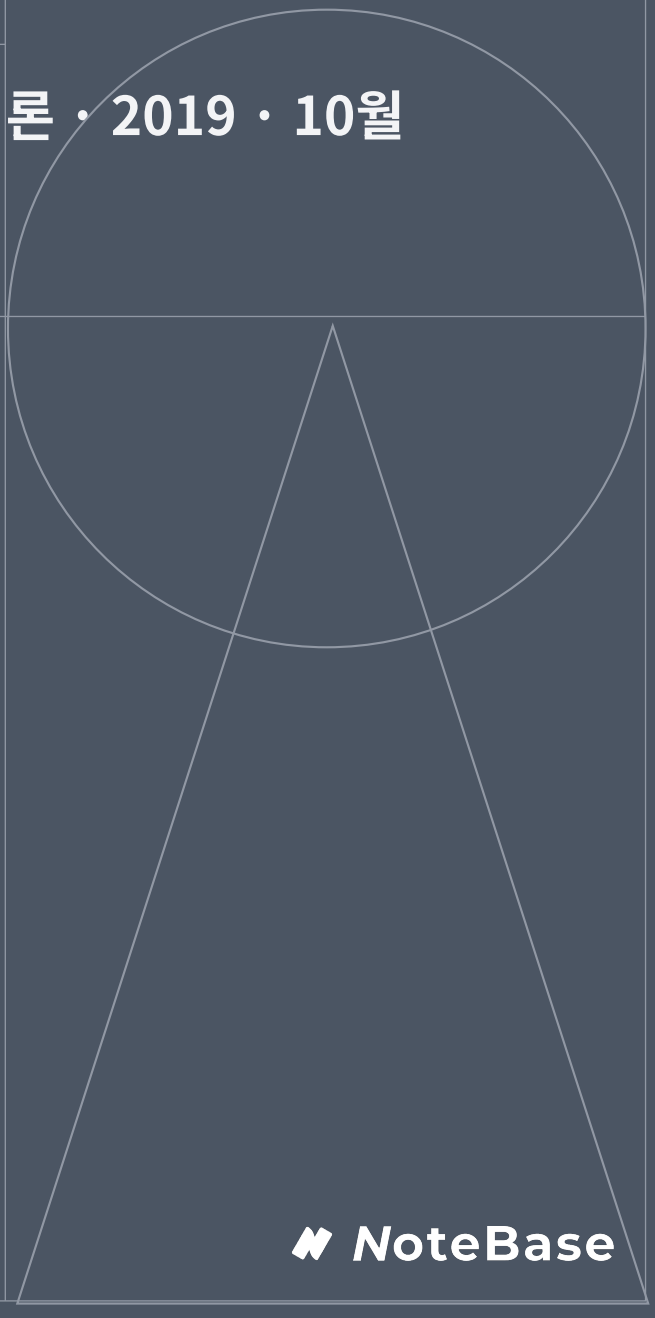
기출OX 해설집

공무원/서울시/7급 · 통신이론 · 2019 · 10월



NoteBase

기출OX 해설집

공무원/서울시/7급 · 통신이론 · 2019 · 10월

공무원/서울시/7급 · 통신이론 · 2019 · 10월

문 1. 신호 전력이 1[W]인 경우 이를 [dBm]으로 단위환산한 값은?

① 0

② 10

③ 20

④ 30

정답 4번

출제 포인트

이 문제는 전력을 mW 기준의 로그척도인 dBm으로 바꾸는 공식을 이용해 1 W를 dBm으로 환산하는 문제이다.

조건 정리

주어진 값: 1 W
구해야 할 값: 1 W를 dBm으로 바꾼 값
주의할 조건: dBm은 1 mW를 기준으로 하므로 먼저 1 W를 1000 mW로 바꾸어야 한다.

사용할 공식

공식은 $P_{dBm} = 10\log_{10}(P/1mW)$이다.
이 공식을 쓰는 이유는 dBm이 1 mW를 기준 전력으로 하는 절대 전력 레벨 단위이기 때문이다.

계산 과정

1. $1W = 1000mW$로 단위를 바꾼다.
2. 공식에 대입하면 $P_{dBm} = 10\log_{10}(1000)$이다.
3. $\log_{10}(1000) = 3$이므로 $P_{dBm} = 10 \times 3 = 30dBm$이다.

NoteBase

선지별 해설

① X: 0 dBm은 $1mW$일 때의 값이다. 이 선지는 기준 전력을 1 W로 착각한 값이며, 올바르게는 1 W는 30 dBm이다.
② X: 10 dBm은 $10mW$일 때의 값이다. 이 선지는 1 W를 10 mW로 잘못 본 값이며, 올바르게는 1 W는 1000 mW이므로 30 dBm이다.
③ X: 20 dBm은 $100mW$일 때의 값이다. 이 선지는 1 W를 100 mW로 잘못 환산한 값이며, 올바르게는 1 W는 1000 mW이므로 30 dBm이다.
④ O: $1W = 1000mW$이고 $10\log_{10}(1000) = 30$이므로 30 dBm이 맞다.

오답 포인트

이 문항의 함정은 W를 mW로 바꾸지 않고 바로 숫자 1만 대입하는 실수이다. 0 dBm, 10 dBm, 20 dBm은 각각 1 mW, 10 mW, 100 mW에 대응하므로 10배마다 10 dB씩 증가하는 구조를 놓치면 오답으로 흐르기 쉽다.

다시 나오면 이렇게 판단

전력 단위를 dBm으로 바꾸는 문제는 먼저 W를 mW로 환산한 뒤 $10\log_{10}(P/1mW)$를 적용하는 순서로 판단한다. 전력이 10배 커질 때마다 dBm 값은 10씩 커진다고 보면 빠르게 검산할 수 있다.

암기 포인트

0 dBm은 1 mW, 10 dBm은 10 mW, 20 dBm은 100 mW, 30 dBm은 1 W이다.

NoteBase

문 2. 패러티 검사 행렬(parity check matrix) H가 <보기>와 같을 때, 선형 블록부호(linear block code)의 부호워드(code word)로 가장 옳은 것은?

<보기>

H = bmatrix1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1bmatrix

① [1 0 0 1 0 0 1]

② [0 1 1 0 1 0 1]

③ [0 1 1 1 0 1 0]

④ [1 1 0 1 0 0 0]

정답 4번

출제 포인트

패리티 검사 행렬 H와 후보 벡터 c에 대해 $Hc^T = 0$인지 확인하여 선형 블록부호의 부호어 여부를 판정하는 문제이다.

조건 정리

주어진 값: 패리티 검사 행렬 H는 3×7 행렬이고, 각 선지는 길이 7의 이진 벡터이다.
구해야 할 값: $Hc^T = 0$을 만족하는 부호어이다.
주의할 조건: 덧셈과 곱셈은 모두 mod 2로 계산하므로 1+1=0으로 처리된다.

사용할 공식

부호어 판정 조건은 $Hc^T = 0$이다.
이 공식을 쓰는 이유: 패리티 검사 행렬을 만족하는 벡터만 선형 블록부호의 유효한 부호어가 되기 때문이다.

계산 과정

1. 각 선지 c에 대해 Hc^T를 mod 2로 계산한다.
2. ①은 $(0,1,0)^T$, ②는 $(0,0,1)^T$, ③은 $(0,1,1)^T$의 신드롬이 나온다.
3. ④는 $(0,0,0)^T$의 신드롬이 나오므로 패리티 검사를 모두 통과한다.

NoteBase

선지별 해설

① X: [1001001]에 대해 $Hc^T = (0, 1, 0)^T$이므로 둘째 패리티 검사를 통과하지 못한다. 틀린 표현은 이 벡터를 부호어로 보는 판단이다. 올바르게는 [1001001]은 부호어가 아니다.
② X: [0110101]에 대해 $Hc^T = (0, 0, 1)^T$이므로 셋째 패리티 검사를 통과하지 못한다. 틀린 표현은 이 벡터를 부호어로 보는 판단이다. 올바르게는 [0110101]은 부호어가 아니다.
③ X: [0111010]에 대해 $Hc^T = (0, 1, 1)^T$이므로 둘째와 셋째 패리티 검사를 동시에 위반한다. 틀린 표현은 이 벡터를 부호어로 보는 판단이다. 올바르게는 [0111010]은 부호어가 아니다.
④ O: [1101000]에 대해 $Hc^T = (0, 0, 0)^T$이므로 모든 패리티 검사를 만족한다. 따라서 이 벡터가 유효한 부호어이다.

오답 포인트

행렬 곱을 일반 정수 연산으로 계산하면 오답이 나온다. 이 문제의 함정은 mod 2 연산을 빼먹거나, 한 행에서라도 1이 나오는데 전체를 부호어로 착각하는 데 있다.

다시 나오면 이렇게 판단

패리티 검사 행렬 문제가 다시 나오면 각 선지마다 Hc^T를 행별로 계산한 뒤, 결과가 영벡터인지부터 확인하면 된다. 한 성분이라도 1이 나오면 그 벡터는 부호어가 아니다.

암기 포인트

선형 블록부호의 부호어 판정은 $Hc^T = 0$ 여부 하나로 끝난다.

NoteBase

문 3. 생성 행렬(generator matrix) G가 <보기>와 같을 때, 선형 블록부호(linear block code)의 부호율(code rate)은?

<보기>

G = bmatrix1&0&0&0&1&0&1\\0&1&0&0&1&1&1\\0&0&1&0&1&1&0\\0&0&0&1&0&1&1bmatrix

① $\frac{7}{3}$
② $\frac{7}{4}$
③ $\frac{4}{7}$
④ $\frac{3}{7}$

정답 3번

출제 포인트

이 문제는 생성행렬의 행 수를 정보비트 수 k, 열 수를 부호어 길이 n으로 보고 부호율 $R = k/n$을 구하는 문제이다.

조건 정리

주어진 값: 생성행렬 G는 4행 7열이다.
구해야 할 값: 선형 블록부호의 부호율이다.
주의할 조건: 부호율은 n/k가 아니라 k/n이며, 검사비트 수 $n-k$와 혼동하지 않는다.

사용할 공식

부호율은 $R = \frac{k}{n}$이다.
이 공식을 쓰는 이유: 선형 블록부호에서 k는 한 부호어에 실리는 정보비트 수이고 n은 전체 부호어 길이이므로, 정보량의 비율을 k/n으로 정의한다.

계산 과정

1. 생성행렬의 행 수를 세면 $k = 4$이다.
2. 생성행렬의 열 수를 세면 $n = 7$이다.
3. 따라서 부호율은 $R = \frac{k}{n} = \frac{4}{7}$이다.

NoteBase

선지별 해설

① X. 7/3은 부호율 정의와 맞지 않는다. 틀린 표현은 "분모와 분자를 모두 잘못 잡은 값"이다. 올바르게는 $k = 4$, $n = 7$이므로 $\frac{4}{7}$이다.
② X. 7/4는 부호율을 거꾸로 계산한 값이다. 틀린 표현은 "n/k"이다. 올바르게는 부호율을 k/n으로 계산하여 $\frac{4}{7}$이 된다.
③ O. 생성행렬이 4행 7열이므로 $k = 4$, $n = 7$이다. 따라서 부호율은 $\frac{4}{7}$이므로 옳다.
④ X. 3/7은 검사비트 수 $n - k = 3$을 정보비트 수로 착각한 값이다. 틀린 표현은 "정보비트 수를 3으로 본 계산"이다. 올바르게는 정보비트 수가 4이므로 $\frac{4}{7}$이다.

오답 포인트

이 문항의 함정은 행과 열의 의미를 뒤집거나, $n - k$를 k로 착각하게 만드는 데 있다. 특히 systematic 형태의 생성행렬에서 앞의 단위행렬 크기만 보고도 $k = 4$를 잡을 수 있는데, 이를 놓치면 ②나 ④로 흔들리기 쉽다.

