본 발명의 실시 예를 첨부한 도면을 참조하여 상세하게 설명하면 다음과 같다.

본 발명의 실시 예에 따른 통신망에서의 신호 변조기 및 복조기는 도 5에 도시된 바와 같이 이루어지는데, FSK와 PSK를 동시에 이용하여 신호 변조 및 복조를 수행할 수 있도록 3 개의 직교 벡터 성분을 사용한다.

다시 말해서, 해당 PSK에서 콘스텔레이션 상의 신호 성분을 수학적으로 분석하는 경우에 동위상 성분에 대한 벡터의 코사인 성분(즉, cos($w_c t$))과 직교 성분에 대한 벡터의 사인 성분(즉, sin($w_c t$))은 서로 직교한 베이시스인데, 본 발명은 해당 코사인 성분(즉, cos($w_c t$))과 사인 성분(즉, sin($w_c t$)) 외에 다른 직교한 벡터인 해당 FSK 변조 시에 사용되는 코사인 성분(즉, cos($w_c + \Delta w$)t)을 별도로 첨가해 준다.

여기서, 해당 직교성(Orthogonality)은 심볼 지속 시간 내에서 정의되도록 하는데, 해당 3 개의 직교 벡터, 즉 cos($w_c t$), sin($w_c t$) 및 cos($w_c + \Delta w$)t가 아래의 수학식 3과 같이, 각각 서로 심볼 지속 시간 내에서 직교성을 만족하도록 해 준다. 여기서, 해당 'T_s'는 심볼 지속 시간을 나타내며, 해당 'w_c'는 캐리어 주파수를 나타내며, 해당 'Δw'는 주파수 편이를 나타낸다.

수학식 3

$$\int_0^{T_s} \cos(w_c t)\sin(w_c t)dt = \int_0^{T_s} \cos(w_c t)\cos((w_c+\Delta w)t)dt = \int_0^{T_s} \sin(w_c t)\cos((w_c+\Delta w)t)dt = 0$$

도 5에 도시된 바와 같이, 신호 변조 시에 수신된 신호(예로, M-ary 데이터)는 레벨 인코더(10)에서 부호화되며, 해당 부호화된 신호는 상기 3 개의 각 성분과 함께 각 적회로(21 ~ 23)를 통해 출력되며, 해당 출력된 3 개의 신호는 합산기(30)를 통해 M-ary 신호로 변환되어진다.

또한, 신호 복조 시에 수신된 신호(예로, x(t))는 상기 3 개의 각 성분과 함께 각 적회로(41 ~ 43)를 통해 출력되며, 해당 출력된 3 개의 신호는 각각의 적분 회로(51 ~ 53)를 통해 적분되며, 해당 적분된 3 개의 신호는 결정 디바이스 및 멀티플렉서(60)를 통해 복호화된 신호로 출력되어진다.

그리고, 도 5에 도시된 바와 같은 변조기를 통해 변조된 신호는 3 개의 베이시스로 구성된 신호이므로, 그 콘스텔레이션을 3 차원으로 표현할 수 있다.

즉, 데이터에 매핑(Mapping)되는 신호 포인트를 도 6에 도시된 바와 같이, 구면 좌표로 표현할 수 있는데, 해당 구면 좌표를 도입하여 상기 3 개의 직교 벡터 각각에 대한 계수(즉, r, θ, Φ)로 지정할 수 있다. 여기서, 해당 'E'는 신호 에너지(Signal Energy)를 나타낸다.

그리고, 심볼 지속 시간에 대해 신호 에너지가 'E'로 정규화(Normalize)되도록 해당 신호 포인트를 각각 설정하게 되면, $\sqrt{\frac{2E}{T_s}}\sin\theta\cos\Phi$, $\sqrt{\frac{2E}{T_s}}\sin\theta\sin\Phi$ 및 $\sqrt{\frac{2E}{T_s}}\cos\theta$ 가 된다. 따라서, 상기 변조 신호(s(t))는 아래의 수학식 4와 같다.

수학식 4

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E}{T_s}}\sin\theta\cos\Phi\cos(w_c t) + \sqrt{\frac{2E}{T_s}}\sin\theta\sin\Phi\sin(w_c t) + \sqrt{\frac{2E}{T_s}}\cos\theta\cos((w_c+\Delta w)t)$$

단, $0 \le t < T_s$ 이다.

