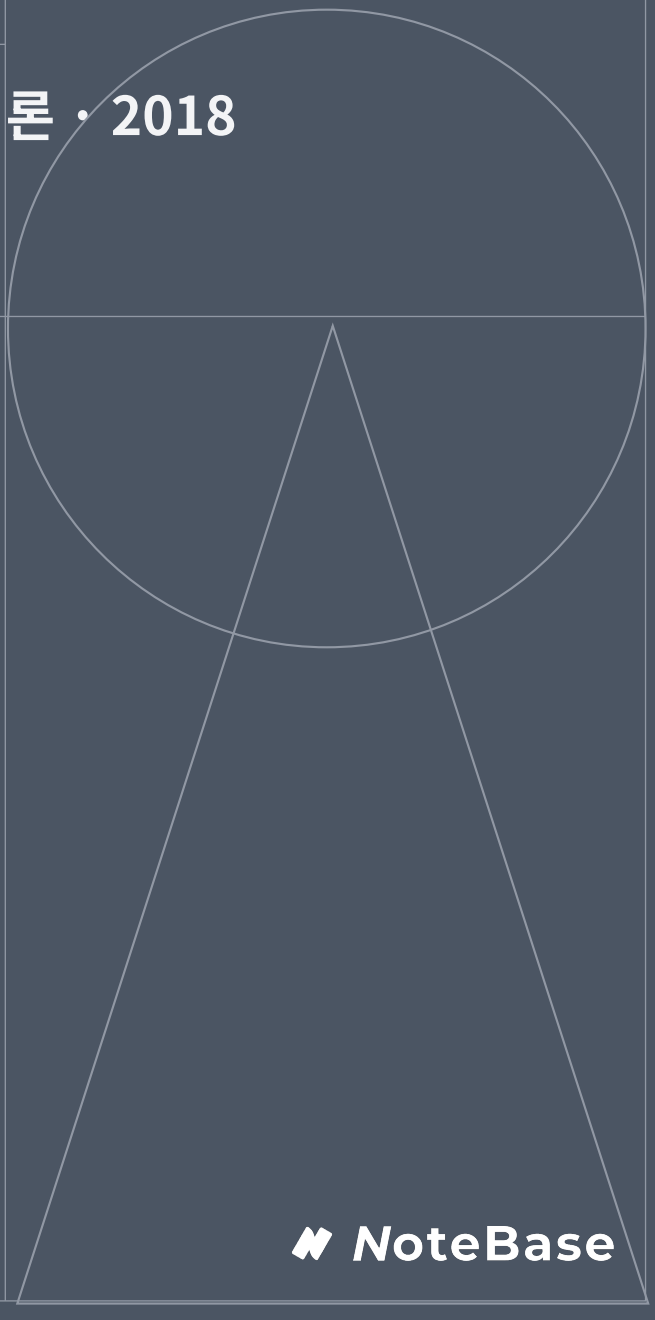
기출OX 해설집

공무원/국회직/9급 · 통신이론 · 2018



NoteBase

기출OX 해설집

공무원/국회직/9급 · 통신이론 · 2018

공무원/국회직/9급 · 통신이론 · 2018

1. 이상적인 저역통과 필터의 차단주파수가 100 Hz이고 통과대역의 크기 이득이 0 dB이다. 이 필터의 입력신호가 $\cos(50\pi t)+2\sin(300\pi t)$일 때 출력신호는?

① 0
② $\cos(50\pi t)$
③ $2\cos(50\pi t)$
④ $2\sin(300\pi t)$
⑤ $\cos(50\pi t)+2\sin(300\pi t)$

정답 2번

출제 포인트

이 문제는 정현파의 각주파수로부터 주파수를 구한 뒤, 이상적인 저역통과 필터의 차단주파수와 비교하여 통과 성분을 판별하는 문제이다.

조건 정리

입력신호는 $\cos(50\pi t) + 2\sin(300\pi t)$이다.
차단주파수는 $f_c = 100Hz$이고, 통과대역 이득은 $0dB$이다.
이상적인 저역통과 필터이므로 $f < 100Hz$인 성분은 통과하고 $f > 100Hz$인 성분은 차단된다.

사용할 공식

정현파의 각주파수와 주파수의 관계는 $\omega = 2\pi f$, 즉 $f = \omega/(2\pi)$이다. 또한 크기 이득은 $20\log_{10}|H| = 0dB$이므로 통과대역에서 $|H| = 1$이다. 각 입력 성분의 실제 주파수를 차단주파수와 비교하고, 통과한 성분의 진폭에는 이득 1을 적용하기 위해 이 관계를 사용한다.

