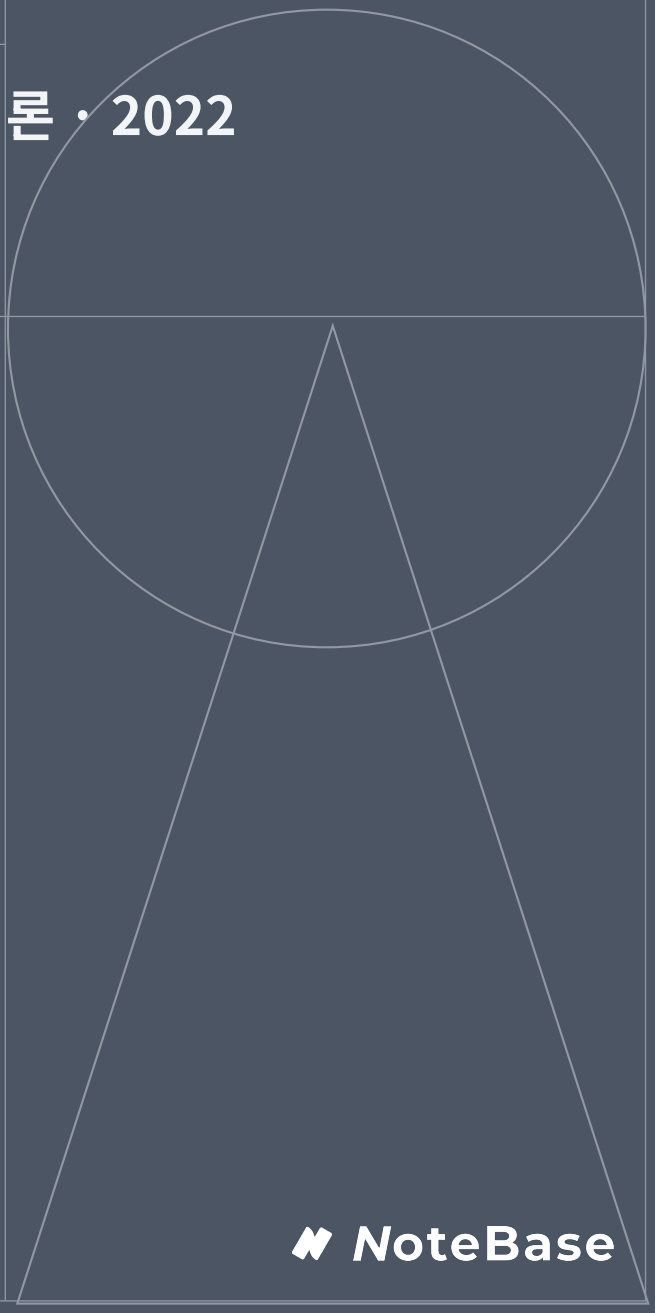
기출OX 해설집

공무원/지방직/9급 · 통신이론 · 2022



NoteBase

기출OX 해설집

공무원/지방직/9급 · 통신이론 · 2022

공무원/지방직/9급 · 통신이론 · 2022

문 1. 주파수가 f_m인 정현파 메시지 신호와 f_c인 반송파를 이용하여 진폭 변조된 신호 $x_{AM}(t)$가 이상적인 포락선 검파기(envelope detector)에 인가되어 나온 출력은? (단, $f_c \gg f_m$이다)

$x_{AM}(t) = A[1 + \cos(2\pi f_m t)]\cos(2\pi f_c t)$

① $A[1 + \cos(2\pi f_m t)]$

② $A[1 + \cos(2\pi f_c t)]$

③ $A[1 + \cos(2\pi (f_c + f_m) t)]$

④ $A[1 + \cos(2\pi (f_c - f_m) t)]$

정답 1번

간단한 해설

포락선 검파기는 **반송파의 진폭 변화**를 따라간다. 주어진 진폭 계수 $A[1 + \cos(2\pi f_m t)]$는 음수가 되지 않으므로 그대로 출력되며, 직류 성분 A도 포함한다.

공통 해설

포락선은 빠르게 진동하는 반송파의 진폭 변화를 나타내는 곡선이다. 이상적인 포락선 검파기는 이 곡선을 따라가는 출력을 만든다. $f_c \gg f_m$이므로 반송파는 메시지 신호보다 훨씬 빠르게 진동하고, 그 진폭은 메시지 주파수 f_m에 따라 천천히 변한다.

주어진 신호에서 $\cos(2\pi f_c t)$에 곱해진 진폭 계수는 $A[1 + \cos(2\pi f_m t)]$이다. 코사인 값은 −1부터 1까지이므로 $1 + \cos(2\pi f_m t)$는 0부터 2까지 변한다. 따라서 진폭 계수가 **음수가 되어 포락선이 접히는 현상이 없고**, 출력은 $A[1 + \cos(2\pi f_m t)]$가 된다. 별도의 직류 제거 단계가 주어지지 않았으므로 상수항 A도 유지한다.

출력의 시간에 따라 변하는 성분은 **메시지 주파수** f_m을 갖는다. 나머지 후보처럼 코사인 항의 주파수가 f_c, $f_c + f_m$, $f_c - f_m$인 식은 반송파 또는 그 부근의 빠른 변화를 나타내므로, 이 신호의 포락선에 해당하지 않는다.

NoteBase

문 2. {0001011, 1001101, 1000110, 0111101}의 부호어(codeword) 중 1개를 선택하여 송신한 경우, 전송 도중 오류가 발생하여 수신된 부호어가 (1101011)이다. 이 경우 수신 부호어와 해밍 거리(Hamming distance)가 가장 작은 부호어는?

① 0001011

② 1001101

③ 1000110

④ 0111101

정답 1번

간단한 해설

해밍 거리는 같은 위치의 비트값이 서로 다른 개수이다. 0001011은 수신 부호어 1101011과 **왼쪽 첫째·둘째 비트만 달라** 해밍 거리가 2로 가장 작다.

계산 과정

해밍 거리는 길이가 같은 두 비트열에서 **같은 위치의 비트값이 다른 개수**이다. 두 비트열을 XOR하면 서로 다른 위치만 1이 되므로, XOR 결과에서 1의 개수를 세면 된다. 수신 부호어는 1101011이며, 비트 위치는 왼쪽부터 1~7번째로 센다.

① 0001011: 1101011과 XOR한 결과는 1100000이다. 1·2번째 비트가 다르므로 해밍 거리는 2이다.

② 1001101: 1101011과 XOR한 결과는 0100110이다. 2·5·6번째 비트가 다르므로 해밍 거리는 3이다.

③ 1000110: 1101011과 XOR한 결과는 0101101이다. 2·4·5·7번째 비트가 다르므로 해밍 거리는 4이다.

④ 0111101: 1101011과 XOR한 결과는 1010110이다. 1·3·5·6번째 비트가 다르므로 해밍 거리는 4이다.