본 발명의 실시 예에 따른 통신망에서의 신호 변조 방법을 예를 들어 살펴보면 다음과 같다.

첫 번째 예를 들어, 3 비트의 데이터의 경우에는 8-ary 변조이므로, 상기 3 차원의 콘스텔레이션에서 표시되는 8 개의 포인트는 상기 'θ'가 'π/4' 및 '3π/4'이고 상기 'Φ'가 'π/4', '3π/4', '-π/4' 및 '-3π/4'일 때로 지정될 수 있도록 하는데, 이것을 정의하면 상기 변조 신호(s(t))는 아래의 수학식 5와 같다. 또한, 해당 데이터에 대한 콘스텔레이션을

나타내면 도 7의 좌표도와 같다.

수학식 5

$$s(t)=\sqrt{\frac{2E}{T_s}}[\sin(\frac{\pi}{4}(2j-1))\cos(w_c t+\frac{\pi}{4}(2i-1))+\cos(\frac{\pi}{4}(2j-1))\cos((w_c+\Delta w)t)]$$

여기서, 해당 'i'는 M 모듈러(Modulo) 4 값이고, 해당 'j'는 M/4의 'ceil([M/4])' 값이고, 해당 'M'은 1, 2, 3, ..., 8이다.
다시 말해서, 본 발명에 의한 3 비트 데이터에 대한 변조는 구면 좌표 상의 반지름(r)의 값을 심볼 지속 시간에 대해 심볼 에너지의 제곱근 값에 비례하도록 설정하며, 데이터에 대한 콘스텔레이션 상의 각 포인트의 위치를 구면 좌표 상의 'θ'는 'π/4' 및 '3π/4'로 지정하고 구면 좌표 상의 'φ'는 'π/4', '3π/4', '-π/4' 및 '-3π/4'로 지정해 준다.
두 번째 예를 들어, 16QAM에 대응하는 4 비트 데이터의 경우에 대해서는 진폭이 2 레벨(Level)이 된다. 또한, 이에 대한 16 개의 포인트는 상술한 바와 같이 상기 'θ'가 'π/4' 및 '3π/4'이고 상기 'φ'가 'π/4', '3π/4', '-π/4' 및 '-3π/4'이면서 진폭이 '$\sqrt{E}\times a$'가 될 수 있도록 하는데, 이것을 정의하면 상기 변조 신호(s(t))는 아래의 수학식 6과 같다.

수학식 6

$$s(t)=\sqrt{\frac{2E}{T_s}}\,a^{(k-1)}[\sin(\frac{\pi}{4}(2j-1))\cos(w_c t+\frac{\pi}{4}(2i-1))+\cos(\frac{\pi}{4}(2j-1))\cos((w_c+\Delta w)t)]$$