계산 과정

1. $\cos(50\pi t)$의 주파수는 $f_1 = 50\pi/(2\pi) = 25Hz$이다. $25Hz < 100Hz$이므로 이 성분은 통과한다.
2. $2\sin(300\pi t)$의 주파수는 $f_2 = 300\pi/(2\pi) = 150Hz$이다. $150Hz > 100Hz$이므로 이 성분은 차단된다.
3. 통과대역 이득이 1이므로 통과 성분의 진폭은 변하지 않는다. 따라서 출력신호는 $\cos(50\pi t)$이다.

NoteBase

선지 판단

① X — 출력이 0이라는 표현은 틀리다. 25Hz 성분이 통과하므로 올바른 출력은 $\cos(50\pi t)$이다.
② O — 25Hz인 $\cos(50\pi t)$만 통과하고 통과대역 이득이 1이므로 출력과 일치한다.
③ X — 통과 성분의 진폭이 2라는 표현은 틀리다. 0dB는 크기 이득 1이므로 올바른 출력은 $\cos(50\pi t)$이다.
④ X — $2\sin(300\pi t)$가 출력된다는 표현은 틀리다. 이 성분은 150Hz로 차단주파수보다 높아 제거되며, 올바른 출력은 $\cos(50\pi t)$이다.
⑤ X — 두 입력 성분이 모두 출력된다는 표현은 틀리다. 150Hz 성분은 차단되므로 올바른 출력은 $\cos(50\pi t)$이다.

오답 포인트

식에 적힌 50π와 300π는 주파수 f가 아니라 각주파수 ω이다. 이를 각각 50 Hz와 300 Hz로 읽으면 필터 통과 여부를 잘못 판단할 수 있다. 또한 0dB는 신호가 0이 된다는 뜻이 아니라 크기 이득이 1이라는 뜻이다.

다시 나오면 이렇게 판단

각 정현파를 $\cos(2\pi ft)$ 또는 $\sin(2\pi ft)$ 꼴과 비교해 주파수를 먼저 구한 뒤, 각 주파수를 차단주파수와 비교하고 통과대역 이득을 적용한다.

암기 포인트

$\omega = 2\pi f$, 0dB 이득은 1, 이상적 저역통과 필터는 차단주파수보다 낮은 성분만 통과한다.

NoteBase

2. 랜덤 신호 $x(t)$의 자기상관 함수가 $R(\tau)=\delta(\tau)$일 때, 이에 대한 설명으로 옳은 것은? (단, $\tau=t_2-t_1$)

① 전력 스펙트럼 밀도는 전 주파수 구간에서 균일한 값을 갖는다.
② 전력 스펙트럼 밀도는 대역 제한된 형태를 갖는다.
③ 전력 스펙트럼 밀도 값이 주파수에 따라 변화한다.
④ $t_1 \neq t_2$일 때 $x(t_1)$와 $x(t_2)$ 사이의 상관 값은 항상 0보다 크다.
⑤ 자기상관 함수는 모든 τ 값에 대해 동일한 함수 값을 갖는다.

정답 1번

출제 포인트

이 문제는 자기상관함수와 전력 스펙트럼 밀도의 푸리에 변환 관계를 이용하여 백색잡음의 주파수 특성을 판단하는 문제이다.

핵심 개념

전력 스펙트럼 밀도 $S_x(f)$는 자기상관함수 $R(\tau)$의 푸리에 변환이다. 즉, $S_x(f) = \mathcal{F}\{R(\tau)\}$이다.
$R(\tau) = \delta(\tau)$이면 $S_x(f) = 1$이므로 모든 주파수에서 일정하다. 이는 이상적인 백색잡음의 특성이다. 또한 $\tau \neq 0$에서는 $R(\tau) = 0$이므로 서로 다른 시각의 신호값은 상관되지 않는다.

선지별 해설

① O — $\delta(\tau)$의 푸리에 변환은 주파수와 무관한 상수이므로 전력 스펙트럼 밀도는 전 주파수 구간에서 균일한 값을 갖는다.
② X — 틀린 표현은 '대역 제한된 형태'이다. 실제로는 이상적인 백색잡음의 전력 스펙트럼 밀도가 모든 주파수에 걸쳐 일정하므로 대역 제한되지 않는다.
③ X — 틀린 표현은 '주파수에 따라 변화한다'이다. 실제로는 전력 스펙트럼 밀도 값이 주파수와 관계없이 일정하다.
④ X — 틀린 표현은 '항상 0보다 크다'이다. $t_1 \neq t_2$이면 $\tau = t_2 - t_1 \neq 0$이므로 $R(\tau) = \delta(\tau) = 0$이다. 따라서 $x(t_1)$과 $x(t_2)$ 사이의 상관값은 0이다.
⑤ X — 틀린 표현은 '모든 τ 값에 대해 동일한 함수 값을 갖는다'이다. 실제로 $R(\tau) = \delta(\tau)$는 $\tau = 0$에만 충격이 있고 $\tau \neq 0$에서는 0이므로 모든 지연에서 동일하지 않다.