네 부호어의 해밍 거리는 각각 2, 3, 4, 4이므로, **가장 작은 거리 2**에 해당하는 부호어는 ①의 0001011이다.

NoteBase

문 3. 이동통신 기지국 안테나에서 송신된 신호 전력이 10 [kW]이고, 이 신호가 전송 경로 손실이 100 [dB]인 채널을 통하여 단말기 안테나에 수신되었다. 단말기 수신 안테나에서 측정된 신호 대 잡음 전력비는? (단, 수신 안테나의 수신 주파수 대역폭은 10 [MHz], 정규화된 잡음 전력 스펙트럼 밀도 $N_0 = 10^{-15}$ [W/Hz]이다)

① 10

② 20

③ 100

④ 200

정답 3번

간단한 해설

경로 손실을 반영한 수신 신호 전력은 1 μW, 수신 대역폭 전체의 잡음 전력은 0.01 μW이다. 신호 대 잡음 전력비는 **두 전력의 비**이므로 100이다.

계산 과정

수신 신호 전력: 송신 전력을 P_t, 수신 전력을 P_r라 하면, 주어진 송신 전력은 $P_t = 10^4$ W이다. 경로 손실은 $L = 10\log_{10}\frac{P_t}{P_r}$로 정의된다. 따라서 **100 dB의 전력 손실**은 송신 전력이 $10^{100/10} = 10^{10}$배로 나뉘어 수신된다는 뜻이다. 수신 전력은 $P_r = \frac{10^4}{10^{10}} = 10^{-6}$ W, 즉 1 μW이다.

잡음 전력: 잡음 전력 스펙트럼 밀도 N_0는 단위 주파수 대역폭당 잡음 전력이다. 주어진 대역에서 밀도가 일정하므로 **수신 대역폭을 곱해** 전체 잡음 전력을 구한다. 대역폭은 $B = 10^7$ Hz이므로, $N = N_0B = 10^{-15} \cdot 10^7 = 10^{-8}$ W이다. 이는 0.01 μW이다.

신호 대 잡음 전력비: 수신 신호 전력을 같은 수신 대역의 잡음 전력으로 나누면 SNR $= \frac{P_r}{N}$이다. 따라서 SNR $= \frac{10^{-6}}{10^{-8}} = 100$이다. 수신 신호 전력이 잡음 전력의 100배라는 뜻이며, ③의 100에 해당한다. 전력끼리 나눈 비이므로 단위는 없다.

NoteBase

문 4. 임의의 가산적 백색 가우시안 잡음(AWGN, Additive White Gaussian Noise) 채널에 대하여 대역폭이 250 [kHz], 수신된 신호 전력이 62 [μW], 잡음 전력이 2 [μW]일 때, 채널 용량 [kbps]은?

① 1,000

② 1,250

③ 1,350

④ 1,500

정답 2번

간단한 해설

AWGN 채널에서는 **섀넌의 채널 용량 공식**을 적용한다. 신호 대 잡음비가 31이므로 $\log_2(1+31)=5$이고, 대역폭 250 kHz를 곱하면 채널 용량은 **1,250 kbps**이다.

계산 과정

AWGN 채널의 용량은 오류 확률을 임의로 작게 하면서 전송할 수 있는 정보 전송률의 상한이다. 대역폭을 B, 수신 신호 전력을 S, 해당 대역 내 잡음 전력을 N이라 하면 섀넌 공식 $C = B\log_2\left(1+\frac{S}{N}\right)$을 적용한다. B를 Hz로 넣으면 C의 단위는 bps이다. 주어진 대역폭은 250 kHz = 250,000 Hz이다.

신호 대 잡음비는 두 전력의 **선형 비율**이다. 신호 전력과 잡음 전력이 모두 μW 단위이므로 $\frac{S}{N}=\frac{62}{2}=31$이다. 이 값은 dB 값으로 바꾸지 않고 공식에 그대로 넣는다.

따라서 $\log_2(1+31)=\log_2 32=5$이다. 이는 주어진 신호 대 잡음비에서 대역폭 1 Hz당 채널 용량이 5 bps라는 뜻이다. 대역폭을 곱하면 C = 250,000 × 5 = 1,250,000 bps이다. 1 kbps = 1,000 bps이므로 채널 용량은 1,250 kbps이며, ②의 값과 일치한다.

NoteBase

문 5. 증폭기의 입력단에서 신호와 잡음 전력이 각각 100 [μW], 1 [μW]일 때, 출력단에서 측정된 신호와 잡음 전력은 각각 200 [mW], 4 [mW]이다. 이때 증폭기의 잡음 지수(noise figure)는?

① 0.25

② 0.5

③ 2.0

④ 4.0

정답 3번

간단한 해설

입력 신호 대 잡음비는 100, 출력 신호 대 잡음비는 50이므로 잡음 지수는 $F = \frac{100}{50} = 2.0$이다. 이는 증폭기를 통과하며 **신호 대 잡음비가 절반으로 감소**했음을 뜻한다.

계산 과정

잡음 지수 F는 증폭기에서 신호 대 잡음비가 얼마나 나빠지는지를 나타내며, **입력 신호 대 잡음비를 출력 신호 대 잡음비로 나눈 값**이다. 입력과 출력의 신호 대 잡음비를 각각 R_{in}, R_{out}이라 하면 $F = \frac{R_{\text{in}}}{R_{\text{out}}}$이다.

입력 신호 대 잡음비: 신호 전력은 100 μW, 잡음 전력은 1 μW이므로 $R_{\text{in}} = \frac{100}{1} = 100$이다. 이는 입력 신호 전력이 입력 잡음 전력의 100배라는 뜻이다.

출력 신호 대 잡음비: 신호 전력은 200 mW, 잡음 전력은 4 mW이므로 $R_{\text{out}} = \frac{200}{4} = 50$이다. 입력에서는 μW끼리, 출력에서는 mW끼리 나누므로 **각 비에서 전력 단위가 소거**되어 별도의 단위 환산은 필요 없다.

잡음 지수 계산: $F = \frac{100}{50} = 2.0$이다. 잡음 지수는 전력비끼리의 비이므로 단위가 없으며, 계산값 2.0은 ③의 값과 일치한다.

NoteBase

문 6. 정현파 메시지 신호가 주파수 변조된 신호 $x_{FM}(t)$에 대한 설명으로 옳지 않은 것은?

$x_{FM}(t) = 10\cos\{2\pi[(91.9 \times 10^6)t + 16\sin(2\pi(4 \times 10^3)t)]\}$

① 변조지수는 16이다.

② 반송파의 진폭은 10이다.

③ 반송파의 주파수는 91.9 [MHz]이다.

④ 메시지 신호의 주파수는 4 [kHz]이다.

정답 1번

간단한 해설

변조지수는 코사인 함수의 위상에서 **정현파 항 전체의 계수**이다. 주어진 식에서는 대괄호 밖의 2π가 16에도 곱해지므로, 변조지수는 16이 아니라 32π이다.