여기서, 해당 'a'는 1 또는 1보다 작은 임의의 상수이고, 해당 'i'는 M 모듈 러 4 값이고, 해당 'j'는 M/4의 'ceil([M/4])' 값이고, 해당 'k'는 M/8의 'ceil([M/8])' 값이고, 'M'은 1, 2, 3, ..., 16이다.
그리고, 2 개의 신호 포인트만 보는 경우에 해당 데이터에 대한 콘스텔레이션을 나타내면 도 8의 좌표도와 같은데. 이때 '0<a<1'로서 '$\sqrt{\frac{1}{2}}$'로 우선 설정해 준다. 또한, 이런 방식으로 16 개의 포인트가 각 'θ'와 'φ'에 따라 위치하게 된다.
다시 말해서, 본 발명에 의한 4 비트 데이터에 대한 변조는 구면 좌표 상의 반지름(r)의 값을 심볼 지속 시간에 대해 심볼 에너지의 제곱근 값과 심볼 에너지 절반의 제곱근 값에 비례하도록 설정하며, 데이터에 대한 콘스텔레이션 상의 각 포인트의 위치를 구면 좌표 상의 'θ'는 'π/4' 및 '3π/4'로 지정하고 구면 좌표 상의 'φ'는 'π/4', '3π/4', '-π/4' 및 '-3π/4'로 지정해 준다.
한편, 본 발명의 실시 예에 따른 통신망에서의 신호 복조 방법은 동위상 성분에 대한 벡터의 코사인 성분(즉, cos(w_ct))과 직교 성분에 대한 벡터의 사인 성분(즉, sin(w_ct))의 베이시스로 구성되는 평면에 대해서는 QPSK 복조 방식이 되도록 하며, 해당 코사인 성분(즉, cos(w_ct))과 사인 성분(즉, sin(w_ct)) 외에 다른 직교한 벡터인 FSK 변조 시에 사용되는 코사인 성분(즉, cos(w_c + Δw)t)의 베이시스에 대해서는 BPSK 복조 방식이 되도록 한다.
그러면, 상술한 바와 같이 예를 들은 3 비트 데이터와 4 비트 데이터의 변조 스킴인 8-ary와 16QAM에 대해 도 5의 구성 블록도를 참고하여 다음과 같이 비교해 본다. 여기서, 결정 디바이스(60)와 임계 값(Threshold Value)은 각 경우에 따라 다르다.
첫 번째, 상기 8-ary PSK에 대해 살펴보면, 2 차원 공간에서 정의되는 8 개의 포인트 각각은 동일한 반지름(r)을 가지고 원(Circle) 상에 분포하게 되는데, 이때 인접한 포인트간의 거리(즉, 유클리드 거리(Euclidean Distance))는 QPSK 방식과 BPSK 방식에서 보다 작으므로, 동일한 E/N에 대해 심볼 에러가 커지게 된다.
또한, 8 개의 포인트를 나타낼 수 있는 다른 기술인 8FSK의 경우, 8 개의 직교 베이시스로서 8 개의 주파수를 사용하게 되는데, 이 경우에는 심볼 에너지가 더 적게 필요한 장점이 있으나 대역폭이 늘어나는 단점이 있다.
그래서, 본 발명에서는 변조 역시 2 개의 주파수를 사용함으로써, 기존의 8-ary PSK보다는 대역이 늘어나지만 8-ary FSK보다는 훨씬 적게 된다. 또한, 8-ary PSK에 대응되는 본 발명에서의 변조는 3 비트 중 하위 2 비트에 대해서는 코사인 성분(즉, cos(w_ct))과 사인 성분(즉, sin(w_ct))의 베이시스를 중심으로 한 QPSK가 되도록 하며, 상위 1 비트에 대해서는 해당 코사인 성분(즉, cos(w_ct))과 사인 성분(즉, sin(w_ct)) 외에 다른 직교한 벡터인 FSK 변조 시에 사용되는 코사인 성분(즉, cos(w_c + Δw)t)의 베이시스를 중심으로 한 BPSK가 되도록 한다.
그리고, 주파수가 상위 1 비트와 하위 2 비트에 대해 구분되므로, FSK로도 사용할 수 있으며, 따라서 복조는 'w_c' 중심의 QPSK 복조기와, 'w_c + Δw' 중심의 BPSK 복조기로 구성되어진다.
두 번째, 상기 16QAM에 대해 살펴보면, 16QAM에 대응되는 본 발명에서의 변조는 16QAM과 마찬가지로 진폭 변조도 들어가지만, 기존의 16QAM과 같이 2 차원 평면에서 위상과 진폭이 각 데이터 포인트에 따라 변하는 것이 아니라, 위상에 관련된 'θ'와 'φ'가 16 개의 데이터 포인트에 따라 각각 변하지 않고, 3 비트 데이터(즉, 8 개의 데이터 포인트)에서와 같이 'θ'가 'π/4' 및 '3π/4'이고 'φ'가 'π/4', '3π/4', '-π/4' 및 '-3π/4'이면서 진폭만 2 레벨로 되도록 한다.
그리고, 4 비트 중에서 하위 2 비트에 대해서는 코사인 성분(즉, cos(w_ct))과 사인 성분(즉, sin(w_ct))의 베이시스를 중심으로 한 QPSK가 되도록 하며, 상위 2 비트에 대해서는 해당 코사인 성분(즉, cos(w_ct))과 사인 성분(즉, sin(w_ct)) 외에 다른 직교한 벡터인 FSK 변조 시에 사용되는 코사인 성분(즉, cos(w_c + Δw)t)의 베이시스를 중심으

로 한 2 레벨 BPSK가 되도록 한다. 따라서, 복조기는 'w_c' 중심의 QPSK 복조기와, '$w_c + \Delta w$' 중심의 2 레벨 BPSK 복조기로 구성되어진다.