다시 나오면 이렇게 판단

생성행렬이 나오면 먼저 행 수와 열 수를 세어 k와 n을 확정한 뒤, 부호율은 항상 k/n으로 계산한다고 판단하면 된다. 보기에서 역수나 $n - k$ 관련 값이 보이면 함정 선지로 본다.

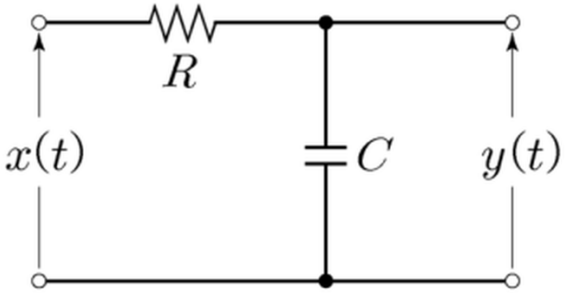
암기 포인트

생성행렬 $k \times n$이면 부호율은 항상 k/n이다.

NoteBase

문 4. 전력 스펙트럼 밀도(Power Spectral Density)가 $\frac{N_0}{2}$인 백색잡음 $x(t)$가 <보기>의 회로에 입력전압으로 가해졌을 때, 출력전압 신호 $y(t)$의 전력 스펙트럼 밀도에 해당하는 것은? (단, R은 저항의 저항값이며, C는 커패시터의 정전용량이다.)

<보기>



① $\frac{N_0}{2[1+4\pi^2 f^2 C^2 R^2]}$
② $\frac{N_0}{2[1+2\pi^2 f^2 C^2 R^2]}$
③ $\frac{N_0}{2[1+\pi^2 f^2 C^2 R^2]}$
④ $\frac{N_0}{2[2+\pi^2 f^2 C^2 R^2]}$

정답 1번

출제 포인트

이 문제는 RC 회로의 전달함수 크기제곱 $|H(f)|^2$를 이용해 출력 잡음의 전력 스펙트럼 밀도 $S_y(f)$를 구하는 문제이다.

조건 정리

주어진 값: 입력 백색잡음의 전력 스펙트럼 밀도는 $S_x(f) = \frac{N_0}{2}$이다.
구해야 할 값: 출력전압 $y(t)$의 전력 스펙트럼 밀도 $S_y(f)$이다.
주의할 조건: 출력은 커패시터 양단 전압이므로 RC 저역통과회로의 전달함수를 사용해야 한다.

NoteBase

사용할 공식

전달함수는 $H(f) = \frac{Z_C}{R + Z_C}$, $Z_C = \frac{1}{j2\pi fC}$이므로
$H(f) = \frac{1}{1 + j2\pi fRC}$
따라서
$|H(f)|^2 = \frac{1}{1 + (2\pi fRC)^2} = \frac{1}{1 + 4\pi^2 f^2 R^2 C^2}$
출력 전력 스펙트럼 밀도는
$S_y(f) = |H(f)|^2 S_x(f)$
이다.
이 공식을 쓰는 이유는 선형시불변 회로에서 출력 PSD가 입력 PSD에 전달함수의 크기제곱을 곱한 값으로 결정되기 때문이다.

계산 과정

1. 커패시터 임피던스는 $Z_C = \frac{1}{j2\pi fC}$이다.
2. 출력이 커패시터 양단이므로 $H(f) = \frac{Z_C}{R + Z_C} = \frac{1}{1 + j2\pi fRC}$이다.
3. 크기제곱은 $|H(f)|^2 = \frac{1}{1 + 4\pi^2 f^2 R^2 C^2}$이다.
4. 따라서
$S_y(f) = \frac{N_0}{2} \cdot \frac{1}{1 + 4\pi^2 f^2 R^2 C^2} = \frac{N_0}{2(1 + 4\pi^2 f^2 R^2 C^2)}$
이다.

선지별 해설

① O: $S_y(f) = \frac{N_0}{2(1 + 4\pi^2 f^2 R^2 C^2)}$와 정확히 일치한다.
② X: 분모의 2π를 제곱하면 $4\pi^2$가 되어야 하는데 $2\pi^2$로 처리한 식이다. 틀린 표현은 $1 + 2\pi^2 f^2 C^2 R^2$이고, 올바르게는 $1 + 4\pi^2 f^2 C^2 R^2$이다.
③ X: $(2\pi)^2$를 π^2로 축소한 식이다. 틀린 표현은 $1 + \pi^2 f^2 C^2 R^2$이고, 올바르게는 $1 + 4\pi^2 f^2 C^2 R^2$이다.
④ X: 입력 PSD의 $\frac{N_0}{2}$와 전달함수 분모를 잘못 합쳐 상수항을 2로 만든 식이다. 틀린 표현은 $2 + \pi^2 f^2 C^2 R^2$이고, 올바르게는 $1 + 4\pi^2 f^2 C^2 R^2$이다.

오답 포인트

이 문제의 함정은 전달함수의 크기제곱에서 $(2\pi)^2 = 4\pi^2$를 놓치기 쉽다는 점이다. 또 입력 PSD의 $\frac{N_0}{2}$를 전달함수 분모와 한 덩어리로 잘못 합치면 ④ 같은 식이 나온다.

다시 나오면 이렇게 판단

잡음이 LTI 회로를 통과하는 문제는 먼저 출력 위치를 보고 전달함수 $H(f)$를 정한 뒤, $S_y(f) = |H(f)|^2 S_x(f)$를 적용해 분모의 제곱 전개까지 확인하는 순서로 판단한다.

NoteBase

암기 포인트

RC 저역통과회로의 커패시터 출력은 $|H(f)|^2 = \frac{1}{1+(2\pi fRC)^2}$이고, 출력 PSD는 입력 PSD에 이를 곱한 값이다.

NoteBase

문 5. 스펙트럼 확산 통신방식은 전송신호의 대역폭보다 훨씬 더 넓은 대역으로 스펙트럼을 확산하여 전송하는 방식으로서 DS방식과 FH방식 등이 있다. 이러한 스펙트럼 확산 통신방식의 중요한 응용 분야가 아닌 것은?

① 재밍에 대한 대응능력 향상

② 코드분할 다중접속

③ 다중 경로 페이딩 억압

④ 통신 신호의 사용자 인증

정답 4번

출제 포인트

이 문제는 스펙트럼 확산 통신의 대표 응용을 알고 있는지와 재밍 대응, 다중접속, 페이딩 억압과 인증 기능을 구분할 수 있는지를 묻는 문제이다.

핵심 개념

스펙트럼 확산 통신은 원래의 협대역 신호를 넓은 대역으로 퍼뜨려 전송함으로써 간섭과 재밍에 강하게 만드는 방식이다.
DS 방식은 확산부호를 곱해 대역을 넓히는 방식이고, FH 방식은 반송파 주파수를 빠르게 바꾸며 전송하는 방식이다.
대표 응용은 재밍 억압, 코드분할 다중접속, 주파수 다이버시티에 의한 다중경로 페이딩 완화이다.
사용자 인증은 스펙트럼 확산 자체의 대표 응용이라기보다 별도의 인증 절차나 암호 기술로 처리하는 기능이다.

NoteBase

기출OX 해설집 · 공무원/서울시/7급 · 통신이론 · 2019 · 10월

선지별 해설

① X
재밍에 대한 대응능력 향상은 스펙트럼 확산의 대표 목적이다. 신호를 넓은 대역에 분산해 보내므로 협대역 재밍의 영향이 상대적으로 작아진다.
틀린 표현은 '중요한 응용 분야가 아닌 것'에 해당한다고 본 점이다. 올바르게는 재밍 대응능력 향상은 중요한 응용 분야에 해당한다.

② X
코드분할 다중접속은 DS-SS의 대표 응용이다. 서로 다른 확산코드를 사용하면 같은 주파수 대역을 여러 사용자가 동시에 공유할 수 있다.
틀린 표현은 '중요한 응용 분야가 아닌 것'에 해당한다고 본 점이다. 올바르게는 코드분할 다중접속은 중요한 응용 분야에 해당한다.

③ X
다중 경로 페이딩 억압도 스펙트럼 확산의 중요한 응용이다. 넓은 대역 사용과 경로 분리 효과로 다중경로 영향을 줄이거나 완화할 수 있다.
틀린 표현은 '중요한 응용 분야가 아닌 것'에 해당한다고 본 점이다. 올바르게는 다중 경로 페이딩 억압은 중요한 응용 분야에 해당한다.

④ O
통신 신호의 사용자 인증은 스펙트럼 확산 방식의 대표 응용으로 분류하지 않는다. 인증은 보통 가입자 식별, 인증 프로토콜, 암호 기술 같은 보안 절차에서 다루는 기능이다.
따라서 ④는 '중요한 응용 분야가 아닌 것'이라는 발문에 맞는 선택지이다.

오답 포인트

확산부호를 사용한다는 이유만으로 인증 기능까지 스펙트럼 확산의 대표 응용으로 넓혀 생각하면 ④에 끌리기 쉽다. 이 문항은 확산의 직접 효과인 재밍 내성, 다중접속, 페이딩 완화와 별도 보안 절차인 사용자 인증을 구분하는지가 함정이다.

다시 나오면 이렇게 판단

스펙트럼 확산의 응용을 묻는 문제에서는 먼저 확산의 직접 물리계층 효과를 찾는다. 재밍에 강해지는가, 여러 사용자가 같은 대역을 공유하는가, 다중경로 영향을 줄이는가를 보면 응용에 해당하고, 인증처럼 상위 보안 절차 성격이 강하면 대표 응용이 아니다.

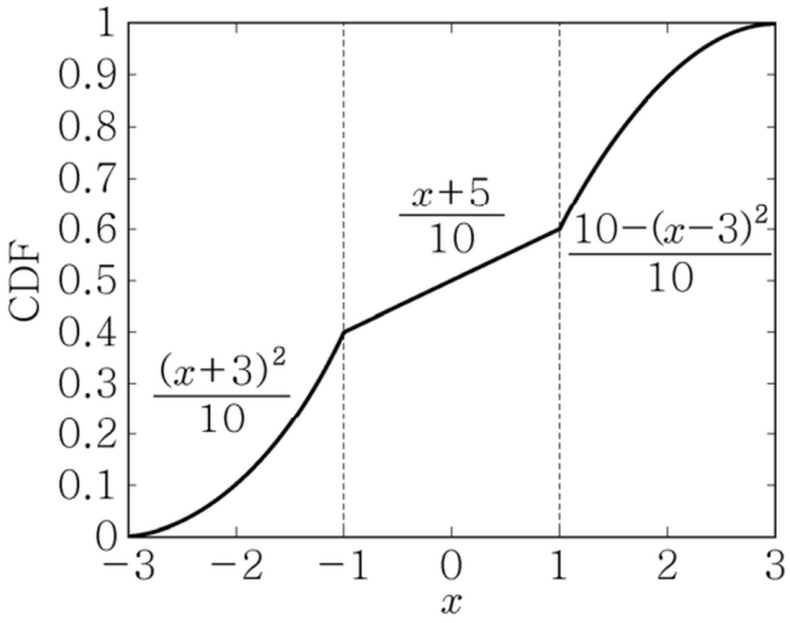
암기 포인트

확산통신은 재밍, CDMA, 페이딩 완화에 쓰이고 사용자 인증은 직접 응용이 아니다.

NoteBase

문 6. 누적확률 분포함수(CDF) $F_X(x)$가 <보기>와 같을 때 랜덤 변수 X의 평균(mean) 값은?

<보기>



① -0.25

② 0

③ 1.25

④ 1.5

정답 2번

출제 포인트

이 문제는 CDF를 미분해 확률밀도함수 $f_X(x)$를 구한 뒤, 평균 $E[X]$를 계산하거나 대칭성을 이용해 판단하는 문제이다.