선지별 해설

정현파 메시지에 의한 FM 신호의 표준형은 $x(t) = A_c\cos[2\pi f_c t + \beta\sin(2\pi f_m t)]$이다. 여기서 A_c는 반송파 진폭, f_c는 반송파 주파수, f_m은 메시지 주파수이다. 변조지수 β는 최대 주파수 편이를 메시지 주파수로 나눈 값이며, 이 표준형에서는 위상의 정현파 항에 곱해진 계수로 나타난다.

① X: 주어진 식은 2π가 대괄호 안의 두 항 모두에 곱해지는 구조이다. 따라서 위상에서 정현파 항의 계수는 $\beta = 2\pi \cdot 16 = 32\pi$이다. 16은 2π를 곱하기 전의 값이므로, '변조지수는 16이다'를 **'변조지수는 32π이다'**로 고친다.

② O: FM은 메시지에 따라 순간 주파수가 변하지만 **진폭은 일정하게 유지**되는 변조이다. 주어진 식에서 코사인 함수 전체에 곱해진 계수가 10이므로 반송파 진폭은 10이다.

③ O: 표준형의 반송파 위상은 $2\pi f_c t$이다. 주어진 식에서 이에 해당하는 항은 $2\pi(91.9 \cdot 10^6)t$이므로, 반송파 주파수는 $f_c = 91.9 \cdot 10^6$Hz, 즉 91.9 MHz이다. **각주파수에 해당하는 계수에서 2π를 제외**해야 Hz 단위의 주파수를 얻는다.

④ O: 표준형에서 메시지 주파수는 위상 변화를 나타내는 **안쪽 정현파의 주기**로 결정된다. 주어진 사인 함수의 인수가 $2\pi(4 \cdot 10^3)t$이므로 메시지 주파수는 $f_m = 4 \cdot 10^3$Hz, 즉 4 kHz이다.

NoteBase

문 7. 최대 주파수가 4 [kHz]인 아날로그 기저대역(baseband) 신호를 PCM(Pulse Code Modulation) 디지털 신호로 변환할 때, 나이퀴스트 율(Nyquist rate)의 1.5배 속도로 표본화(sampling)하고 양자화(quantization)를 거쳐 각 표본당 8비트로 부호화한다. 변환된 PCM 디지털 신호를 왜곡 없이 실시간으로 전송하는데 필요한 신호 전송로의 최소 전송률[kbps]은?

① 32

② 64

③ 96

④ 128

정답 3번

간단한 해설

나이퀴스트 율은 최대 주파수의 2배이므로, 실제 표본화율은 2 × 4 × 1.5 = 12 kHz이다. 초당 12,000개 표본을 각각 8비트로 전송해야 하므로 **최소 전송률은 96 kbps**이다.

계산 과정

나이퀴스트 율: 최대 주파수가 4 kHz인 기저대역 신호의 나이퀴스트 율은 **최대 주파수의 2배**이다. 따라서 2 × 4 = 8 kHz이다.

실제 표본화율: 문제에서는 나이퀴스트 율의 1.5배로 표본화하므로 1.5 × 8 = 12 kHz이다. 이는 **1초에 12,000개의 표본**을 생성한다는 뜻이다.

PCM 비트율: 표본화율을 f_s, 표본당 비트 수를 n이라 하면, 초당 생성되는 비트 수는 $R = nf_s$이다. 각 표본을 8비트로 부호화하므로 8 × 12,000 = 96,000 bps = 96 kbps이다. 실시간 전송을 위해서는 **초당 생성되는 비트를 모두 보낼 수 있는 전송률**이 필요하다.

따라서 필요한 최소 전송률은 96 kbps이며, ③의 값에 해당한다.

NoteBase

문 8. 시간 t 영역에서 주파수 대역폭이 B인 임의의 기저대역 신호 $x(t)$를 푸리에 변환(Fourier transform)한 결과가 $X(f)$일 때, 복소(complex) 신호 $y(t) = x(t)\{e^{j2\pi f_c t} + e^{-j2\pi f_c t}\}$를 푸리에 변환한 결과인 $Y(f)$의 표현으로 옳은 것은? (단, f는 주파수를 의미하고, $B \ll f_c$이다)

① $\frac{1}{2}\{X(f-f_c) + X(f+f_c)\}$

② $\frac{1}{2}\{X(f-f_c) - X(f+f_c)\}$

③ $X(f-f_c) + X(f+f_c)$

④ $X(f-f_c) - X(f+f_c)$

정답 3번

간단한 해설

복소 지수를 곱하면 스펙트럼이 **주파수 이동**하므로, 두 항을 변환하여 더하면 $Y(f) = X(f-f_c) + X(f+f_c)$이다. 두 지수항의 계수가 각각 1이므로 **1/2을 곱하지 않는다**.

계산 과정

주파수 이동 성질: $x(t)$의 푸리에 변환이 $X(f)$이면, $x(t)e^{j2\pi f_0 t}$의 변환은 $X(f-f_0)$이다. 푸리에 변환 적분의 지수항 $e^{-j2\pi ft}$에 $e^{j2\pi f_0 t}$를 곱하면 $e^{-j2\pi(f-f_0)t}$가 되기 때문이다. 즉, 시간 영역에서 복소 지수를 곱하면 **스펙트럼의 모양은 유지되고 주파수 위치가 이동**한다.

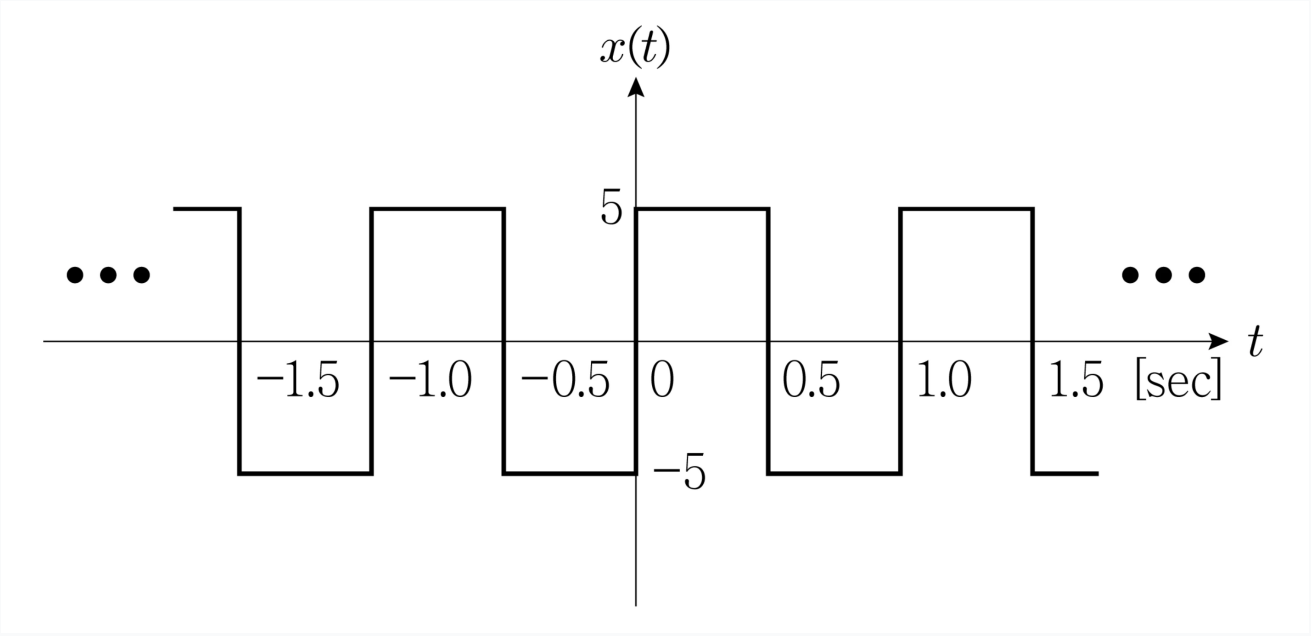
양의 지수항: $x(t)e^{j2\pi f_c t}$에는 $f_0 = f_c$를 대입한다. 변환 결과는 $X(f-f_c)$이며, 기저대역 스펙트럼이 양의 주파수 f_c 쪽으로 이동한 것이다.