오답 포인트

자기상관함수의 델타 모양을 전력 스펙트럼 밀도에도 그대로 적용하는 것이 함정이다. 시간 지연 영역의 델타 함수는 푸리에 변환하면 주파수 영역의 상수가 되므로, '대역 제한'이나 '주파수에 따른 변화'라는 표현은 성립하지 않는다.

NoteBase

다시 나오면 이렇게 판단

자기상관함수가 주어지면 먼저 이를 푸리에 변환한다. $\delta(\tau) \leftrightarrow 1$의 변환쌍을 적용하여 전력 스펙트럼 밀도가 전 주파수에서 일정한지 판단하고, 서로 다른 시각의 상관은 $\tau \neq 0$에서 자기상관함수의 값을 확인한다.

암기 포인트

지연 영역의 델타는 주파수 영역의 상수이다. $R(\tau) = \delta(\tau)$이면 백색 스펙트럼이고, 서로 다른 시각의 상관값은 0이다.

NoteBase

3. 랜덤변수 X의 확률밀도함수가 $f_X(x)=\frac{1}{\sqrt{\pi}}e^{-(x-1)^2}$ 일 때 X에 대한 설명으로 옳지 않은 것은?

① 평균은 1이다.
② 분산은 0.5이다.
③ X가 양의 값을 가질 확률은 0.5보다 크다.
④ X가 1보다 큰 값을 가질 확률은 X가 0보다 작은 값을 가질 확률보다 작다.
⑤ X는 가우시안 분포를 갖는다.

정답 4번

출제 포인트

주어진 확률밀도함수를 정규분포의 표준형과 비교하여 평균과 분산을 찾고, 정규분포의 대칭성을 이용해 구간별 확률의 크기를 판단하는 문제이다.

조건 정리

주어진 확률밀도함수는 $f_X(x)=\frac{1}{\sqrt{\pi}}e^{-(x-1)^2}$이다.
정규분포의 평균 μ, 분산 σ^2와 중심을 기준으로 한 확률의 크기를 구해야 한다.
지수부의 계수뿐 아니라 앞의 정규화 상수까지 표준형과 비교해야 한다.

사용할 공식

정규분포 $N(\mu,\sigma^2)$의 확률밀도함수는
$f_X(x)=\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}}\exp\left(-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right)$
이다. 주어진 함수가 이 형태이므로 중심에서 μ를, 지수의 분모와 앞의 계수에서 σ^2를 확인할 수 있다. 또한 정규분포는 평균을 중심으로 대칭이므로 $P(X>\mu)=P(X<\mu)=0.5$이다.

계산 과정

1. $(x-\mu)^2=(x-1)^2$이므로 $\mu=1$이다.
2. $2\sigma^2=1$이므로 $\sigma^2=0.5$이다. 이때 $1/\sqrt{2\pi\sigma^2}=1/\sqrt{\pi}$도 일치한다.
3. 평균이 1이므로 $P(X>1)=0.5$이다. 또한 0은 평균보다 왼쪽에 있으므로 $P(X<0)<P(X<1)=0.5$이고, 따라서 $P(X>1)>P(X<0)$이다.

NoteBase

선지 판단

① O — 지수부의 중심이 $x = 1$이므로 평균은 1이다.
② O — 표준형과 비교하면 $2\sigma^2 = 1$이므로 분산은 0.5이다.
③ O — $P(X > 0) = P(X > 1) + P(0 < X \leq 1)$이고 $P(X > 1) = 0.5$이므로 $P(X > 0) > 0.5$이다.
④ X — 'X가 1보다 큰 값을 가질 확률은 X가 0보다 작은 값을 가질 확률보다 작다'는 부분이 틀렸다. 실제로 $P(X > 1) = 0.5$이고 $P(X < 0) < 0.5$이므로, 올바르게는 'X가 1보다 큰 값을 가질 확률은 X가 0보다 작은 값을 가질 확률보다 크다'이다.
⑤ O — 주어진 밀도함수는 정규분포의 확률밀도함수 형태이므로 X는 가우시안 분포를 갖는다.