NoteBase

기출OX 해설집 · 공무원/서울시/7급 · 통신이론 · 2019 · 10월

조건 정리

주어진 값:
- $-3 \le x \le -1$에서 $F_X(x) = \frac{(x+3)^2}{10}$
- $-1 \le x \le 1$에서 $F_X(x) = \frac{x+5}{10}$
- $1 \le x \le 3$에서 $F_X(x) = \frac{10-(x-3)^2}{10}$

구해야 할 값:
- 랜덤 변수 X의 평균 $E[X]$

주의할 조건:
- 평균은 CDF 값을 바로 평균내는 것이 아니라 $f_X(x) = F'_X(x)$를 구해 $E[X] = \int x f_X(x) dx$로 계산한다.

사용할 공식

$f_X(x) = \frac{d}{dx} F_X(x), \qquad E[X] = \int_{-\infty}^{\infty} x f_X(x) dx$

이 공식을 쓰는 이유:

평균은 확률밀도함수에 대한 가중평균이므로, 주어진 CDF를 먼저 미분해 각 구간의 밀도를 구해야 한다. 이 문항은 구간별 CDF가 주어졌으므로 미분이 가장 직접적인 방법이다.

계산 과정

1. CDF를 구간별로 미분하면 $-3 < x < -1$에서는 $f_X(x) = \frac{x+3}{5}$, $-1 < x < 1$에서는 $f_X(x) = \frac{1}{10}$, $1 < x < 3$에서는 $f_X(x) = \frac{3-x}{5}$가 된다.
2. 이 밀도함수는 $f_X(-x) = f_X(x)$를 만족하므로 원점 기준의 짝함수이다. 따라서 $x f_X(x)$는 홀함수이므로 대칭구간 $[-3, 3]$에서 적분값이 0이다.
3. 직접 적분해도 $E[X] = \int_{-3}^{-1} x\frac{x+3}{5} dx + \int_{-1}^{1} x\frac{1}{10} dx + \int_{1}^{3} x\frac{3-x}{5} dx = -\frac{2}{3} + 0 + \frac{2}{3} = 0$이므로 평균은 0이다.

선지별 해설

① X

- 평균값을 -0.25로 본 판단은 틀리다. 올바르게는 평균이 0이다. 이유는 $f_X(x)$가 0을 중심으로 좌우 대칭이라서 음수 구간의 기여 $-\frac{2}{3}$와 양수 구간의 기여 $\frac{2}{3}$가 정확히 상쇄되기 때문이다.

② O

- 계산 결과 $E[X] = 0$이므로 옳다. CDF를 미분해 얻은 밀도함수의 대칭성만 확인해도 바로 판단할 수 있다.

③ X

- 평균값을 1.25로 본 판단은 틀리다. 올바르게는 평균이 0이다. CDF의 특정 높이나 오른쪽 구간의 모양만 보고 평균을 양수로 잡으면 안 되고, $x f_X(x)$의 전체 적분으로 판단해야 한다.

④ X

- 평균값을 1.5로 본 판단은 틀리다. 올바르게는 평균이 0이다. 평균은 최대값 3이나 오른쪽 구간의 중심으로 정해지지 않으며, 좌우 대칭 밀도에서는 중심이 0이 된다.

NoteBase

오답 포인트

함정은 CDF 그래프의 오른쪽 부분이 더 커 보인다는 시각적 인상에 끌려 평균을 양수로 잡는 데 있다. 평균은 CDF의 높이를 읽는 값이 아니라, 미분한 PDF의 대칭성과 $xf_X(x)$ 적분으로 결정된다.

다시 나오면 이렇게 판단

CDF에서 평균을 묻는 문제는 먼저 $F'_X(x)$로 PDF를 만든다. 그다음 $f_X(-x) = f_X(x)$ 같은 대칭성이 보이면 평균 0 여부를 먼저 확인하고, 대칭성이 애매하면 $E[X] = \int x f_X(x) dx$를 구해 검산한다.

암기 포인트

CDF 평균 문제는 미분해서 PDF를 만들고, PDF가 0 대칭이면 평균도 0이 된다.

NoteBase

문 7. 디지털 통신 시스템에서 오류 제어에 대한 설명으로 가장 옳지 않은 것은?

① 허프만 부호는 오류정정을 위해 사용한다.

② 오류 제어 기법은 일반적으로 자동 재전송 요청(ARQ)과 전방 오류 정정(FEC)으로 구분할 수 있다.

③ 터보 부호는 전방 오류 정정 부호에 속한다.

④ 잡음이 있는 채널에서 전방 오류 정정 부호를 사용하는 경우, 한 부분에 오류가 집중되는 것을 막기 위해 인터리빙을 사용한다.

정답 1번

출제 포인트

이 문제는 오류 제어에서 소스 부호화와 채널 부호화의 역할, 그리고 ARQ·FEC·인터리빙의 용도를 구별할 수 있는지를 묻는다.

핵심 개념

허프만 부호는 발생 확률이 높은 심벌에 짧은 부호를 주어 평균 부호 길이를 줄이는 소스 부호이다.
오류정정 부호는 전송 중 발생한 오류를 검출·정정하기 위해 중복 비트를 추가하는 채널 부호이다.
ARQ는 오류를 검출한 뒤 재전송을 요구하는 방식이고, FEC는 수신 측이 부가된 중복 정보를 이용해 오류를 스스로 정정하는 방식이다.
인터리빙은 연속해서 몰리는 버스트 오류를 흩어 FEC가 처리하기 쉬운 형태로 바꾸는 기법이다.

선지별 해설

1번 X: 허프만 부호의 목적은 오류정정이 아니라 데이터 압축이다. 틀린 표현은 '오류정정을 위해'이고, 올바르게는 '심벌의 발생 확률에 따라 평균 부호 길이를 줄이기 위해 사용한다'이다.
2번 O: 오류 제어는 대표적으로 ARQ와 FEC로 나뉜다. ARQ는 재전송 기반이고 FEC는 부호 자체에 중복 정보를 넣어 수신기에서 정정하는 방식이므로 설명이 맞다.
3번 O: 터보 부호는 채널 부호의 한 종류이며 대표적인 전방 오류 정정 부호이다. 반복 부호기와 인터리버를 결합해 우수한 오류정정 성능을 얻는다.
4번 O: 잡음이 집중되어 생기는 버스트 오류 환경에서는 인터리빙으로 오류 위치를 분산시켜 FEC의 정정 성능을 높인다. 따라서 설명이 맞다.

오답 포인트

허프만 부호와 오류정정 부호를 모두 '부호'라는 이름만 보고 같은 계열로 묶으면 1번에 걸린다. 이 문항은 압축을 위한 소스 부호와 신뢰성 향상을 위한 채널 부호를 바꿔 놓은 함정을 쓴다.

NoteBase

다시 나오면 이렇게 판단

부호의 목적이 무엇인지부터 본다. 평균 부호 길이를 줄이면 소스 부호이고, 중복 비트를 추가해 오류를 검출·정정하면 채널 부호이다. 재전송을 요구하면 ARQ이고, 수신기 자체 정정이면 FEC이다.

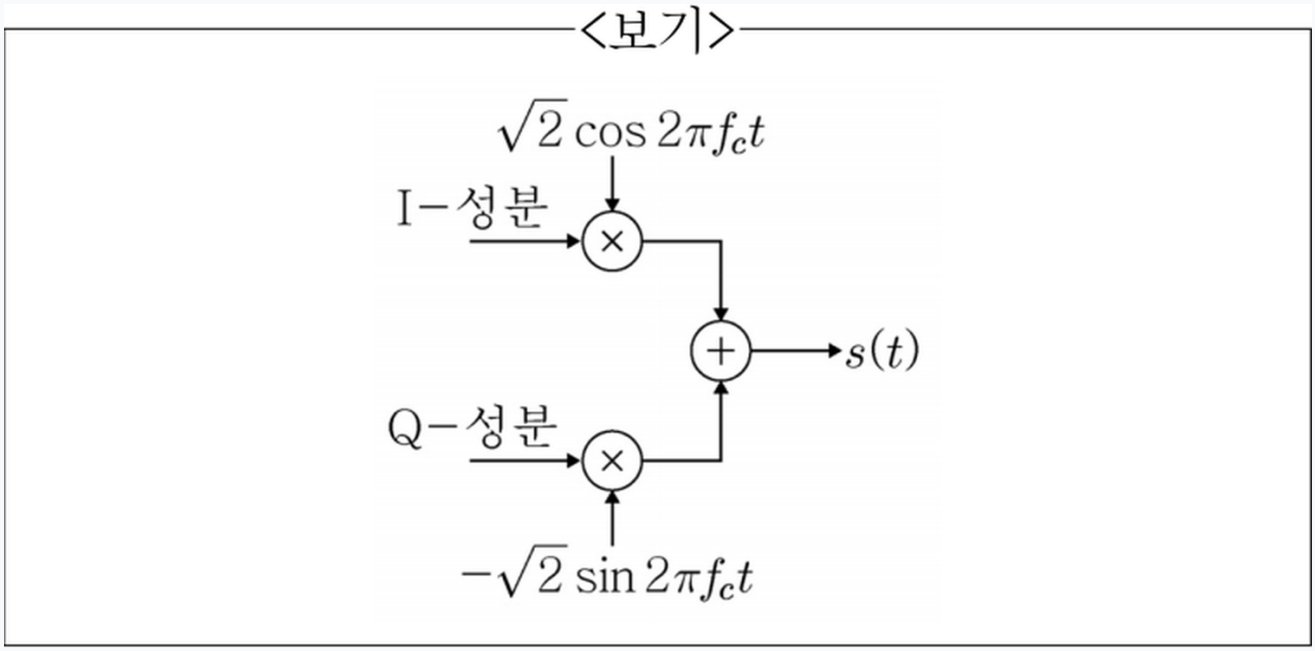
암기 포인트

허프만은 압축, ARQ는 재전송, FEC는 자체 정정, 인터리빙은 버스트 오류 분산이다.

NoteBase

문 8. <보기>와 같은 IQ 변조기(modulator)를 사용하여 심볼 $s(t) = A\cos\left(2\pi f_c t + \frac{5\pi}{4}\right)$를 생성할 때, 변조기의 입력으로 들어갈 I-성분과 Q-성분은?

<보기>



① I-성분: $-\frac{A}{2}$, Q-성분: $\frac{A}{2}$

② I-성분: $-\frac{A}{2}$, Q-성분: $-\frac{A}{2}$

③ I-성분: A, Q-성분: A

④ I-성분: $-A$, Q-성분: $-A$

정답 2번

출제 포인트

이 문제는 IQ 변조기의 출력식을 $I\sqrt{2}\cos 2\pi f_c t - Q\sqrt{2}\sin 2\pi f_c t$ 형태로 놓고, 주어진 위상 $\frac{5\pi}{4}$를 삼각함수로 전개하여 I와 Q의 계수를 비교하는 문제이다.

조건 정리

주어진 출력은 $s(t) = A\cos\left(2\pi f_c t + \frac{5\pi}{4}\right)$이다.
도식의 변조기 출력은 $s(t) = I\sqrt{2}\cos 2\pi f_c t + Q\left(-\sqrt{2}\sin 2\pi f_c t\right)$이다.
구해야 할 값은 변조기 입력 I-성분과 Q-성분이다.

NoteBase

기출OX 해설집 · 공무원/서울시/7급 · 통신이론 · 2019 · 10월

사용할 공식

위상합 공식은 $\cos(\alpha+\beta)=\cos\alpha\cos\beta-\sin\alpha\sin\beta$이다.
이 공식을 쓰는 이유는 주어진 $s(t)$를 $\cos 2\pi f_c t$ 항과 $\sin 2\pi f_c t$ 항으로 분해해야 도식의 IQ 출력식과 항별 계수 비교가 가능하기 때문이다.