음의 지수항: $x(t)e^{-j2\pi f_c t}$에는 $f_0 = -f_c$를 대입한다. 따라서 변환 결과는 $X(f+f_c)$이며, 기저대역 스펙트럼이 음의 주파수 $-f_c$ 쪽으로 이동한 것이다.

두 항의 합: 푸리에 변환의 **선형성**에 따라 각 변환 결과를 같은 계수와 부호로 더한다. 따라서 $Y(f) = X(f-f_c) + X(f+f_c)$이며, 이는 ③의 식과 일치한다. 원래 두 항의 계수가 각각 1이고 부호가 더하기이므로, 1/2이 붙거나 두 스펙트럼을 빼는 식은 해당하지 않는다. $e^{j2\pi f_c t} + e^{-j2\pi f_c t} = 2\cos(2\pi f_c t)$이므로, 코사인 하나를 곱할 때 생기는 1/2을 그대로 적용해서는 안 된다. 조건 $B \ll f_c$는 이동한 두 스펙트럼이 충분히 떨어져 있음을 뜻하며, 변환식의 계수나 부호를 바꾸지 않는다.

NoteBase

문 9. 시간 t 영역에서 그림의 주기 신호 x(t)를 주파수 영역으로 변환했을 때, 주파수 영역에서 나타나는 직류 성분의 크기로 옳은 것은?



① −2.5

② 0.0

③ 2.5

④ 5.0

정답 2번

간단한 해설

직류 성분은 신호의 **한 주기 평균값**이다. 그림에서는 +5와 −5가 각각 0.5초씩 유지되어 양·음의 면적이 상쇄되므로 직류 성분은 0.0이다.

NoteBase

계산 과정

그림에서 0초부터 0.5초까지는 신호값이 +5이고, 0.5초부터 1초까지는 −5이다. 이 모양이 반복되므로 한 주기 T는 1초이며, **양의 구간과 음의 구간의 지속 시간이 같다**.

직류 성분은 주파수 0에 해당하는 일정한 성분으로, 주기 신호의 한 주기 평균값이다. 따라서 직류 성분의 계수는 $C_0 = \frac{1}{T}\int_0^T x(t)dt$로 구한다. 적분값은 시간축 위쪽 면적을 양수, 아래쪽 면적을 음수로 더한 값이다.

한 주기의 양의 면적은 $5 \times 0.5 = 2.5$이고, 음의 면적은 $(-5) \times 0.5 = -2.5$이므로 **부호를 포함한 면적의 합은 0**이다. 이를 주기로 나누면 $C_0 = \frac{5 \cdot 0.5 + (-5) \cdot 0.5}{1} = 0$이다.

따라서 직류 성분의 크기는 0.0이며, ②의 값과 일치한다.

NoteBase

문 10. k개의 이진 정보 비트 블록을 이용하여 n개의 이진 비트 블록으로 이루어진 부호어를 생성하는 (n, k) 이진 선형 블록 부호(binary block code)로 채널 부호화(channel coding)할 때, 이 부호에 대한 설명으로 옳지 않은 것은? (단, $n > k$이다)

① 부호율은 $\frac{k}{n}$이다.

② 부호어의 고정된 위치에 k개 비트가 정보 비트 블록과 항상 일치하는 경우 조직적인 부호화(systematic coding)라 한다.

③ 최소 해밍 거리가 3인 (7, 4) 이진 선형 블록 부호는 1비트의 오류를 정정할 수 있다.

④ 수신된 부호어에서 최소 해밍 거리 이상의 오류가 발생한 경우, 항상 오류 발생 여부를 정확히 판정할 수 있다.

정답 4번

간단한 해설

최소 해밍 거리 이상의 비트 오류가 발생하면 송신 부호어가 **다른 유효한 부호어로 바뀔 수 있어** 오류를 검출하지 못할 수 있다. 모든 오류 패턴에 대해 검출이 보장되는 범위는 **최소 해밍 거리보다 적은 수의 비트 오류**이다.

선지별 해설

해밍 거리는 두 비트열에서 서로 다른 비트 위치의 개수이다. 최소 해밍 거리 $d_{\min}$은 서로 다른 유효한 부호어 사이의 해밍 거리 중 가장 작은 값이다.

① O: 부호율은 부호어의 전체 비트 수에 대한 **정보 비트 수의 비율**이다. 정보 비트 k개를 전체 n비트로 부호화하므로 부호율은 $R = \frac{k}{n}$이다. 나머지 $n - k$개는 오류 검출·정정을 위한 중복 비트에 해당한다.

② O: 조직적 부호화는 정보 비트 k개가 부호어의 **정해진 위치에 그대로 나타나도록** 부호화하는 방식이다. 정보 비트에 중복 비트를 덧붙여 부호어를 구성하며, 정보 비트의 위치가 반드시 부호어의 맨 앞일 필요는 없다.

③ O: 최소 해밍 거리가 3이면 서로 다른 부호어는 적어도 3개 위치에서 다르다. 1비트 오류가 난 수신 비트열은 원래 부호어와의 거리가 1이고, 다른 부호어와의 거리는 적어도 2이므로 **원래 부호어를 유일하게 구별**할 수 있다. 일반적인 오류 정정 능력은 $t = \left\lfloor \frac{d_{\min} - 1}{2} \right\rfloor$이며, 여기서는 $t = \left\lfloor \frac{3 - 1}{2} \right\rfloor = 1$이므로 1비트 오류를 정정할 수 있다.