발명의 효과

이상과 같이, 본 발명에 의해 통신망에서의 신호 변조 및 복조 시에 콘스텔레이션 상의 신호 성분인 동위상 성분 및 직교 성분 외에 또 다른 직교 베이시스를 삽입하여 3 차원의 콘스텔레이션을 구성함으로써, 신호 검파 시에 결정 한도를 더 넓게 하며, 동일한 M-ary 변조에서 필요한 에너지가 기존의 방식에서 보다 적게 사용될 수 있도록 하여 전체적으로 BER이나 파워 측면에서 더 효율적이다.

(57) 청구의 범위

청구항 1.
통신망에서 PSK(Phase Shift Keying)에서 콘스텔레이션 상의 신호 성분을 분석하는 경우에 구분되는 동위상 성분과 직교 성분 이외에 FSK(Frequency Shift Keying) 시에 사용되는 다른 직교한 베이시스를 추가시켜 3 차원의 콘스텔레이션을 구성하는 과정과;
신호 변조 시에 수신 신호를 레벨 인코더에서 부호화한 후에 상기 3 개의 성분과 함께 각각의 적회로를 통해 각각 출력하며, 해당 출력된 3 개의 신호를 합산기를 통해 변조 신호로 변환하는 과정과;
신호 복조 시에 수신 신호를 상기 3 개의 성분과 함께 각각의 적회로를 통해 각각 출력하며, 해당 출력된 3 개의 신호를 각각의 적분 회로를 통해 적분한 후에, 해당 적분된 3 개의 신호를 결정 디바이스 및 멀티플렉서를 통해 복호화된 신호로 출력하는 과정을 포함하여 이루어진 것을 특징으로 하는 통신망에서의 신호 변조 및 복조 방법.

청구항 2.
제1항에 있어서,
상기 3 개의 성분은 각각 서로 심볼 지속 시간 내에서 직교성을 만족하는 직교 벡터인 것을 특징으로 하는 통신망에서의 신호 변조 및 복조 방법.

청구항 3.
제1항에 있어서,
상기 신호가 3 비트 데이터인 경우에, 구면 좌표를 도입하여 반지름 값을 심볼 지속 시간에 대해 심볼 에너지의 제곱근 값에 비례하도록 설정하며, 해당 3 비트 데이터에 대한 콘스텔레이션 상의 각 포인트의 위치를 세타 값은 '$\pi/4$' 및 '$3\pi/4$'로 지정하고 파이 값은 '$\pi/4$', '$3\pi/4$', '$-\pi/4$' 및 '$-3\pi/4$'로 지정하는 것을 특징으로 하는 통신망에서의 신호 변조 및 복조 방법.

청구항 4.
제3항에 있어서,
상기 3 비트 데이터는 하위 2 비트에 대해서 상기 제1 벡터와 상기 제2 벡터의 베이시스를 중심으로 하며, 상위 1 비트에 대해서 상기 제3 벡터의 베이시스를 중심으로 하는 것을 특징으로 하는 통신망에서의 신호 변조 및 복조 방법.

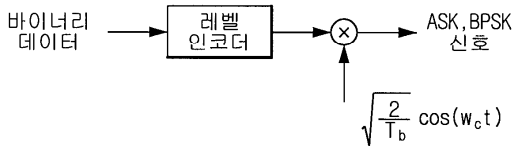
청구항 5.
제1항에 있어서,
상기 신호가 4 비트 데이터인 경우에, 구면 좌표를 도입하여 반지름 값을 심볼 지속 시간에 대해 심볼 에너지의 제곱근 값과 심볼 에너지 절반의 제곱근 값에 비례하도록 설정하며, 해당 4 비트 데이터에 대한 콘스텔레이션 상의 각 포인트의 위치를 세타 값은 '$\pi/4$' 및 '$3\pi/4$'로 지정하고 파이 값은 '$\pi/4$', '$3\pi/4$', '$-\pi/4$' 및 '$-3\pi/4$'로 지정하는 것을 특징으로 하는 통신망에서의 신호 변조 및 복조 방법.