오답 포인트

④는 평균 1을 기준으로 한 오른쪽 절반의 확률 $P(X > 1) = 0.5$과 평균에서 왼쪽으로 1만큼 떨어진 꼬리확률 $P(X < 0)$을 혼동하게 만든다. 대칭성은 평균으로부터 같은 거리의 구간끼리 적용되므로 $P(X < 0) = P(X > 2)$이지 $P(X > 1)$과 같은 확률이 아니다.

다시 나오면 이렇게 판단

먼저 정규분포 표준형의 $(x-\mu)^2$와 $2\sigma^2$를 비교해 평균과 분산을 찾는다. 그다음 평균을 중심으로 좌우 확률이 각각 0.5임을 기준으로 구간의 포함 관계와 꼬리확률을 비교한다.

암기 포인트

정규분포는 μ를 중심으로 대칭이고, $P(X > \mu) = P(X < \mu) = 0.5$이다. 지수부 $-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}$에서 중심은 평균, 분모는 분산의 2배이다.

NoteBase

4. 통신 채널에서 페이딩이 발생하면 수신 전력이 저하되거나 파형의 일그러짐이 발생하여 통신 오류가 증가한다. 이러한 문제점을 개선하기 위한 방법으로 옳지 않은 것은?

① 송수신 안테나의 수를 증가시킨다.
② 오류 정정 부호 기법을 사용한다.
③ 여러 주파수를 사용하여 송수신한다.
④ 심벌당 비트 수가 큰 변조방식을 사용한다.
⑤ 같은 정보를 반복하여 송신한다.

정답 4번

출제 포인트

이 문제는 페이딩으로 인한 수신 전력 저하와 파형 왜곡을 완화하는 다이버시티·부호화 기법과, 오히려 페이딩에 취약해질 수 있는 고차 변조를 구별하는 문제이다.

핵심 개념

다이버시티는 서로 독립적으로 페이딩되는 여러 신호 경로·주파수·시간 구간을 이용해 모든 신호가 동시에 크게 감쇠할 가능성을 낮추는 기법이다. 오류 정정 부호와 반복 전송은 수신기가 오류를 검출·보정하거나 여러 관측값을 결합할 수 있게 한다. 반면 심벌당 비트 수가 큰 고차 변조는 제한된 신호 공간에 더 많은 심벌을 배치하므로 심벌 사이의 거리가 가까워져 같은 수신 신호 대 잡음비에서 오류에 더 취약하다.

선지별 해설

① O — 송수신 안테나 수를 늘려 공간적으로 서로 다른 전파 경로를 이용하면 공간 다이버시티 이득을 얻을 수 있어 페이딩의 영향을 줄일 수 있다.
② O — 오류 정정 부호는 전송 정보에 여분의 비트를 추가하여 페이딩 때문에 생긴 비트 오류를 수신단에서 정정할 수 있게 한다.
③ O — 여러 주파수로 송수신하면 주파수별 페이딩 특성의 차이를 이용하는 주파수 다이버시티를 얻을 수 있다.
④ X — 틀린 표현은 '심벌당 비트 수가 큰 변조방식을 사용한다'이다. 고차 변조는 심벌 간 거리가 가까워 잡음과 페이딩에 더 민감하므로 페이딩 개선책이 아니다. 올바르게는 심벌당 비트 수가 작은 저차 변조처럼 심벌 간 거리가 더 큰 변조방식을 사용하여 오류 내성을 높인다고 해야 한다.
⑤ O — 같은 정보를 서로 다른 시간에 반복 전송하면 각 전송이 겪는 페이딩이 다를 때 시간 다이버시티 또는 반복 부호화 이득을 얻을 수 있다.

NoteBase

오답 포인트

④의 ‘심벌당 비트 수가 크다’를 전송 효율이 높다는 이유만으로 개선책으로 판단하기 쉽다. 전송 효율과 페이딩 내성은 같은 개념이 아니며, 고차 변조는 일반적으로 같은 오류율을 얻기 위해 더 높은 수신 신호 대 잡음비를 요구한다.