④ X: 오류 검출은 수신 비트열이 유효한 부호어인지 확인하는 방식으로 이루어진다. **최소 해밍 거리보다 적은 수의 비트 오류**는 다른 유효한 부호어를 만들 수 없으므로 모두 검출할 수 있다. 반면 최소 거리만큼 떨어진 두 부호어에서 서로 다른 위치의 비트가 모두 뒤집히면, 송신 부호어가 다른 유효한 부호어로 바뀌어 오류를 검출하지 못한다. 따라서 최소 해밍 거리 이상의 오류는 검출되는 경우도 있지만 항상 검출되지는 않으며, 모든 오류 패턴에 대한 검출 보장은 최대 $d_{\min} - 1$비트까지이다.

NoteBase

문 11. 16 [Mbits] 크기의 음성 파일을 16-QAM(Quadrature Amplitude Modulation)으로 변조하여 초당 1 [Msymbols]의 속도로 전송할 때, 이 파일을 모두 전송하는데 걸리는 시간[sec]은? (단, 전송 오류는 없다고 가정한다)

① 2

② 4

③ 8

④ 16

정답 2번

간단한 해설

16-QAM은 **한 심볼에 4비트**를 실으므로, 1 Msymbol/s는 4 Mbit/s에 해당한다. 따라서 16 Mbit 파일의 전송 시간은 4초이다.

계산 과정

심볼당 비트 수: 16-QAM은 서로 구별되는 16개의 신호 상태로 정보를 표현한다. 한 심볼에 k비트를 대응시키면 가능한 비트열은 2^k개이므로, 심볼당 비트 수는 $k = \log_2 16 = 4$이다.

비트 전송률: 주어진 1 Msymbol/s는 **초당 전송하는 심볼 수**이다. 각 심볼이 4비트를 전달하므로 비트 전송률은 $1 \times 4 = 4$ Mbit/s이다. 즉, 1초 동안 파일 데이터 4 Mbit를 전송한다.

전송 시간: 파일 크기는 16 Mbit이고 전송 오류가 없으므로, 전체 비트 수를 초당 전송하는 비트 수로 나눈다. 전송 시간은 $t = \frac{16\text{Mbit}}{4\text{Mbit/s}} = 4\text{s}$이다. 따라서 걸리는 시간은 4초이며, ②의 값과 일치한다.

NoteBase

문 12. 시간 t 영역에서 각 주파수가 ω_0이고 임의의 위상 θ를 갖는 신호 $x(t) = 2\sin(\omega_0 t + \theta)$의 자기 상관 함수(autocorrelation function)는? (단, τ는 자기 자신과 지연된 신호 사이의 시간 차이를 의미한다)

① $2\sin(\omega_0\tau)$

② $2\cos(\omega_0\tau)$

③ $\sin(\omega_0\tau)$

④ $\cos(\omega_0\tau)$

정답 2번

간단한 해설

사인 신호와 지연된 신호를 곱해 시간 평균을 구하면 **시간에 따라 진동하는 항은 사라진다**. 진폭이 2이므로 자기상관 함수는 $R_x(\tau) = \frac{2^2}{2}\cos(\omega_0\tau) = 2\cos(\omega_0\tau)$이다.

계산 과정

1. 자기상관 함수의 정의: 주기 신호의 자기상관 함수는 **원래 신호와 지연된 신호의 곱을 한 주기 동안 평균**한 값이다. 시간 평균을 윗줄로 표시하면 $R_x(\tau) = \overline{x(t)x(t-\tau)}$이다. 이 문제의 지연 신호는 $x(t-\tau) = 2\sin(\omega_0 t + \theta - \omega_0\tau)$이다.

2. 두 신호의 곱: 식을 간단히 쓰기 위해 $a = \omega_0 t + \theta$, $b = \omega_0\tau$로 놓으면 $x(t)x(t-\tau) = 4\sin a\sin(a-b)$이다. 곱을 합으로 바꾸는 공식 $2\sin a\sin(a-b) = \cos b - \cos(2a-b)$를 적용하면, 두 신호의 곱은 $2\cos b - 2\cos(2a-b)$가 된다.

3. 시간 평균: $\cos b$는 시간에 무관한 값이고, $\cos(2a-b)$는 시간에 따라 진동하는 코사인 함수이다. 원래 신호의 한 주기 동안 뒤 항은 두 주기를 완성하므로 **시간 평균이 0**이다. 따라서 $R_x(\tau) = 2\cos b = 2\cos(\omega_0\tau)$이며, 임의의 위상 θ는 결과에 남지 않는다.

4. 결과 확인: $\tau = 0$일 때 $R_x(0) = 2$이며, 이는 진폭이 2인 사인 신호의 평균전력 $\frac{2^2}{2} = 2$와 같다. 따라서 자기상관 함수는 ②의 $2\cos(\omega_0\tau)$에 해당한다.

NoteBase

문 13. $x(t)$**는 시간** t **영역 신호이고, 정합필터(matched filter)의 전달함수가** $h(t) = x(T - t)$**일 때,** $0 \le t < T$**에서 정합필터의 출력은?**

x(t)=cases2, & 0≤ t<T\\0, & otherwisecases

① $2t$

② $2(T - t)$

③ $4(2T - t)$

④ $4t$

정답 4번

간단한 해설

필터 출력은 입력과 필터 응답의 **컨볼루션**으로 구한다. $0 \le t < T$에서는 두 신호가 겹치는 구간의 길이가 t이고 진폭의 곱이 4이므로, 출력은 $y(t) = 4t$이다.

계산 과정

출력을 $y(t)$, 적분 변수를 τ라 하면, 정합필터의 출력은 입력 $x(t)$와 주어진 필터 응답 $h(t)$의 컨볼루션이다. 따라서 $y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)h(t - \tau)d\tau$로 계산한다.

입력 $x(\tau)$는 $0 \le \tau < T$에서 2이다. 한편 $h(t - \tau) = x(T - t + \tau)$이므로, 이 값이 2인 조건은 $0 \le T - t + \tau < T$, 즉 $t - T \le \tau < t$이다. 문제의 $0 \le t < T$에서는 두 조건이 동시에 성립하는 구간이 $0 \le \tau < t$이다. 따라서 **겹치는 구간의 길이**는 t이고, 그 안에서 두 신호의 곱은 $2 \times 2 = 4$이다.

이 구간에서만 적분하면 $y(t) = \int_0^t 4d\tau = 4t$이다. 이는 높이 4, 폭 t인 직사각형의 면적을 구한 것과 같다. $t = 0$에서도 출력은 0이며, 구한 출력 $4t$는 ④와 일치한다.

NoteBase

문 14. 직교 주파수 분할 다중화(OFDM, Orthogonal Frequency Division Multiplexing)에 대한 설명으로 옳지 않은 것은?

① 동일 주파수 대역폭을 사용할 때, OFDM은 FDM(Frequency Division Multiplexing)과 비교하여 주파수 스펙트럼 사용 효율이 높다.

② 부반송파 개수가 증가할수록 PAPR(Peak-to-Average-Power-Ratio)도 커진다.