청구항 6.
제5항에 있어서,
상기 4 비트 데이터는 하위 2 비트에 대해서 상기 제1 벡터와 상기 제2 벡터의 베이시스를 중심으로 하며, 상위 2 비트에 대해서 상기 제3 벡터의 베이시스를 중심으로 하는 것을 특징으로 하는 통신망에서의 신호 변조 및 복조 방법.

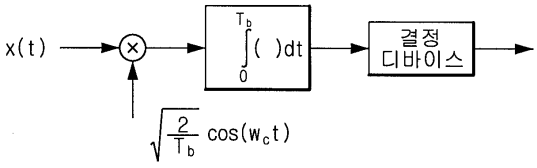
도면

도면1

변조기

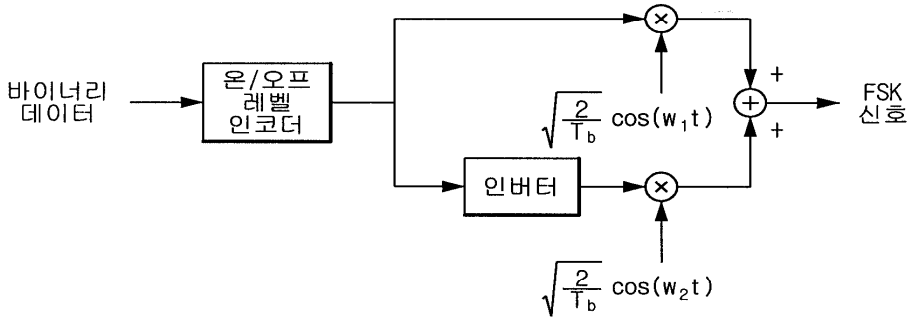


복조기

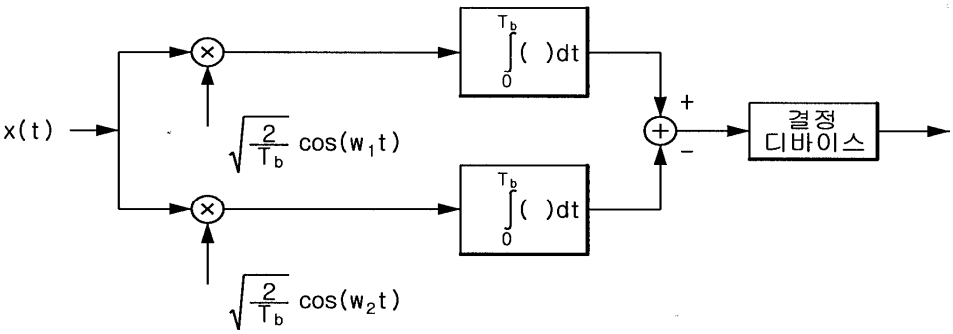


도면2

변조기

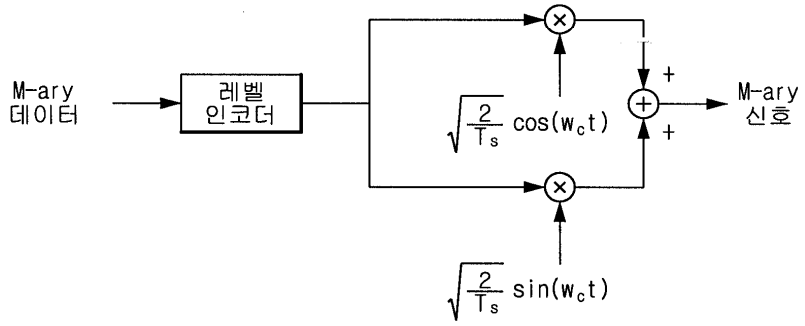


복조기