계산 과정

1. 주어진 신호를 전개하면 다음과 같다.
$s(t)=A\cos\left(2\pi f_c t+\frac{5\pi}{4}\right)=A\left(\cos 2\pi f_c t\cos\frac{5\pi}{4}-\sin 2\pi f_c t\sin\frac{5\pi}{4}\right)$
2. $\cos\frac{5\pi}{4}=-\frac{\sqrt{2}}{2}$, $\sin\frac{5\pi}{4}=-\frac{\sqrt{2}}{2}$이므로
$s(t)=-\frac{A\sqrt{2}}{2}\cos 2\pi f_c t+\frac{A\sqrt{2}}{2}\sin 2\pi f_c t$
3. 도식의 출력식은
$s(t)=I\sqrt{2}\cos 2\pi f_c t-Q\sqrt{2}\sin 2\pi f_c t$
이므로 계수 비교를 하면
$I\sqrt{2}=-\frac{A\sqrt{2}}{2}, \qquad -Q\sqrt{2}=\frac{A\sqrt{2}}{2}$
4. 따라서 $I=-\frac{A}{2}$, $Q=-\frac{A}{2}$이다.

선지별 해설

① X: $I=-\frac{A}{2}$는 맞지만 $Q=\frac{A}{2}$의 부호가 틀렸다. 도식에서 Q 경로는 $-\sqrt{2}\sin 2\pi f_c t$와 곱해지므로, 최종식의 $+\frac{A\sqrt{2}}{2}\sin 2\pi f_c t$를 만들려면 Q는 $-\frac{A}{2}$여야 한다. 틀린 표현은 "Q-성분이 $\frac{A}{2}$"이고, 올바르게는 "Q-성분이 $-\frac{A}{2}$"이다.
② O: $I=-\frac{A}{2}$, $Q=-\frac{A}{2}$를 넣으면 $s(t)=-\frac{A\sqrt{2}}{2}\cos 2\pi f_c t+\frac{A\sqrt{2}}{2}\sin 2\pi f_c t$가 되어 전개한 원신호와 정확히 일치한다.
③ X: $I=A$, $Q=A$는 크기와 부호가 모두 맞지 않는다. 이 값을 넣으면 $s(t)=A\sqrt{2}\cos 2\pi f_c t-A\sqrt{2}\sin 2\pi f_c t$가 되어 필요한 계수보다 2배 크고, cos항의 부호도 반대가 된다. 틀린 표현은 "I-성분이 A, Q-성분이 A"이고, 올바르게는 "I-성분이 $-\frac{A}{2}$, Q-성분이 $-\frac{A}{2}$"이다.
④ X: 두 성분의 부호는 음수라서 일부 방향은 맞아 보이지만 크기가 틀렸다. $I=-A$, $Q=-A$를 넣으면 각 항의 계수가 $\pm A\sqrt{2}$가 되어 필요한 $\pm\frac{A\sqrt{2}}{2}$보다 2배가 된다. 틀린 표현은 "I-성분이 $-A$, Q-성분이 $-A$"이고, 올바르게는 "I-성분이 $-\frac{A}{2}$, Q-성분이 $-\frac{A}{2}$"이다.

오답 포인트

Q 경로의 곱셈 신호가 $-\sqrt{2}\sin 2\pi f_c t$라는 점을 놓치면 Q의 부호를 반대로 고르기 쉽다. 또 위상만 보고 두 성분을 바로 $\pm A$로 두면 $\sqrt{2}$ 기저함수의 계수 비교를 놓쳐 크기가 2배로 틀어진다.

다시 나오면 이렇게 판단

IQ 변조 문제는 먼저 출력식을 cos항과 sin항으로 전개한 뒤, 도식의 출력식에서 각 기저함수 앞 계수와 1대1로 비교하면 된다. 특히 Q 경로에 마이너스 부호가 있는지부터 확인하면 부호 실수를 줄일 수 있다.

NoteBase

암기 포인트

IQ 출력은 기저함수의 계수 비교 문제이며, 이 도식에서는 Q가 $-\sin$ 경로에 들어가므로 최종 $+\sin$항을 만들려면 Q가 음수가 된다.

문 9. 디지털 통신 시스템에서 펄스 성형(pulse shaping)을 위해 사용하는 상승 코사인 필터(raised cosine filter)에 대한 설명으로 가장 옳은 것은?

① 롤-오프(roll-off) 계수(factor) 값과 상관없이 상승 코사인 필터의 시간 영역 임펄스 응답은 $t = 0$일 때를 제외하고 심볼 주기 T의 배수인 $t = kT$에서 모두 0의 값을 나타낸다. (단, k는 0을 제외한 정수이다.)

② 롤-오프(roll-off) 계수(factor)가 0일 때 상승 코사인 필터의 시간 영역 임펄스 응답은 사각 펄스 모양을 갖는다.

③ 상승 코사인 필터의 주파수 응답 스펙트럼은 롤-오프(roll-off) 계수(factor)가 1일 때 그 대역폭이 가장 작다.

④ 상승 코사인 필터의 시간 영역 임펄스 응답은 코사인 파형에 DC값을 더한 형태를 나타낸다.

정답 1번

출제 포인트

이 문제는 상승 코사인 필터가 zero-ISI를 만족하는 시점과 롤오프 계수에 따라 시간 파형과 대역폭이 어떻게 바뀌는지를 묻는 문제이다.

핵심 개념

상승 코사인 필터는 주파수 영역의 천이대역을 코사인 형태로 만든 Nyquist 펄스 성형 필터이며, 심볼 샘플 시점에서 ISI가 0이 되도록 설계된다.
롤오프 계수 α는 천이대역의 넓이를 정하는 값으로, 점유 대역폭은 $B = \frac{1+\alpha}{2T}$이다.
시간 영역 임펄스 응답은 $h(t) = \mathrm{sinc}(t/T)\frac{\cos(\pi\alpha t/T)}{1-(2\alpha t/T)^2}$ 꼴이므로, $t = 0$을 제외한 $t = kT$에서 0이 되어 zero-ISI 조건을 만족한다.

NoteBase

기출OX 해설집 · 공무원/서울시/7급 · 통신이론 · 2019 · 10월

선지별 해설

① O

상승 코사인 필터는 Nyquist 제1조건을 만족하므로 $t = 0$을 제외한 심볼 간격 $t = kT$에서 임펄스 응답이 0이 된다. 이 성질은 롤오프 계수 값이 달라도 유지되므로 옳다.

② X

틀린 부분은 '시간 영역 임펄스 응답은 사각 펄스 모양'이라는 표현이다. $\alpha = 0$이면 주파수 응답이 이상적인 벽돌형 저역통과가 되고, 시간 영역 임펄스 응답은 sinc 파형이 된다. 올바르게는 $\alpha = 0$일 때 시간 영역 임펄스 응답은 sinc 파형이다.

③ X

틀린 부분은 '롤오프 계수가 1일 때 대역폭이 가장 작다'는 표현이다. 점유 대역폭은 $B = \frac{1+\alpha}{2T}$이므로 α가 커질수록 대역폭도 커진다. 올바르게는 롤오프 계수가 0일 때 대역폭이 가장 작다.

④ X

틀린 부분은 '코사인 파형에 DC값을 더한 형태'라는 표현이다. 상승 코사인 필터의 시간 영역 응답은 단순한 코사인파가 아니라 sinc 항에 코사인 항과 분모 보정항이 곱해진 파형이다. 올바르게는 시간 영역 임펄스 응답이 Nyquist 조건을 만족하는 sinc 기반 파형으로 나타난다.

오답 포인트

②는 주파수 영역의 사각형 응답과 시간 영역의 파형을 뒤바꾸면 쉽게 틀린다. ③은 롤오프가 커지면 천이대역이 완만해지는 대신 전체 대역폭은 넓어진다는 점을 놓치면 반대로 판단하기 쉽다. ④는 'raised cosine'이라는 이름 때문에 시간 파형 자체가 코사인이라고 오해하기 쉬운 선택지이다.

다시 나오면 이렇게 판단

상승 코사인 필터 문제는 먼저 $t = kT$에서 0이 되는 zero-ISI 성질을 확인하고, 다음으로 롤오프 계수 α가 커질수록 대역폭이 커진다는 관계를 대입해 선지를 판단하면 된다. 시간 영역은 sinc 기반, 주파수 영역은 코사인 롤오프로 구분하면 혼동이 줄어든다.

암기 포인트

상승 코사인 필터는 $t = kT$ 영점으로 ISI를 없애고, 롤오프 α가 클수록 대역폭은 커진다.

NoteBase

문 10. 푸리에 변환 $S(f)$가 <보기>와 같이 주어질 때 $s(t)$는? (단, $\delta(t)$는 단위 임펄스함수(unit impulse function), 즉 디락델타함수(Dirac delta function)를 나타낸다.)

<보기>

alignedS(f)&= ∫ _-∞^∞s(t)e^-j2π ftdt\\&=4δ(f+100)+jδ(f+200)+4δ(f-100)-jδ(f-200)aligned

① $s(t) = 8\cos(200\pi t) + 2\sin(400\pi t)$

② $s(t) = 4\cos(200\pi t) + \sin(400\pi t)$

③ $s(t) = 8\cos(100\pi t) - 2\sin(200\pi t)$

④ $s(t) = 4\cos(100\pi t) - \sin(200\pi t)$

정답 1번

출제 포인트

이 문제는 주어진 델타 함수형 푸리에 변환을 역변환하여 시간영역 신호를 복원하는 문제이다.

조건 정리

주어진 값: $S(f) = 4\delta(f+100) + j\delta(f+200) + 4\delta(f-100) - j\delta(f-200)$이다.
구해야 할 값: 시간영역 신호 $s(t)$이다.
주의할 조건: 이 식은 주파수 변수 f를 쓰므로 시간영역 각주파수는 $2\pi f$가 된다.

사용할 공식

역푸리에 변환은
$s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S(f)e^{j2\pi ft}df$
이다.
또한 $\delta(f-f_0)$는 $e^{j2\pi f_0 t}$, $\delta(f+f_0)$는 $e^{-j2\pi f_0 t}$에 대응한다.
이 공식을 쓰는 이유는 $S(f)$가 모두 델타 함수의 선형결합이므로 각 항을 시간영역 복소지수로 바로 옮길 수 있기 때문이다.

NoteBase

기출OX 해설집 · 공무원/서울시/7급 · 통신이론 · 2019 · 10월

계산 과정

1. $4\delta(f-100)+4\delta(f+100)$은
$4e^{j2\pi 100t}+4e^{-j2\pi 100t}=8\cos(200\pi t)$
가 된다.
2. $j\delta(f+200)-j\delta(f-200)$은
$je^{-j2\pi 200t}-je^{j2\pi 200t}=2\sin(400\pi t)$
가 된다.
3. 따라서
$s(t)=8\cos(200\pi t)+2\sin(400\pi t)$
이다.

선지별 해설

① O
- 역변환 결과가 그대로 $8\cos(200\pi t)+2\sin(400\pi t)$이므로 맞다.

② X
- 계수는 맞는 주파수를 썼지만 크기가 절반으로 줄어 있다.
- 틀린 표현은 "4(200π t)+(400π t)"이다.
- 올바르게는 "8(200π t)+2(400π t)"이다.
- $\delta(f-f_0)$와 $\delta(f+f_0)$의 짝을 코사인·사인으로 묶을 때 계수 2가 추가되는 점을 놓치면 이런 오답이 나온다.

③ X
- 계수는 맞지만 주파수가 모두 절반으로 잘못 적혀 있다.
- 틀린 표현은 "(100π t)\"와 \("(200π t)" 부분이다.
- 올바르게는 각각 "(200π t)\"와 \("(400π t)"이다.
- 주파수 변수 f를 각주파수 ω와 혼동하여 $2\pi f$를 πf처럼 처리하면 이런 오답이 나온다.