③ OFDM 심볼 사이에 보호 구간(guard interval)을 두고 전송하면 ISI(Inter-Symbol Interference) 문제를 완화한다.

④ OFDM은 FFT(Fast Fourier Transform)를 이용하여 복조하므로 반송파 주파수 오차에 따른 수신 성능 변화가 없다.

정답 4번

간단한 해설

FFT를 사용해도 **반송파 주파수 오차의 영향은 사라지지 않는다**. 주파수 오차로 부반송파 간 직교성이 깨지면 반송파 간 간섭(ICI)이 발생하여 수신 성능이 저하된다.

선지별 해설

① O: 기존 FDM은 인접 채널의 간섭을 줄이기 위해 채널 사이에 보호 대역을 둔다. OFDM은 부반송파들이 서로 직교하도록 배치하여 **스펙트럼을 겹쳐 사용할 수 있다**. 따라서 같은 주파수 대역폭 안에 부반송파를 더 촘촘히 배치할 수 있어 스펙트럼 사용 효율이 높다.

② O: PAPR은 평균 전력에 대한 첨두 전력의 비이다. OFDM 신호는 여러 부반송파를 더한 것이므로, 부반송파들의 위상이 같은 방향으로 겹치면 순간적으로 큰 첨두 전력이 생긴다. 부반송파 수가 많아질수록 이러한 합성 신호의 **PAPR은 일반적으로 증가하는 경향**이 있다. 다만 개별 OFDM 심볼의 실제 PAPR은 전송 데이터와 부반송파들의 위상에도 좌우된다.

③ O: 다중경로로 지연된 이전 심볼이 다음 심볼의 유효 구간에 겹치면 심볼 간 간섭(ISI)이 발생한다. OFDM은 심볼 사이에 보호 구간을 두어 지연된 신호가 유효 구간을 침범하는 것을 줄인다. 보통 심볼 끝부분을 복사한 순환 전치(CP)를 사용하며, **보호 구간이 채널의 최대 지연 확산을 충분히 수용**하면 이전 심볼에 의한 ISI를 방지할 수 있다.

④ X: FFT는 수신 신호를 부반송파별 성분으로 분리하는 연산이며, 주파수 오차를 자동으로 없애는 연산은 아니다. 송수신기 사이에 반송파 주파수 오차가 있으면 수신 부반송파가 FFT의 기준 주파수에서 벗어나 **직교성이 깨지고 반송파 간 간섭(ICI)이 발생**할 수 있다. 따라서 '수신 성능 변화가 없다'가 아니라 '주파수 오차에 따라 수신 성능이 저하될 수 있으므로 주파수 동기와 오차 보상이 필요하다'로 고쳐야 한다.

NoteBase

문 15. 셀룰러 이동통신 시스템에서 주파수 배치가 같은 클러스터들이 서로 중첩되지 않도록 반복 배치되는 주파수 재사용 기술에 대한 설명으로 옳지 않은 것은?

◯ 서로 다른 주파수를 사용하고 크기가 같은 N개의 정육각형 셀들이 서로 중첩되지 않게 배치된 집합을 클러스터(cluster)라 한다.
◯ 주파수 재사용 계수(frequency reuse factor)는 $\frac{1}{N}$이다.
◯ 1개의 클러스터 내부에서 제공하는 통화용량은 일정하다.

① 주파수 재사용 계수가 작아질수록 동일 채널 신호 간섭이 감소한다.

② 주파수 재사용 계수가 커질수록 서비스 가능한 총 통화용량은 증가한다.

③ FDMA 또는 TDMA를 이용한 셀룰러 이동통신 시스템에서는 주파수 재사용 기술을 적용할 수 없다.

④ CDMA를 이용한 셀룰러 이동통신 시스템에서 주파수 재사용 계수는 1이다.

정답 3번

간단한 해설

FDMA와 TDMA에서도 충분히 떨어진 셀에 같은 주파수를 다시 배정하는 **주파수 재사용이 가능하다**. 주파수나 시간으로 사용자를 구분하는 다중접속 방식과, 서로 다른 셀에서 주파수를 재사용하는 방식은 함께 적용할 수 있다.

선지별 해설

① O: 주어진 주파수 재사용 계수는 $\frac{1}{N}$이므로, 계수가 작아지면 클러스터를 구성하는 셀 수 N은 커진다. 셀 크기가 같을 때 클러스터가 커지면 **동일한 주파수를 사용하는 셀 사이의 거리**가 증가한다. 따라서 다른 셀에서 도달하는 동일 채널 신호의 세기가 약해져 간섭이 감소한다.

② O: 같은 서비스 면적과 셀 크기를 기준으로 보면, 주파수 재사용 계수가 커질수록 N은 작아져 클러스터 하나가 차지하는 면적이 줄어든다. 이에 따라 전체 영역에 배치되는 **클러스터 수가 증가**한다. 문제에서 클러스터 하나의 통화용량은 일정하다고 했으므로, 클러스터 수가 늘면 서비스 가능한 총 통화용량도 증가한다.

③ X: FDMA는 사용자에게 서로 다른 주파수 채널을 배정하고, TDMA는 시간 슬롯을 나누어 사용자를 구분한다. 이러한 다중접속 구분과 별개로, 두 방식 모두 셀마다 주파수 채널을 나누어 배정한 뒤 충분히 떨어진 다른 셀에서 같은 채널을 다시 사용할 수 있다. 따라서 '적용할 수 없다'는 **'적용할 수 있다'**로 고쳐야 한다.

④ O: CDMA는 확산 부호를 이용하여 같은 주파수 대역을 공유하는 사용자들의 신호를 구분한다. 따라서 **인접 셀에서도 같은 주파수 대역을 재사용**할 수 있으며, 기본 주파수 재사용 구조에서 클러스터 크기는 N = 1이다. 주어진 정의에 따른 주파수 재사용 계수도 1이다.

NoteBase

문 16. 엔트로피(entropy)에 대한 설명으로 옳지 않은 것은? (단, $H(X)$와 $H(Y)$는 각각 확률 변수 X와 Y의 엔트로피이고, $H(X, Y)$는 결합 엔트로피, $H(X \mid Y)$는 조건부 엔트로피이다)

① $H(X, Y) = H(X) + H(Y \mid X)$

② $H(X) < H(X \mid Y)$

③ $H(X)$는 0 이상의 값을 갖는다.

④ X, Y가 서로 독립인 경우, $H(X, Y) = H(X) + H(Y)$이다.

정답 2번

간단한 해설

다른 확률 변수의 값을 알면 원래 변수의 평균적인 불확실성은 **증가하지 않는다**. 따라서 ②의 부등호는 반대이며, 올바른 관계는 $H(X \mid Y) \leq H(X)$이다.

선지별 해설

① O: 결합 엔트로피는 두 확률 변수를 함께 알기 전의 불확실성이다. 먼저 X를 알면서 해소되는 불확실성이 $H(X)$이고, 그 뒤에도 Y에 남는 평균적인 불확실성이 $H(Y \mid X)$이다. 이 둘을 더하면 전체 불확실성이 되므로 $H(X, Y) = H(X) + H(Y \mid X)$가 성립한다. 이를 **엔트로피의 연쇄법칙**이라 하며, 독립 여부와 관계없이 적용된다.