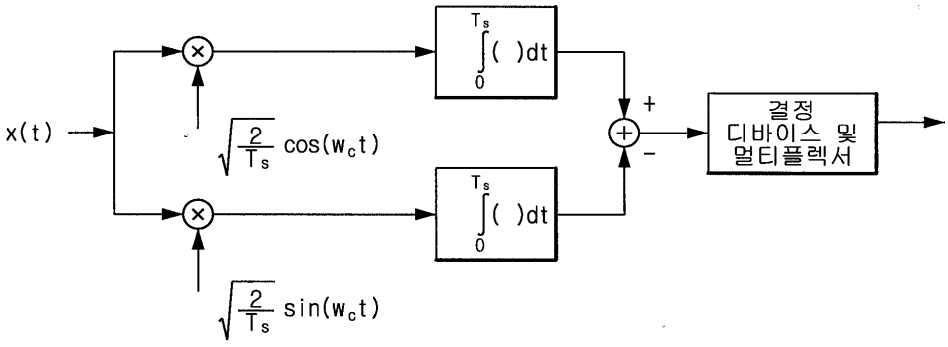


도면3

변조기

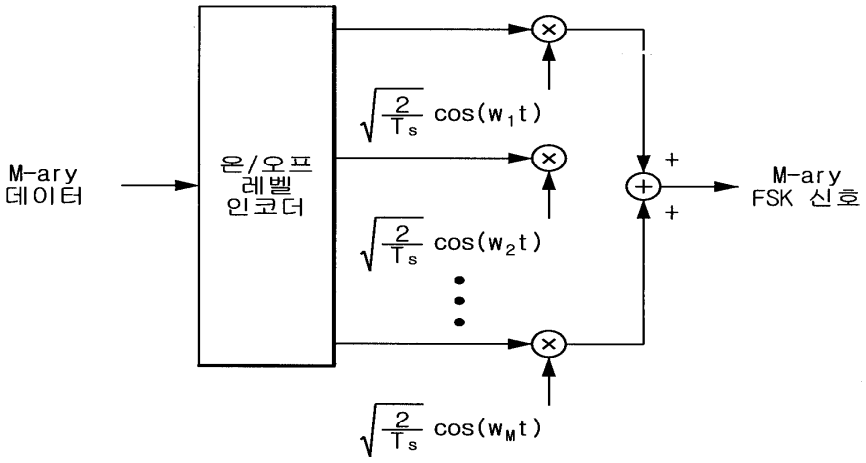

M-ary
데이터
레벨
인코더
$\sqrt{\frac{2}{T_s}}\cos(w_c t)$
$\sqrt{\frac{2}{T_s}}\sin(w_c t)$
+
+
M-ary
신호

복조기

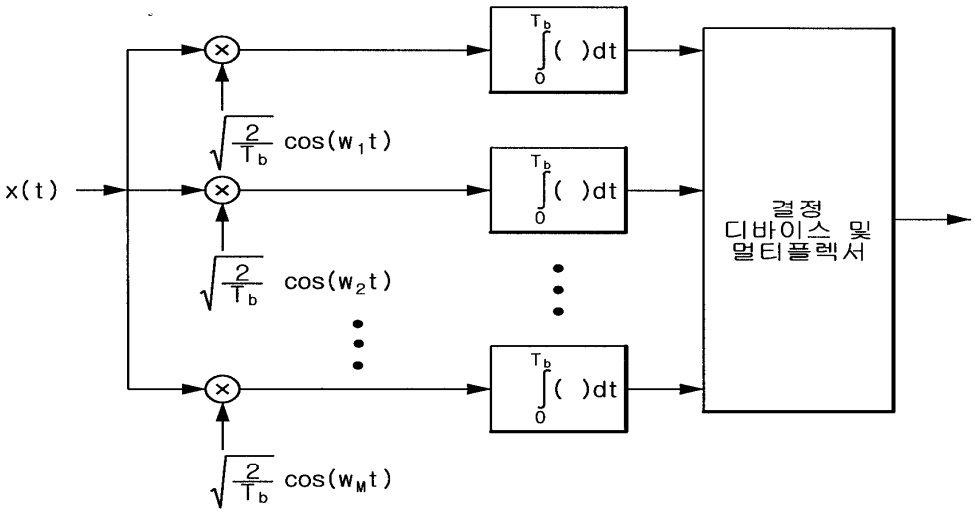

x(t)
$\sqrt{\frac{2}{T_s}}\cos(w_c t)$
$\sqrt{\frac{2}{T_s}}\sin(w_c t)$
$\int_0^{T_s}(\ )dt$
$\int_0^{T_s}(\ )dt$
+
−
결정
디바이스 및
멀티플렉서