④ X
- 주파수도 절반으로 틀렸고 계수도 절반으로 줄어 있다.
- 틀린 표현은 "4(100π t)-(200π t)"이다.
- 올바르게는 "8(200π t)+2(400π t)"이다.
- 코사인 짝의 계수 2배와 $2\pi f$ 변환을 모두 놓친 복합 오답이다.

오답 포인트

이 문항의 함정은 델타 함수의 위치 $\pm 100,\ \pm 200$를 시간영역에서 그대로 각주파수처럼 읽는 실수와, 켤레쌍 두 항이 합쳐질 때 코사인·사인의 계수가 2배가 되는 점을 동시에 놓치기 쉽다는 데 있다.

NoteBase

다시 나오면 이렇게 판단

델타 함수형 스펙트럼이 나오면 먼저 $\delta(f-f_0)$, $\delta(f+f_0)$ 짝을 찾고, 다음에 시간영역 지수 $e^{\pm j2\pi f_0 t}$로 옮긴 뒤, 마지막에 오일러 공식으로 코사인·사인으로 묶어 계수와 주파수를 함께 검산한다.

암기 포인트

$\delta(f\pm f_0)$의 짝은 시간영역에서 $2\pi f_0$를 가진 코사인·사인으로 바뀌며, 대칭 두 항이 만나면 계수는 2배가 된다.

NoteBase

문 11. 메시지 신호 $m(t)$를 입력받아, <보기>와 같은 신호를 생성하는 아날로그 변조방식으로 가장 옳은 것은? (단, $\hat{m}(t)$는 $m(t)$의 힐버트 변환을 의미하며, $m(t)$의 대역폭은 양의 상수 f_c보다 매우 작으며, A_c는 양의 상수이다.)

<보기>

$x(t) = m(t)A_c\cos(2\pi f_c t) - \hat{m}(t)A_c\sin(2\pi f_c t)$

① Double Sideband Suppressed Carrier Modulation

② Single Sideband Modulation

③ Vestigial Sideband Modulation

④ Phase Modulation

정답 2번

출제 포인트

힐버트 변환을 이용한 위상천이법 SSB 생성식을 식 형태만 보고 판별하는 문제이다.

조건 정리

주어진 식은 $x(t) = A_c m(t)\cos(2\pi f_c t) - A_c\hat{m}(t)\sin(2\pi f_c t)$이다.
$\hat{m}(t)$는 $m(t)$의 힐버트 변환이다.
$m(t)\cos$ 항과 $\hat{m}(t)\sin$ 항을 결합해 한쪽 측파대만 남기는 위상천이법 구조이다.

사용할 공식

SSB의 위상천이법 생성식은 $x_{SSB}(t) = A_c\{m(t)\cos(2\pi f_c t) \mp \hat{m}(t)\sin(2\pi f_c t)\}$이다.
특히 $m(t) = \cos(2\pi f_m t)$이면 $m(t)\cos(2\pi f_c t) - \hat{m}(t)\sin(2\pi f_c t) = \cos(2\pi(f_c + f_m)t)$가 되어 한쪽 측파대만 남는다.
이 식은 반송파와 두 측파대가 함께 있는 AM이나, 단순히 $m(t)\cos(2\pi f_c t)$만 있는 DSB-SC와 구별된다.

NoteBase

선지별 해설

① X. Double Sideband Suppressed Carrier Modulation은 보통 $A_c m(t)\cos(2\pi f_c t)$처럼 상측파대와 하측파대가 둘 다 생기는 형태이다. 이 식에는 $\hat{m}(t)\sin$ 항이 추가되어 한쪽 측파대를 제거하므로 ①은 틀리다. 틀린 표현은 "Double Sideband"이고, 올바르게는 "Single Sideband"이다.
② O. $m(t)$와 그 힐버트 변환 $\hat{m}(t)$를 직교 반송파 cos , sin에 실어 결합하는 식은 SSB 생성식이다. 부호에 따라 USB 또는 LSB가 정해지며, 제시식은 SSB 변조를 나타내므로 옳다.
③ X. Vestigial Sideband Modulation은 한쪽 측파대를 거의 제거하되 반대쪽 측파대의 일부 흔적을 남기는 방식이다. 제시식은 힐버트 변환을 써서 한쪽 측파대만 남기는 이상적인 SSB 식이므로 ③은 틀리다. 틀린 표현은 "Vestigial"이고, 올바르게는 "완전한 Single Sideband"이다.
④ X. Phase Modulation은 일반적으로 $A_c\cos(2\pi f_c t + k_p m(t))$처럼 메시지 신호가 반송파의 위상을 직접 바꾸는 형태이다. 제시식은 위상변조파 자체가 아니라 SSB를 만들기 위한 직교 결합식이므로 ④는 틀리다. 틀린 표현은 "Phase Modulation"이고, 올바르게는 "Hilbert 변환을 이용한 Single Sideband Modulation"이다.

오답 포인트

$\hat{m}(t)$가 보이면 곧바로 위상변조라고 오해하기 쉽다. 이 문항의 함정은 sin 항이 들어갔다는 표면만 보고 PM으로 가는 것이다. 핵심은 $m(t)$와 $\hat{m}(t)$를 직교 반송파에 실어 한쪽 측파대를 상쇄한다는 점이다.

다시 나오면 이렇게 판단

식에 $m(t)\cos$와 $\hat{m}(t)\sin$가 함께 나오면 먼저 SSB 위상천이법을 떠올린다. 힐버트 변환 항이 없으면 DSB-SC 가능성을 보고, 반송파 위상 안에 $m(t)$가 직접 들어가면 PM으로 판단한다.

암기 포인트

$m\cos \mp \hat{m}\sin$ 형태는 SSB, $m\cos$만 있으면 DSB-SC, $\cos(\omega_c t + k_p m(t))$ 형태는 PM이다.

NoteBase

문 12. 평균 0, 분산 σ^2 $(\sigma > 0)$인 가우시안(Gaussian) 잡음 w가 존재하는 통신 채널에서 송신신호 x에 대한 수신 신호는 $y = x + w$로 표현된다. 'A'와 '-A'로 구성된 2진 신호 전송에서 수신단은 $y > 0$이면 'A', $y \le 0$이면 '-A'로 전송 신호를 판정할 때, 전송 오류확률은? (단, $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_x^\infty e^{-u^2/2}du$, 두 신호의 전송확률은 동일함을 가정한다.)

① $1 - Q\left(\frac{A}{\sigma^2}\right)$
② $Q\left(\frac{A}{\sigma^2}\right)$
③ $Q\left(\frac{A}{\sigma}\right)$
④ $Q\left(\frac{1}{\sigma}\right)$

정답 3번

출제 포인트

이 문제는 가우시안 잡음이 있는 2진 신호 검파에서 오류확률을 표준화해 Q함수 형태로 쓰는 문제이다.

조건 정리

주어진 값: 수신신호는 $y = x + w$, 잡음 $w \sim N(0, \sigma^2)$, 전송신호는 A 또는 $-A$이다.
구해야 할 값: 문턱값 0에서의 전송 오류확률이다.
주의할 조건: 분산이 σ^2이면 표준편차는 σ이므로 Q함수의 인자는 σ^2가 아니라 σ로 나누어 표준화한다.

사용할 공식

오류확률은 조건부 오류확률의 평균으로 쓴다.
$P_e = \frac{1}{2}P(y \le 0 \mid x = A) + \frac{1}{2}P(y > 0 \mid x = -A)$
또한 $w \sim N(0, \sigma^2)$이면 $w/\sigma \sim N(0, 1)$이므로 꼬리확률은 $Q(A/\sigma)$로 표현된다.
이 공식을 쓰는 이유는 수신판정이 $y = 0$을 기준으로 두 신호를 구분하는 문턱검파이기 때문이다.

계산 과정

1. A를 보냈을 때 오류는 $y \le 0$인 경우이므로 $A + w \le 0 \Rightarrow w \le -A$이다.
2. 따라서 $P(y \le 0 \mid x = A) = P(w \le -A) = Q(A/\sigma)$이다. 정규분포의 대칭성으로 $P(w \le -A) = P(w \ge A)$가 된다.
3. $-A$를 보냈을 때 오류는 $y > 0$인 경우이므로 $-A + w > 0 \Rightarrow w > A$이다. 따라서 $P(y > 0 \mid x = -A) = P(w > A) = Q(A/\sigma)$이다.
4. 두 신호의 전송확률이 동일하므로 $P_e = \frac{1}{2}Q(A/\sigma) + \frac{1}{2}Q(A/\sigma) = Q(A/\sigma)$가 된다.

NoteBase

선지별 해설

① X: $1-Q(A/\sigma^2)$는 두 번 틀렸다. 먼저 Q함수 인자는 분산 σ^2가 아니라 표준편차 σ로 나누어야 한다. 또한 오류확률은 꼬리확률 자체이므로 $1-Q(\cdot)$를 붙이지 않는다. 올바르게는 $Q(A/\sigma)$이다.
② X: $Q(A/\sigma^2)$는 분산과 표준편차를 혼동한 식이다. 정규잡음 $N(0,\sigma^2)$를 표준화할 때는 σ로 나누므로 올바르게는 $Q(A/\sigma)$이다.
③ O: A를 보냈을 때도, $-A$를 보냈을 때도 오류사건은 각각 $w \le -A$, $w > A$가 되어 같은 꼬리확률 $Q(A/\sigma)$로 정리된다. 따라서 전송 오류확률은 $Q(A/\sigma)$가 맞다.
④ X: $Q(1/\sigma)$는 문턱값 0과 신호진폭 A의 관계를 빠뜨린 식이다. 오류확률은 잡음 세기뿐 아니라 신호진폭 A에 따라 달라지므로 올바르게는 $Q(A/\sigma)$이다.

오답 포인트

이 문항의 함정은 σ^2가 분산이라는 점을 보고 그대로 분모에 넣는 실수와, Q함수를 보자마자 $1-Q(\cdot)$를 붙이는 실수이다. 또한 선택지 ④처럼 신호진폭 A를 빼먹으면 검파 성능이 신호 세기와 무관한 식이 되어 의미가 달라진다.

다시 나오면 이렇게 판단

가우시안 잡음 검파 문제는 먼저 오류사건을 w에 대한 부등식으로 바꾼 뒤, 그 부등식을 표준정규분포 꼬리확률로 옮겨 쓴다. 분산이 σ^2로 주어지면 Q함수 인자는 반드시 표준편차 σ로 나눈 형태인지 확인하면 된다.