② X: 조건부 엔트로피 $H(X \mid Y)$는 Y의 값을 알고 난 뒤 X에 남는 불확실성을 Y의 분포에 따라 평균한 값이다. 추가 정보를 얻어도 평균적인 불확실성이 커지지는 않으므로 **조건부 엔트로피는 원래 엔트로피 이하**이다. 따라서 $H(X) < H(X \mid Y)$는 $H(X \mid Y) \leq H(X)$로 고쳐야 한다. 예를 들어 공정한 동전의 결과를 X라 하고 $Y = X$라 하면, 처음의 불확실성은 1비트이지만 Y를 안 뒤에는 X도 확정되므로 조건부 엔트로피는 0이다.

③ O: 이산 확률 변수의 엔트로피는 각 결과의 정보량을 확률로 가중 평균한 값이다. 발생확률이 p인 결과의 정보량은 $-\log_2 p$비트이며, $0<p\leq1$이므로 음수가 되지 않는다. 따라서 그 평균인 $H(X)$도 **0 이상**이다. 특정 결과가 확률 1로 발생하여 불확실성이 없을 때는 0이 된다.

④ O: 두 확률 변수가 독립이면 X의 값을 알아도 Y의 확률분포가 바뀌지 않는다. 따라서 **독립이면 조건부 엔트로피가 원래 엔트로피와 같다**. 즉, $H(Y \mid X) = H(Y)$이므로 연쇄법칙에 대입하면 $H(X, Y) = H(X) + H(Y)$가 된다.

NoteBase

문 17. 8-QAM 신호 성상도(signal constellation)에 나타나는 신호점 위치의 좌표가 $\{(1,1),(-1,1),(-1,-1),(1,-1),(1+\sqrt{3},0),(0,1+\sqrt{3}),(-1-\sqrt{3},0),(0,-1-\sqrt{3})\}$일 때, 심볼당 평균 에너지는?

① 2

② $2+\sqrt{3}$

③ 3

④ $3+\sqrt{3}$

정답 4번

간단한 해설

신호점의 에너지는 **원점까지의 거리의 제곱**이다. 에너지가 2인 점 4개와 $4+2\sqrt{3}$인 점 4개를 같은 확률로 평균하면, 심볼당 평균 에너지는 $3+\sqrt{3}$이다.

계산 과정

에너지 계산 기준: 성상도의 좌표 (x, y)는 서로 직교하는 단위 에너지 기저에 대한 두 성분을 나타내므로, 신호점의 에너지는 $E = x^2 + y^2$이다. 발생 확률이 따로 주어지지 않았으므로 **8개 심볼이 각각 같은 확률로 전송된다**고 가정하여 에너지의 산술평균을 구한다.

안쪽 신호점 4개: $(1,1),(-1,1),(-1,-1),(1,-1)$은 좌표의 부호만 다르다. 각 점의 에너지는 $1^2+1^2=2$이므로, 이 네 점의 에너지 합은 $4\times 2=8$이다.

축 위의 신호점 4개: 나머지 네 점은 한 좌표가 0이고 다른 좌표의 절댓값이 $1+\sqrt{3}$이다. 따라서 각 점의 에너지는 $(1+\sqrt{3})^2=4+2\sqrt{3}$이다. 여기서 **거리 자체가 아니라 거리를 제곱한 값**을 에너지로 사용한다.

심볼당 평균 에너지: 두 집단에 점이 각각 4개씩 있으므로 $E_s=\frac{4\cdot 2+4(4+2\sqrt{3})}{8}$이다. 이를 정리하면 $E_s=\frac{24+8\sqrt{3}}{8}=3+\sqrt{3}$이며, ④의 값과 일치한다.

NoteBase

문 18. 정지궤도 위성의 운용과 통신 서비스에 대한 설명으로 옳지 않은 것은?

① 위성과 지구국 통신에서 신호 전파 시간 지연은 발생하지 않는다.

② 지구국에 의한 위성 추적이 단순하다.

③ 위성과 지구국 통신에서 송신된 신호와 수신된 신호 간의 도플러 편이(Doppler shift)가 거의 나타나지 않는다.

④ 120도 간격으로 분리된 3개의 위성을 사용하여 북극과 남극을 제외하고 지구 전체를 서비스할 수 있다.

정답 1번

간단한 해설

정지궤도 위성이 지상에서 멈춰 보이더라도 전파가 긴 거리를 이동하는 데 시간이 걸리므로 **신호 전파 지연은 발생한다**. 위성의 상대 위치가 일정하다는 사실과 신호가 즉시 도착한다는 것은 별개이다.

선지별 해설

① X: 전파는 유한한 속도로 이동하므로 위성과 지구국 사이의 거리를 통과하는 데 시간이 걸린다. 정지궤도는 고도가 높아 전파 경로가 길기 때문에 **신호 전파 시간 지연이 발생한다**. '지연은 발생하지 않는다'를 '지연이 발생한다'로 고쳐야 한다.

② O: 정지궤도 위성은 적도 상공에서 지구 자전과 같은 방향과 각속도로 공전하므로 지상에서 보는 위치가 거의 일정하다. 따라서 지구국 안테나를 **거의 일정한 방향으로 유지**할 수 있어, 하늘을 빠르게 이동하는 저궤도 위성보다 추적이 단순하다.

③ O: 도플러 편이는 송수신기 사이의 거리가 변할 때 수신 주파수가 달라지는 현상이다. 지상에 고정된 지구국과 정지궤도 위성 사이에는 **시선 방향의 상대속도가 거의 없으므로** 거리가 거의 일정하고, 위성 운동에 따른 도플러 편이도 거의 나타나지 않는다.

④ O: 정지궤도 위성은 고도가 높아 한 위성이 넓은 지표 영역을 서비스할 수 있다. 경도상 **120도 간격으로 3개**를 배치하면 서비스 영역을 이어 극지방을 제외한 거의 전 지구를 서비스할 수 있다. 다만 적도 상공에 있는 위성은 극지방에서 지평선 아래에 있거나 고도각이 매우 낮아 통신 서비스가 어렵다.

NoteBase

문 19. 섀넌의 용량 정리(Shannon capacity theorem)에 대한 설명으로 옳지 않은 것은?

① 오류가 없는 통신을 위하여 정보 전송률은 채널 용량보다 커야 한다.

② 신호 대 잡음 전력비가 증가하면 채널 용량도 증가한다.

③ AWGN 채널에서 채널 용량을 추정할 수 있다.

④ 채널 대역폭을 증가시키면 수신 신호 대 잡음 전력비는 감소한다.

정답 1번

간단한 해설

①의 '채널 용량보다 커야 한다'는 반대이다. 정보 전송률이 **채널 용량보다 낮을 때** 적절한 부호화를 통해 오류확률을 임의로 작게 할 수 있으며, 채널 용량을 넘으면 그렇게 할 수 없다.