도면4

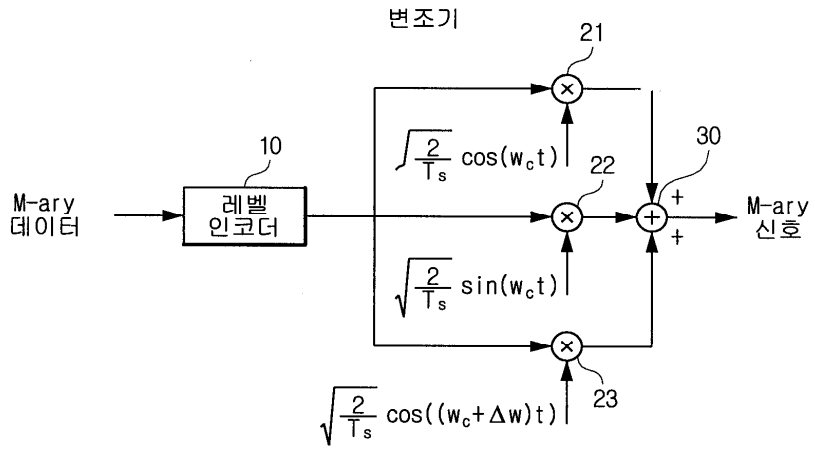
변조기

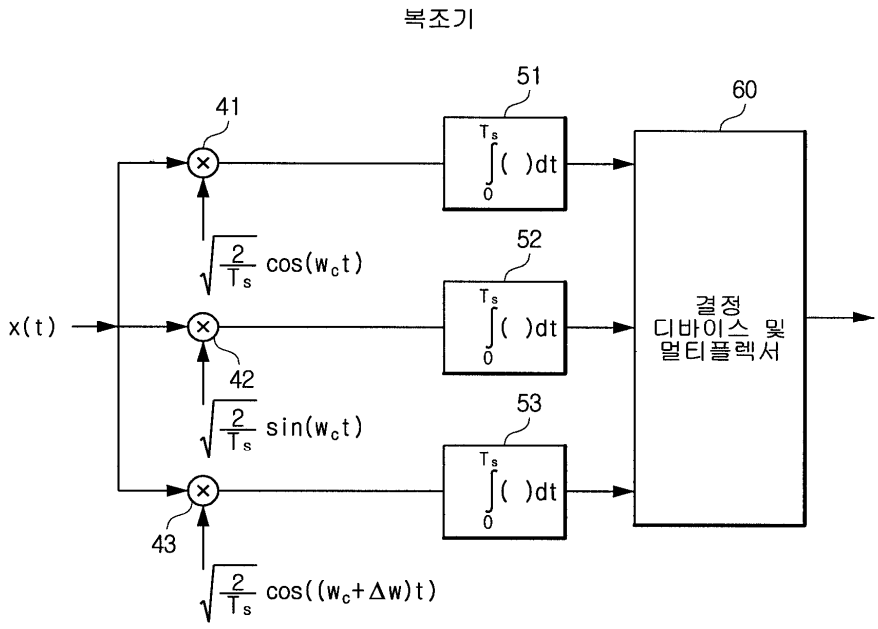

M-ary
데이터
온/오프
레벨
인코더
$\sqrt{\frac{2}{T_s}}\cos(w_1 t)$
$\sqrt{\frac{2}{T_s}}\cos(w_2 t)$
$\sqrt{\frac{2}{T_s}}\cos(w_M t)$
+
+
M-ary
FSK 신호