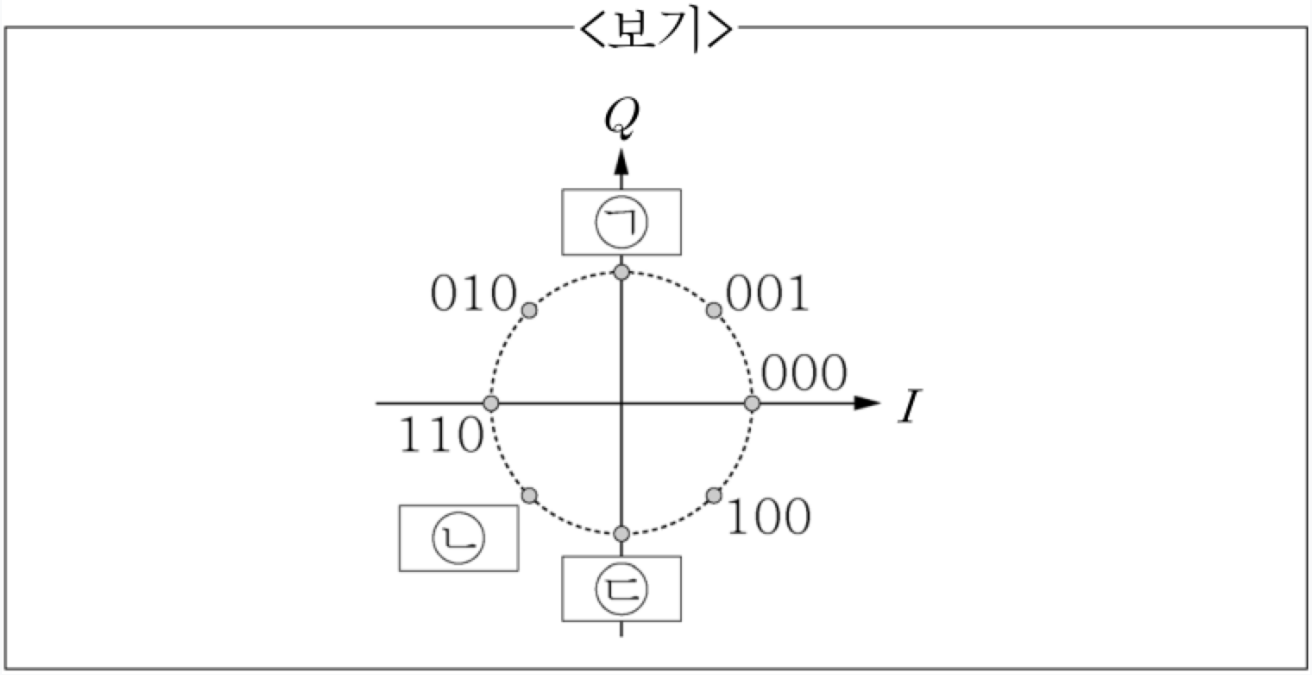
암기 포인트

2진 대칭 검파의 오류확률은 문턱 0 기준으로 $w > A$ 또는 $w < -A$ 꼬리를 세며, 결과는 $Q(A/\sigma)$이다.

NoteBase

문 13. 그레이 코드를 적용한 8-PSK 디지털 변조 방식의 성상도를 나타낸 <보기>에서 빈 칸 ㉠, ㉡, ㉢에 해당하는 것은?

<보기>



① ㉠: 011, ㉡: 101, ㉢: 111

② ㉠: 011, ㉡: 111, ㉢: 101

③ ㉠: 111, ㉡: 101, ㉢: 011

④ ㉠: 111, ㉡: 100, ㉢: 101

정답 2번

출제 포인트

이 문제는 8-PSK 성상도에서 그레이 코드가 인접 심볼끼리 1비트만 달라진다는 규칙을 이용해 빈 비트열을 채우는 문제이다.

NoteBase

선지별 해설

① X

- ㄱ=011은 맞지만 ㄴ=101, ㄷ=111이 틀리다. 110의 다음 인접점은 111이어야 하고 그다음 아래쪽 점은 101이어야 한다. 올바르게는 ㄴ=111, ㄷ=101이다.

② O

- 시계방향으로 000, 001, 011, 010, 110, 111, 101, 100을 배치하면 모든 인접 심볼이 1비트씩만 달라진다. 따라서 ㄱ=011, ㄴ=111, ㄷ=101이 맞다.

③ X

- ㄱ=111로 둔 부분이 틀리다. 001과 010 사이의 윗점은 두 점과 각각 1비트만 달라야 하므로 011이어야 한다. 올바르게는 ㄱ=011이다.

④ X

- ㄱ=111, ㄴ=100이 틀리다. ㄱ은 001, 010과 인접하므로 011이어야 하고, ㄴ은 110과 ㄷ 사이에서 1비트씩만 달라야 하므로 111이어야 한다. 올바르게는 ㄱ=011, ㄴ=111, ㄷ=101이다.

오답 포인트

그레이 코드를 일반 이진수 증가 순서처럼 읽으면 인접 심볼에서 2비트가 동시에 바뀌는 지점이 생긴다. 이 문제의 오답은 ㄱ을 111로 두거나 ㄴ과 ㄷ의 위치를 뒤바꾸어 인접점의 해밍거리 1 조건을 깨뜨리도록 설계되어 있다.

다시 나오면 이렇게 판단

이미 주어진 한 점을 기준으로 원을 따라 한 칸씩 이동하면서 바로 옆 두 심볼과 모두 1비트 차이가 나는 코드를 넣으면 된다. 빈칸 하나는 양옆의 두 코드와 각각 한 자리만 달라야 한다는 조건으로 바로 판별할 수 있다.

암기 포인트

8-PSK 그레이 코드의 대표 순환은 000-001-011-010-110-111-101-100이다.

NoteBase

문 14. AWGN(Additive White Gaussian Noise) 채널의 단일 송수신 안테나 통신에서 송신 전력이 $E = 14[W]$일 때, 통신 속도 6[kbps] 달성을 위해 필요한 최소 주파수 대역폭 $B[Hz]$로 가장 옳은 것은? (단, 수신 잡음의 평균은 0, 평균 전력밀도 $N_0 = 10^{-3}[W/Hz]$이다.)

① $B = 500$

② $B = 600$

③ $B = 2,000$

④ $B = 3,000$

정답 3번

출제 포인트

이 문제는 AWGN 채널의 샤논 용량식으로 목표 전송률 6 kbps를 만족하는 최소 대역폭을 구하는 문제이다.

조건 정리

주어진 값: 송신 전력 14 W, 잡음 전력밀도 $N_0 = 10^{-3}$ W/Hz, 목표 통신 속도 6 kbps이다.
구해야 할 값: 필요한 최소 주파수 대역폭 B이다.
주의할 조건: 잡음전력은 $N = N_0B$이고, 문제는 속도를 만족하는 값 중 최소 대역폭을 묻는다.

사용할 공식

샤논 용량식은 $C = B\log_2\left(1 + \frac{S}{N}\right)$ 이다.
이 문제에서는 $S = 14, N = N_0B = 10^{-3}B$ 이므로 $C = B\log_2\left(1 + \frac{14}{10^{-3}B}\right) = B\log_2\left(1 + \frac{14000}{B}\right)$ 로 놓는다.
이 공식을 쓰는 이유는 AWGN 채널에서 전력과 대역폭이 주어졌을 때 달성 가능한 최대 전송률을 직접 연결하는 식이기 때문이다.

계산 과정

목표 용량을 6000 bps로 두면
$6000 = B\log_2\left(1 + \frac{14000}{B}\right)$
이다.
보기 ③의 $B = 2000$ Hz를 대입하면
$C = 2000\log_2\left(1 + \frac{14000}{2000}\right) = 2000\log_2(8) = 2000 \times 3 = 6000$
이므로 정확히 6 kbps를 만족한다.
따라서 필요한 최소 대역폭은 2000 Hz이다.

NoteBase

선지 판단

1번: X. $B = 500$ Hz이면 $C = 500\log_2(29) \approx 2428$ bps로 6 kbps에 한참 못 미친다. 500 Hz가 아니라 최소 2000 Hz가 필요하다.
2번: X. $B = 600$ Hz이면 $C = 600\log_2(24.333\cdots) \approx 2759$ bps로 역시 부족하다. 600 Hz가 아니라 2000 Hz여야 목표 속도를 만족한다.
3번: O. $B = 2000$ Hz이면 $S/N = 14/(0.001 \times 2000) = 7$ 이고, $C = 2000\log_2(8) = 6000$ bps가 되어 조건을 정확히 만족한다.
4번: X. $B = 3000$ Hz이면 $C = 3000\log_2\left(1 + \frac{14000}{3000}\right) \approx 7507$ bps로 6 kbps는 넘기지만 최소 대역폭은 아니다. 3000 Hz도 가능은 하나 정답으로는 2000 Hz가 맞다.

오답 포인트

대역폭이 커지면 무조건 정답이라고 보면 4번에 끌리기 쉽다. 이 문제는 가능한 대역폭이 아니라 목표 속도를 만족하는 최소 대역폭을 묻기 때문에, 각 보기를 용량식에 넣어 처음으로 6000 bps에 도달하는 값을 찾아야 한다.

다시 나오면 이렇게 판단

AWGN 대역폭 문제는 먼저 $C = B\log_2(1 + S/N)$ 와 $N = N_0B$ 를 결합한 뒤, 보기 값을 대입하여 목표 전송률을 만족하는지 확인한다. 그다음 만족하는 값들 중 가장 작은 대역폭인지까지 한 번 더 비교하면 된다.

암기 포인트

AWGN 채널은 $C = B\log_2(1 + P/(N_0B))$ 이고, 최소 대역폭 문제는 보기 대입 후 목표 용량을 처음 만족하는 값을 고르는 유형이다.

NoteBase

문 15. 신호 $x(t) = \cos(2\pi f_c t) + \{1 + \varepsilon m(t)\}\sin(2\pi f_c t)$를 이상적인 포락선 검출기(envelop detector)에 통과시켰을 때 얻어지는 신호에 가장 가까운 것은? (단, f_c는 1[MHz]이고 $m(t)$는 사람의 음성을 녹음한 신호이며, ε은 모든 t에 대하여 $|\varepsilon m(t)| \ll 1$이 되도록 하는 양의 실수이다.)

① $2 + 2\varepsilon m(t)$

② $1 + \varepsilon m(t)$

③ $\sqrt{2} + \frac{1}{\sqrt{2}}\varepsilon m(t)$

④ $2 + \frac{1}{2}\varepsilon m(t)$

정답 3번

출제 포인트

이 문제는 직교 성분으로 표현된 반송파 신호의 포락선을 구한 뒤, $|\varepsilon m(t)| \ll 1$ 조건에서 1차 근사할 수 있는지를 묻는 문제이다.

조건 정리

주어진 신호는 $x(t) = \cos(2\pi f_c t) + \{1 + \varepsilon m(t)\}\sin(2\pi f_c t)$이다.
이때 cos 성분의 계수는 1이고, sin 성분의 계수는 $1 + \varepsilon m(t)$이다.
이상적인 포락선 검출기의 출력은 두 직교 성분의 크기를 합성한 포락선이며, $|\varepsilon m(t)| \ll 1$이므로 $\varepsilon^2 m^2(t)$ 항은 무시할 수 있다.

사용할 공식

직교 성분 $a(t)\cos(\omega_c t) + b(t)\sin(\omega_c t)$의 포락선은 $\sqrt{a^2(t) + b^2(t)}$이다.
이 문제에서는 $a(t) = 1, b(t) = 1 + \varepsilon m(t)$이므로 이 공식을 그대로 적용할 수 있다.

계산 과정

포락선 $A(t)$는
$A(t) = \sqrt{1^2 + \{1 + \varepsilon m(t)\}^2} = \sqrt{2 + 2\varepsilon m(t) + \varepsilon^2 m^2(t)}$
이다.
$|\varepsilon m(t)| \ll 1$이므로 $\varepsilon^2 m^2(t)$는 2차 미소항이라 버리면
$A(t) \approx \sqrt{2 + 2\varepsilon m(t)}$
이다.
여기서 $\sqrt{2 + x} \approx \sqrt{2} + \frac{x}{2\sqrt{2}}$를 쓰고 $x = 2\varepsilon m(t)$를 대입하면
$A(t) \approx \sqrt{2} + \frac{1}{\sqrt{2}}\varepsilon m(t)$
이 된다.