선지별 해설

채널 용량은 오류확률을 임의로 작게 하면서 전송할 수 있는 정보 전송률의 이론적 한계이다. 대역폭이 제한된 AWGN 채널에서는 $C = B\log_2(1 + S/N)$이다. C는 채널 용량(bit/s), B는 대역폭(Hz), S는 수신 신호 전력, N은 해당 대역 안의 잡음 전력이다. 식의 신호 대 잡음 전력비는 dB 값이 아닌 선형 비율이다.

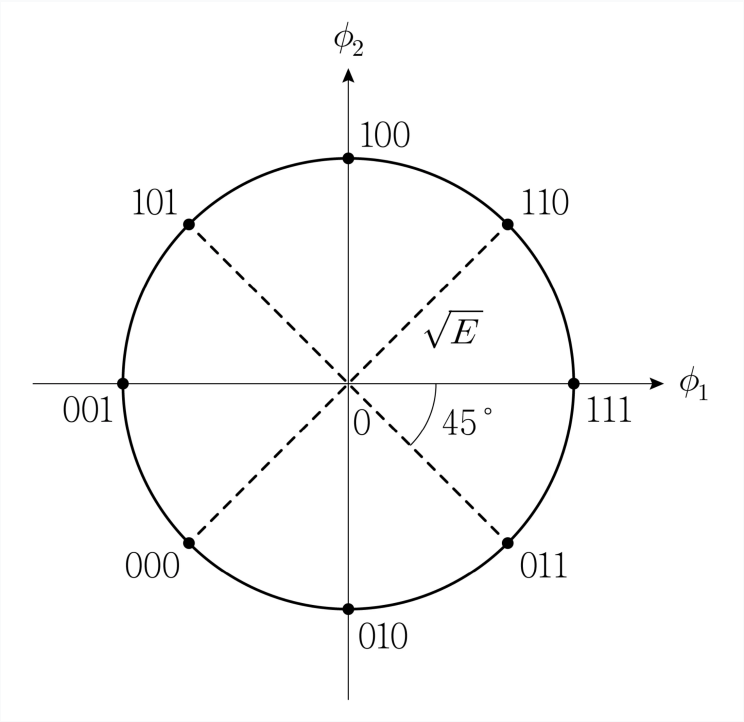
① X: 정보 전송률 R이 채널 용량 C보다 낮은 $R < C$에서, 적절한 부호화와 충분히 긴 부호 블록을 사용하면 **오류확률을 임의로 작게** 만들 수 있다. 반대로 $R > C$이면 어떤 부호화를 사용해도 오류확률을 임의로 작게 만들 수 없다. 따라서 '채널 용량보다 커야 한다'는 '채널 용량보다 작아야 한다'로 고친다. 여기서 '오류가 없는 통신'은 유한한 길이의 부호에서 오류가 반드시 0이라는 뜻이 아니라, 오류확률을 원하는 만큼 낮출 수 있다는 뜻이다.

② O: **대역폭 B가 일정할 때** 신호 대 잡음 전력비가 증가하면 $\log_2(1 + S/N)$이 커지므로 채널 용량도 증가한다. 신호를 잡음과 더 잘 구별할 수 있어 같은 대역폭으로 더 많은 정보를 신뢰성 있게 보낼 수 있다.

③ O: AWGN은 가산성 백색 가우스 잡음을 뜻한다. 신호에 더해지는 잡음이 가우스 분포를 따르고 그 전력 스펙트럼 밀도가 일정한 채널 모델이다. 이 채널의 대역폭과 수신 신호·잡음 전력을 알면 **섀넌의 용량 공식**으로 채널 용량을 구할 수 있다. 이 값은 특정 변조·부호화 방식의 실제 전송률이 아니라 이론적 한계이다.

④ O: **수신 신호 전력과 백색잡음의 전력 스펙트럼 밀도가 일정한 조건**에서의 설명이다. 단위 대역폭당 잡음 전력을 N_0라 두면 대역 내 잡음 전력은 $N = N_0B$이다. 따라서 대역폭 B를 넓히면 포함되는 잡음 전력이 증가하고, 수신 신호 대 잡음 전력비 $S/(N_0B)$는 감소한다. 이는 대역폭 확대 자체가 수신 신호 전력을 감소시킨다는 뜻은 아니다.

문 20. 신호 성상도에 대한 설명으로 옳지 않은 것은? (단, E는 심볼 에너지이다)



① 8-PSK(Phase Shift Keying)의 신호 성상도이다.

② 각 심볼은 그레이(Gray) 부호화가 적용되어 있다.

③ 심볼의 동위상(in-phase)과 직교위상(quadrature) 성분을 각각 제곱하여 더하면 E가 된다.

④ 이진 PSK에 비해 전송 대역폭은 절반이다.

정답 4번

간단한 해설

8-PSK는 한 심볼로 **3비트**를 전송한다. 같은 비트 전송률과 펄스 성형 조건에서 필요한 전송 대역폭은 이진 PSK의 **1/3**이므로, 절반이라는 설명은 잘못되었다.

NoteBase

선지별 해설

① O: 그림에는 원점에서 같은 거리에 있는 신호점 8개가 45° 간격으로 배치되어 있다. 진폭은 일정하고 **8개의 위상**으로 심볼을 구별하므로 8-PSK의 신호 성상도이다.

② O: 그레이 부호화는 **인접한 심볼의 비트열이 한 비트만 다르도록** 배정하는 방식이다. 그림의 원을 반시계 방향으로 따라가면 111 → 110 → 100 → 101 → 001 → 000 → 010 → 011이며, 모든 이웃 쌍에서 한 비트만 바뀐다. 마지막 011과 처음 111 사이도 한 비트만 다르다.

③ O: 가로축과 세로축은 각각 서로 직교하는 동위상 성분과 직교위상 성분을 나타낸다. 이 성분을 각각 I, Q라 하면, 심볼 에너지는 $I^2 + Q^2$이다. 그림에서 모든 신호점이 **반지름이 $\sqrt{E}$인 원 위**에 있으므로 $I^2 + Q^2 = (\sqrt{E})^2 = E$가 된다.

④ X: 대역폭은 **같은 비트 전송률과 같은 펄스 성형 조건**에서 비교한다. 8-PSK는 8개의 심볼에 3비트씩 대응시키지만, 이진 PSK는 심볼당 1비트를 전송한다. 비트 전송률을 R_b, 심볼 전송률을 R_s라 하면 8-PSK는 $R_s = \frac{R_b}{3}$, 이진 PSK는 $R_s = R_b$이다. 같은 펄스 성형 조건에서 필요한 대역폭은 심볼 전송률에 비례하므로, 8-PSK의 전송 대역폭은 이진 PSK의 1/3이다. 따라서 '절반'은 '1/3'로 고쳐야 한다.

NoteBase