복조기

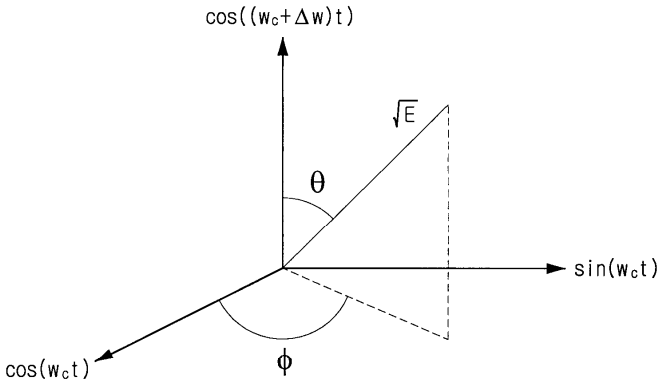

x(t)
$\sqrt{\frac{2}{T_b}}\cos(w_1 t)$
$\sqrt{\frac{2}{T_b}}\cos(w_2 t)$
$\sqrt{\frac{2}{T_b}}\cos(w_M t)$
$\int_0^{T_b}(\ )dt$
$\int_0^{T_b}(\ )dt$
$\int_0^{T_b}(\ )dt$
결정
디바이스 및
멀티플렉서

도면5

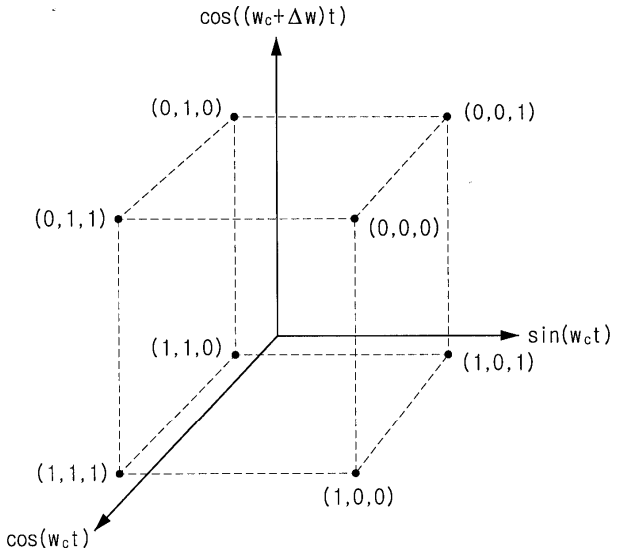

변조기
M-ary
데이터
10
레벨
인코더
21
22
23
30
+
+
M-ary
신호
$\sqrt{\frac{2}{T_s}}\cos(w_c t)$
$\sqrt{\frac{2}{T_s}}\sin(w_c t)$
$\sqrt{\frac{2}{T_s}}\cos((w_c+\Delta w)t)$


복조기
x(t)
41
42
43
51
52
53
60
$\int_0^{T_s}(\ )dt$
결정
디바이스 및
멀티플렉서
$\sqrt{\frac{2}{T_s}}\cos(w_c t)$
$\sqrt{\frac{2}{T_s}}\sin(w_c t)$
$\sqrt{\frac{2}{T_s}}\cos((w_c+\Delta w)t)$

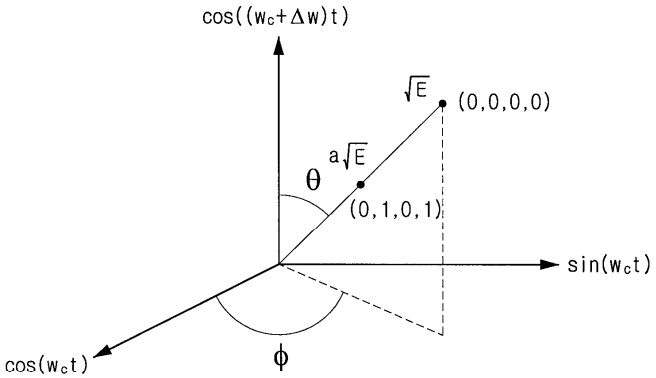
도면6


$\cos((w_c+\Delta w)t)$
$\sqrt{E}$
θ
$\sin(w_c t)$
$\cos(w_c t)$
ϕ

도면7


cos((wc+Δw)t)
(0,1,0)
(0,0,1)
(0,1,1)
(0,0,0)
sin(wct)
(1,1,0)
(1,0,1)
(1,1,1)
(1,0,0)
cos(wct)

도면8


cos((wc+Δw)t)
√E
(0,0,0,0)
a√E
θ
(0,1,0,1)
sin(wct)
cos(wct)
ϕ