NoteBase

선지 판단

1번 X: $2+2\varepsilon m(t)$는 포락선의 제곱 안쪽 항 $2+2\varepsilon m(t)$를 그대로 꺼낸 값에 가깝고, 제곱근 처리가 빠져 있다. 올바른 근사는 $\sqrt{2}+\frac{1}{\sqrt{2}}\varepsilon m(t)$이다.
2번 X: $1+\varepsilon m(t)$는 sin 성분의 계수만 본 값이다. cos 성분의 계수 1도 함께 직교 합성해야 하므로 포락선은 $\sqrt{1+(1+\varepsilon m(t))^2}$ 형태가 된다.
3번 O: 포락선의 정확한 식 $\sqrt{2+2\varepsilon m(t)+\varepsilon^2 m^2(t)}$를 1차까지 전개하면 $\sqrt{2}+\frac{1}{\sqrt{2}}\varepsilon m(t)$가 된다.
4번 X: 상수항을 2로 두고 기울기를 $\frac{1}{2}$로 잡은 잘못된 선형화 결과이다. 전개 기준점은 $\sqrt{2}$이므로 상수항도 $\sqrt{2}$, 1차 계수도 $\frac{1}{\sqrt{2}}$가 되어야 한다.

오답 포인트

포락선 자체와 포락선 제곱을 혼동하면 1번처럼 제곱근을 빼먹게 된다. 또 I축과 Q축 성분을 단순히 더하면 2번처럼 되고, $\sqrt{2+x}$의 1차 전개 기준점을 잘못 잡으면 4번처럼 상수항과 계수가 모두 틀어진다.

다시 나오면 이렇게 판단

직교 성분 형태의 변조파가 나오면 먼저 $a(t)$, $b(t)$를 읽고 포락선을 $\sqrt{a^2+b^2}$로 쓴다. 그다음 작은 파라미터가 붙어 있으면 2차항을 버리고 1차 테일러 전개까지 정리하면 된다.

암기 포인트

직교 성분의 포락선은 합이 아니라 $\sqrt{I^2+Q^2}$이며, $\sqrt{2+x}\approx\sqrt{2}+\frac{x}{2\sqrt{2}}$가 기본 근사식이다.

NoteBase

문 16. AWGN 채널에서 동작하는 디지털 변복조 시스템에 대한 설명으로 가장 옳은 것은?

① M-ary 위상 편이 변조(PSK) 시스템에서 동일한 E_b/N_0를 가정할 때, M이 증가하면 비트 오류 확률이 감소한다.

② M-ary 주파수 편이 변조(FSK) 시스템에서 동일한 E_b/N_0를 가정할 때, M이 증가하면 비트 오류 확률도 증가한다.

③ 동일한 평균 심볼 송신 전력을 가정할 때, 16-QAM 변조 기법은 16-PSK 변조 기법과 비교하여 더 낮은 비트 오류 확률을 갖는다.

④ M-ary 변복조 시스템에서 동일한 SNR을 가정할 때, 한 심볼에 해당하는 비트 수 k가 증가하면, E_b/N_0도 증가한다.

정답 3번

출제 포인트

이 문제는 AWGN 채널에서 M-PSK, M-FSK, M-QAM의 오류 성능과 E_s, E_b, N_0의 관계를 비교하는 문제이다.

핵심 개념

- M-PSK: 위상으로 심벌을 구분하는 방식이며, 같은 E_b/N_0에서 M이 커지면 성상도 점 간 최소거리가 줄어 오류 확률이 커진다.
- M-FSK: 주파수로 심벌을 구분하는 방식이며, 직교 신호 기준으로는 같은 E_b/N_0에서 M이 커질수록 전력 효율이 좋아져 오류 확률이 낮아지는 방향으로 본다.
- M-QAM 대 M-PSK: 같은 심벌 전력과 같은 M이면 QAM이 보통 더 큰 최소 유클리드 거리를 확보하여 오류 성능이 더 좋다.
- 심벌당 비트 수 관계: $E_s = kE_b$이므로 같은 E_s/N_0에서는 $E_b/N_0 = (E_s/N_0)/k$가 된다.

NoteBase

선지별 해설

① X: 틀린 부분은 "M이 증가하면 비트 오류 확률이 감소한다"이다. M-PSK는 M이 커질수록 인접 성상도 점 사이의 각거리와 최소거리가 줄어들어 같은 E_b/N_0에서 비트 오류 확률이 오히려 증가한다. 올바르게는 "같은 E_b/N_0에서 M이 증가하면 M-PSK의 비트 오류 확률은 증가한다"이다.
② X: 틀린 부분은 "M이 증가하면 비트 오류 확률도 증가한다"이다. AWGN에서 다루는 직교 M-FSK는 M이 커질수록 전력 효율이 좋아지므로 같은 E_b/N_0에서 오류 확률이 증가한다고 볼 수 없다. 올바르게는 "같은 E_b/N_0에서 M이 증가하면 M-FSK의 오류 성능은 좋아지는 방향으로 본다"이다.
③ O: 같은 평균 심벌 송신 전력을 가정하면 16-QAM은 16-PSK보다 성상도 점의 최소거리를 더 크게 확보할 수 있어 AWGN에서 더 낮은 비트 오류 확률을 갖는다. 따라서 옳은 설명이다.
④ X: 틀린 부분은 "E_b/N_0도 증가한다"이다. 같은 심벌 SNR, 즉 같은 E_s/N_0에서 심벌당 비트 수 k가 증가하면 $E_b = E_s/k$이므로 E_b/N_0는 증가가 아니라 감소한다. 올바르게는 "같은 E_s/N_0에서 k가 증가하면 E_b/N_0는 감소한다"이다.

오답 포인트

모든 변조 방식에서 M이 커지면 무조건 오류 확률이 커진다고 묶어 판단하면 ①과 ②를 함께 틀리기 쉽다. 또한 ④처럼 심벌 에너지와 비트 에너지를 구분하지 않으면 같은 SNR 조건에서 E_s/N_0와 E_b/N_0의 방향을 반대로 판단하기 쉽다.

다시 나오면 이렇게 판단

먼저 비교 기준이 같은 E_b/N_0인지 같은 E_s/N_0인지부터 본다. 그다음 PSK는 M이 커지면 점 간 거리가 줄어 성능이 나빠진다고 보고, 직교 FSK는 전력 효율이 좋아진다고 본다. 마지막으로 심벌과 비트의 관계는 항상 $E_s = kE_b$로 정리하면 된다.

암기 포인트

같은 E_b/N_0에서 PSK는 $M \uparrow \Rightarrow BER \uparrow$, 직교 FSK는 전력 효율이 좋아진다. 같은 E_s/N_0에서는 $k \uparrow \Rightarrow E_b/N_0 \downarrow$이다.

NoteBase

문 17. 0 또는 1을 각각 $\frac{2}{3}$와 $\frac{1}{3}$의 확률로 전송하는 이진 디지털 변조시스템을 고려한다. 복조기(demodulator)는 결정변수(decision variable) R을 생성한 후, R의 값이 어떤 문턱값 η 이상이면 0을 전송한 것으로, 나머지 경우는 1을 전송한 것으로 간주할 때, 복조오류확률을 최소화시키는 문턱값 η의 값은? (단, 0 또는 1이 전송된 경우의 R의 조건부 확률밀도함수는 각각 $f^{(0)}(r) = \frac{\ln 2}{2} 2^{-|r-1|}$, $f^{(1)}(r) = \frac{\ln 2}{2} 2^{-|r+1|}$과 같이 주어진다.)

① $-\frac{1}{2}$

② $-\frac{1}{3}$

③ $-\frac{1}{4}$

④ 0

정답 1번

출제 포인트

이 문제는 사전확률이 다른 두 조건부 확률밀도함수에서 MAP 판정식 $P(0)f^{(0)}(r)$와 $P(1)f^{(1)}(r)$를 비교하여 오류확률을 최소화하는 문턱값 η를 구하는 문제이다.

조건 정리

주어진 값:
- $P(0) = \frac{2}{3}, P(1) = \frac{1}{3}$
- $f^{(0)}(r) = \frac{\ln 2}{2} 2^{-|r-1|}, f^{(1)}(r) = \frac{\ln 2}{2} 2^{-|r+1|}$
- $R \geq \eta$이면 0, $R < \eta$이면 1로 판정한다.

구해야 할 값:
- 오류확률을 최소화하는 문턱값 η

주의할 조건:
- 사전확률이 같지 않으므로 단순히 가운데 값 0을 문턱값으로 두면 최적이 아니다.

사용할 공식

오류확률 최소 판정은 MAP 규칙을 따른다.
$P(0)f^{(0)}(r) \gtrless_{1}^{0} P(1)f^{(1)}(r)$
이 문제는 0과 1의 사전확률이 다르므로 두 밀도만 비교하는 것이 아니라 사전확률을 곱한 값이 같아지는 지점을 결정경계로 잡아야 한다.

NoteBase

계산 과정

1. MAP 경계식을 세우면
$\frac{2}{3} \cdot \frac{\ln 2}{2} 2^{-|r-1|} \gtrless_{1}^{0} \frac{1}{3} \cdot \frac{\ln 2}{2} 2^{-|r+1|}$
이고, 공통항을 약분하면
$2 \cdot 2^{-|r-1|} \gtrless_{1}^{0} 2^{-|r+1|}$
이 된다.
2. 밑이 2인 지수식을 비교하면
$1-|r-1| \gtrless_{1}^{0}-|r+1|$
즉
$|r+1|-|r-1| \gtrless_{1}^{0} 1$
이 된다.
3. 경계가 놓이는 구간 $-1 \leq r \leq 1$에서는
$|r+1|-|r-1|=(r+1)-(1-r)=2r$
이므로
$2r \geq -1$
에서
$r \geq -\frac{1}{2}$
를 얻는다.
4. 따라서 $R \geq -\frac{1}{2}$이면 0, 그보다 작으면 1로 판정할 때 오류확률이 최소이므로 최적 문턱값은 $\eta=-\frac{1}{2}$이다.

선지별 해설

① O
- MAP 경계식을 풀면 $\eta=-\frac{1}{2}$가 나온다. 사전확률까지 반영한 최적 문턱값과 일치하므로 옳다.

② X
- $-\frac{1}{3}$은 경계식 $2r=-1$을 만족하지 않는다. 틀린 표현은 "최적 문턱값이 $-\frac{1}{3}$이다"이고, 올바르게는 "최적 문턱값은 $-\frac{1}{2}$이다"이다.

③ X
- $-\frac{1}{4}$도 MAP 경계식의 해가 아니다. 틀린 표현은 "최적 문턱값이 $-\frac{1}{4}$이다"이고, 올바르게는 "최적 문턱값은 $-\frac{1}{2}$이다"이다.

④ X
- 0은 사전확률을 무시하고 두 밀도의 중심만 본 경우에 해당한다. 이 문항은 0이 더 자주 전송되므로 문턱값이 0보다 왼쪽으로 이동해야 한다. 틀린 표현은 "최적 문턱값이 0이다"이고, 올바르게는 "최적 문턱값은 $-\frac{1}{2}$이다"이다.

NoteBase

오답 포인트

가장 흔한 실수는 사전확률 $\frac{2}{3}, \frac{1}{3}$을 빼고 두 밀도의 중간인 0을 문턱값으로 잡는 것이다. 또 $|r-1|, |r+1|$를 구간 구분 없이 처리하면 부호 실수가 나와 $-\frac{1}{3}$이나 $-\frac{1}{4}$ 같은 오답으로 흐르기 쉽다.

다시 나오면 이렇게 판단

문턱값 최적화 문제는 먼저 $P(s_i)f_i(r)$를 비교하는 MAP 식을 세우고, 절댓값이 있으면 경계가 포함된 구간에서 식을 푼다. 사전확률이 큰 심볼이 있으면 그 심볼을 더 쉽게 선택하는 방향으로 문턱값이 이동한다고 판단하면 된다.

암기 포인트

등사전확률이면 대칭 중심이 경계가 되고, 비등사전확률이면 MAP 경계가 더 자주 나오는 심볼 쪽으로 기운다. 이 문항에서는 0이 더 자주 나오므로 η가 0보다 왼쪽인 $-\frac{1}{2}$가 된다.

NoteBase

문 18. 주기 T[ms], 최대 주파수 $f_{\max}$[kHz]인 연속신호 $x(t)$를 τ[ms]마다 샘플링(sampling)하여 얻어진 이산신호가 $x[n]$이다. 이에 대한 설명으로 가장 옳지 않은 것은?

① $x(t)$의 주파수 표현은 이산신호(discrete signal) 형태로 나타난다.

② $\tau < T < \infty$일 때, $x[n]$은 항상 주기신호이다.

③ $x[n]$에서 $x(t)$를 완벽 복원할 수 있는 이론적 최대 샘플링 주기는 $\frac{1}{2f_{\max}}$[ms]이다.

④ $x[n]$의 주파수 표현은 주기신호 형태로 나타난다.

정답 2번

출제 포인트

이 문제는 주기 연속신호의 주파수 표현, 이산시간신호의 주파수 주기성, 그리고 나이퀴스트 샘플링 조건을 함께 구별하는 문제이다.

핵심 개념

연속시간의 주기신호 $x(t)$는 시간축에서는 연속이지만 주파수축에서는 기본주파수의 정수배에만 성분이 존재하므로 이산선 스펙트럼으로 나타난다.
이산시간신호 $x[n]$는 시간축에서는 이산이지만 주파수축에서는 2π 주기의 주기 스펙트럼으로 나타난다.
완전 복원을 위한 샘플링 조건은 $f_s \geq 2f_{\max}$이며, 이에 대응하는 최대 샘플링 주기는 $\tau_{\max} = \frac{1}{2f_{\max}}$이다.

NoteBase

선지별 해설

① O

연속시간 주기신호는 푸리에급수 형태로 표현되며 주파수축에서는 특정 조화성분만 존재한다. 따라서 $x(t)$의 주파수 표현이 이산적인 선 스펙트럼이라는 설명은 옳다.

② X

틀린 부분은 "항상 주기신호이다"이다. $x[n] = x(n\tau)$가 주기신호가 되려면 연속신호의 주기 T와 샘플링 주기 τ의 비 T/τ가 유리수여야 한다. 단순히 $\tau < T < \infty$라는 조건만으로는 충분하지 않으므로, 올바르게는 "T/τ가 유리수일 때 $x[n]$는 주기신호가 된다"이다.

③ O

완전 복원을 위해서는 샘플링 주파수 f_s가 최소 $2f_{\max}$ 이상이어야 한다. 따라서 최대 샘플링 주기는 $\tau_{\max} = 1/f_s = \frac{1}{2f_{\max}}$이므로 옳다.

④ O

이산시간신호의 주파수 표현은 본질적으로 주기적이다. 정규화 각주파수로는 2π 주기, 실제 주파수축으로는 샘플링 주파수 f_s 주기로 반복되므로 옳다.

오답 포인트

②는 연속신호가 주기적이면 샘플링한 이산신호도 자동으로 주기적이라고 착각하게 만든다. 실제 판단 기준은 $\tau < T$ 여부가 아니라 T/τ가 유리수인지 여부이다.

다시 나오면 이렇게 판단

연속시간과 이산시간의 대응을 분리해서 본다. 연속시간 주기신호는 주파수축에서 이산선 스펙트럼이고, 이산시간신호는 주파수축에서 주기 스펙트럼이다. 또 샘플링 후 시간영역 주기성은 T/τ가 유리수인지로 판단한다.

암기 포인트

주기 $x(t)$는 이산 스펙트럼, 이산 $x[n]$는 주기 스펙트럼, 주기 샘플열 조건은 T/τ 유리수이다.

NoteBase

문 19. 신호 $x(t) = 4\cos\left(\frac{\pi}{6}t\right)$를 임펄스 응답(impulse response)이 $h(\tau) = \delta(2\tau - 4) + \delta(-2\tau - 4)$인 선형시불변(linear time invariant) 시스템에 통과시켰을 때 얻어지는 신호는 $y(t)$이다. 이때, $y(2)$의 값은?

① 1

② 2

③ 3

④ 4

정답 1번

출제 포인트

이 문제는 임펄스 응답의 델타함수를 스케일링하여 합성곱을 계산하고 $y(2)$를 구할 수 있는지를 묻는다.

조건 정리

주어진 값: $x(t) = 4\cos\left(\frac{\pi}{6}t\right)$, $h(\tau) = \delta(2\tau - 4) + \delta(-2\tau - 4)$이다.
구해야 할 값: $y(2)$이다.
주의할 조건: $\delta(2\tau - 4) = \frac{1}{2}\delta(\tau - 2)$, $\delta(-2\tau - 4) = \frac{1}{2}\delta(\tau + 2)$처럼 델타함수의 스케일 계수 $\frac{1}{|a|}$를 반드시 반영해야 한다.

사용할 공식

합성곱은 $y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t-\tau)h(\tau)d\tau$이다.
이 공식을 쓰는 이유: 선형시불변 시스템에서 출력은 입력과 임펄스 응답의 합성곱으로 결정되고, 여기서는 $h(\tau)$가 시프트된 델타함수들의 합이어서 적분이 표본값의 합으로 바로 바뀐다.

계산 과정

1. 임펄스 응답을 표준형으로 바꾸면 $h(\tau) = \frac{1}{2}\delta(\tau - 2) + \frac{1}{2}\delta(\tau + 2)$이다.
2. 따라서 $y(t) = \frac{1}{2}x(t - 2) + \frac{1}{2}x(t + 2)$이다.
3. $t = 2$를 대입하면 $y(2) = \frac{1}{2}x(0) + \frac{1}{2}x(4)$이다.
4. $x(0) = 4\cos 0 = 4$, $x(4) = 4\cos\left(\frac{4\pi}{6}\right) = 4\cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -2$이다.
5. 따라서 $y(2) = \frac{1}{2} \cdot 4 + \frac{1}{2} \cdot (-2) = 2 - 1 = 1$이다.

NoteBase

선지 판단

1번: O. 계산 결과 $y(2) = 1$이므로 맞다.
2번: X. 정답값은 2가 아니라 1이다. $x(0) = 4$만 보고 $\frac{1}{2}x(0) = 2$까지만 계산하고 $\frac{1}{2}x(4) = -1$을 빠뜨리면 나오는 오답이다.
3번: X. 정답값은 3이 아니라 1이다. 델타함수의 스케일 계수 $\frac{1}{2}$를 한 항에만 반영하거나, $x(4)$의 부호를 잘못 처리하면 나올 수 있는 값이다.
4번: X. 정답값은 4가 아니라 1이다. 합성곱 뒤의 두 항 평균을 구하지 않고 $x(0) = 4$를 그대로 답으로 두면 틀린다.

오답 포인트

가장 흔한 실수는 델타함수의 스케일링 $\delta(at - b) = \frac{1}{|a|}\delta\left(t - \frac{b}{a}\right)$을 빼먹는 것이다. 또 $\cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{1}{2}$의 부호를 놓치거나, $x(t - 2)$만 보고 $x(t + 2)$ 항을 누락하면 오답이 된다.

다시 나오면 이렇게 판단

델타함수가 포함된 LTI 문제는 먼저 델타를 표준형으로 바꾸고, 합성곱을 표본값의 합으로 정리한 뒤, 각 표본 시점의 함수값과 스케일 계수를 끝까지 함께 계산하면 된다.

암기 포인트

시프트된 델타의 합성곱은 해당 시점 표본값의 가중합이며, 델타 앞 계수의 역절댓값 $\frac{1}{|a|}$를 반드시 곱한다.

NoteBase

문 20. 직교 주파수 분할 다중접속(OFDM) 시스템에 대한 설명으로 가장 옳은 것은?

① 디지털로 구현하는 OFDM 송신기는 FFT를, 수신기는 IFFT를 주로 사용한다.

② 다중경로 페이딩 채널의 지연 확산(delay spread)이 큰 경우 OFDM의 시간영역 보호구간(CP)을 줄일 필요가 있다.

③ 주파수 분할 다중접속(FDM)과 비교하여 OFDM은 복잡도는 낮지만 주파수영역에서 부반송파 사이의 간섭을 피하기 힘들다.

④ 다중경로 페이딩 채널의 지연 확산(delay spread)이 큰 경우 OFDM의 부반송파 대역폭을 좁게 설정하여야 부반송파 내에서 주파수 선택적 페이딩을 줄일 수 있다.

정답 4번

출제 포인트

이 문제는 OFDM에서 FFT/IFFT의 역할, CP의 방향성, 그리고 지연 확산이 큰 채널에서 부반송파 폭을 어떻게 잡아야 하는지를 묻는 문제이다.

핵심 개념

IFFT/FFT: OFDM 송신기는 주파수영역 심볼을 시간영역 파형으로 바꾸기 위해 IFFT를, 수신기는 시간영역 신호를 부반송파별 주파수성분으로 분해하기 위해 FFT를 사용한다.
CP: CP는 다중경로로 인한 심볼 간 간섭을 줄이는 시간영역 보호구간이므로 지연 확산이 클수록 더 길게 두는 쪽이 맞다.
부반송파 대역폭: 지연 확산이 크면 채널의 결맞음 대역폭이 작아지므로 각 부반송파 대역폭을 더 좁게 잡아 한 부반송파 안에서는 평탄 페이딩에 가깝게 만드는 것이 유리하다.

NoteBase

기출OX 해설집 · 공무원/서울시/7급 · 통신이론 · 2019 · 10월

선지별 해설

① X
디지털 OFDM에서는 송신기에서 IFFT, 수신기에서 FFT를 주로 사용한다. 틀린 표현은 "송신기는 FFT, 수신기는 IFFT"이다. 올바르게는 "송신기는 IFFT, 수신기는 FFT"이다.

② X
지연 확산이 크면 보호구간인 CP를 줄이는 것이 아니라 늘려야 한다. 틀린 표현은 "CP를 줄일 필요가 있다"이다. 올바르게는 "지연 확산이 클수록 CP를 충분히 길게 두어 ISI를 흡수한다"이다.

③ X
OFDM은 부반송파를 직교시키므로 이상적으로는 주파수영역에서 서로 겹쳐 보여도 간섭을 피할 수 있다. 또한 FFT/IFFT 덕분에 구현 복잡도를 낮출 수 있지만, 선지처럼 FDM보다 단순하다고만 단정하거나 "부반송파 사이의 간섭을 피하기 힘들다"고 말하는 것은 틀리다. 틀린 표현은 "간섭을 피하기 힘들다"이다. 올바르게는 "직교 조건이 맞으면 부반송파 간 간섭을 억제할 수 있다"이다.

④ O
지연 확산이 크면 채널의 결맞음 대역폭이 작아지므로 각 부반송파가 차지하는 대역폭을 더 좁게 잡는 것이 맞다. 그러면 한 부반송파 내부에서는 채널 응답이 거의 일정해져 주파수 선택적 페이딩 영향이 줄어든다.

오답 포인트

이 문항은 세 방향을 서로 뒤집어 놓는 방식으로 함정을 만든다. FFT와 IFFT의 송수신 방향을 바꾸고, 지연 확산이 큰데 CP를 줄인다고 바꾸고, OFDM의 직교성을 FDM처럼 비직교인 것처럼 서술하면 헷갈리기 쉽다.

다시 나오면 이렇게 판단

OFDM 관련 선지를 보면 먼저 송신 IFFT, 수신 FFT인지 확인한다. 다음으로 지연 확산이 커질수록 CP는 길어져야 하는지 본다. 마지막으로 결맞음 대역폭이 작아지는 채널에서는 부반송파 대역폭을 더 좁게 잡아 각 부반송파를 평탄 페이딩으로 보이게 하는지 판단한다.

암기 포인트

송신 IFFT, 수신 FFT, 지연 확산 증가이면 CP 증가, 결맞음 대역폭 감소이면 부반송파 폭 감소이다.

NoteBase