다시 나오면 이렇게 판단

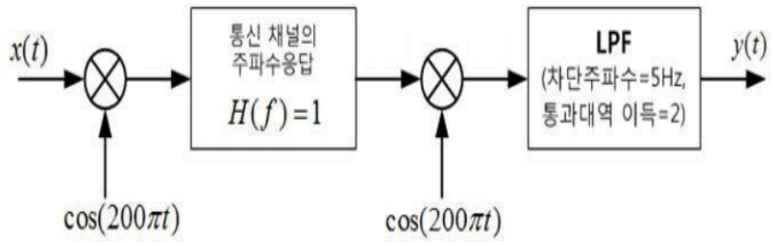
여러 안테나·주파수·시간 구간을 쓰는 선택지는 독립적인 페이딩 표본을 확보하는 다이버시티 기법으로 판단한다. 부호화는 오류 복구 수단으로 판단하고, 변조 차수가 커지는 선택지는 심벌 간 거리가 줄어 오류에 더 민감해지는지 확인한다.

암기 포인트

안테나·주파수·시간의 다양화와 오류 정정은 페이딩을 완화하고, 고차 변조는 전송 효율은 높지만 페이딩과 잡음에는 더 취약하다.

NoteBase

5. 아래의 그림에서 $x(t)=\cos(2\pi t)$가 주어질 때 $y(t)$는? (단, LPF의 차단주파수 = 5 Hz, 통과대역 이득 = 2)



① $0.5\cos(2\pi t)$
② $\cos(2\pi t)$
③ $2\cos(2\pi t)$
④ $4\cos(2\pi t)$
⑤ $2\sin(2\pi t)$

정답 2번

출제 포인트

이 문제는 곱셈기의 주파수 변환 성질과 LPF의 차단주파수·통과대역 이득을 차례로 적용하여 출력 신호를 구하는 문제이다.

조건 정리

주어진 신호: $x(t) = \cos(2\pi t)$, 주파수는 $1Hz$이다.
반송파: $\cos(200\pi t) = \cos(2\pi \cdot 100t)$, 주파수는 $100Hz$이다.
통신 채널: $H(f) = 1$이므로 채널에서 진폭과 위상이 변하지 않는다.
LPF: 차단주파수는 $5Hz$, 통과대역 이득은 2이다.

사용할 공식

곱셈 공식은 다음과 같다.
$\cos A\cos B = \frac{1}{2}\{\cos(A+B) + \cos(A-B)\}$
곱셈기를 통과하면 합주파수와 차주파수 성분이 생기므로, 두 차례의 주파수 변환 뒤 LPF를 통과하는 저주파 성분을 찾는 데 이 공식을 사용한다.

NoteBase

계산 과정

1. 첫 번째 곱셈기의 출력은
$\cos(2\pi t)\cos(200\pi t) = \frac{1}{2}\cos(202\pi t) + \frac{1}{2}\cos(198\pi t)$
이다. 즉, $101Hz$와 $99Hz$ 성분이 각각 진폭 1/2로 생긴다.
2. 채널의 $H(f) = 1$이므로 이 신호가 그대로 두 번째 곱셈기에 들어간다. 다시 $100Hz$ 반송파를 곱하면
$\frac{1}{4}\cos(402\pi t) + \frac{1}{4}\cos(2\pi t) + \frac{1}{4}\cos(398\pi t) + \frac{1}{4}\cos(2\pi t)$
가 된다. 같은 $1Hz$ 성분 두 개를 합치면 $\frac{1}{2}\cos(2\pi t)$이고, 나머지는 $201Hz$와 $199Hz$ 성분이다.
3. 차단주파수 $5Hz$인 LPF는 $1Hz$ 성분만 통과시키고 $199Hz$, $201Hz$ 성분은 제거한다. 통과대역 이득 2까지 적용하면
$y(t) = 2 \cdot \frac{1}{2}\cos(2\pi t) = \cos(2\pi t)$
가 된다.

선지 판단

① X — $0.5\cos(2\pi t)$는 LPF의 통과대역 이득 2를 적용하기 전의 저주파 성분이다. 올바르게는 $\cos(2\pi t)$이다.
② O — 두 번째 곱셈 뒤의 $1Hz$ 성분 $0.5\cos(2\pi t)$에 LPF 이득 2를 곱하면 $\cos(2\pi t)$가 된다.
③ X — $2\cos(2\pi t)$는 두 번의 곱셈에서 생기는 1/2 계수를 반영하지 않고 LPF 이득만 적용한 값이다.
올바르게는 $\cos(2\pi t)$이다.
④ X — $4\cos(2\pi t)$는 곱셈기의 진폭 감소를 무시한 데 더해 LPF 이득 2까지 두 번 적용해야 나오는 값이다.
올바르게는 곱셈 결과의 1/2 계수와 LPF 이득을 각각 정확히 반영한 $\cos(2\pi t)$이다.
⑤ X — 두 곱셈기와 $H(f) = 1$인 채널은 위상을 90° 바꾸지 않으므로 사인파가 되지 않는다. 올바르게는 $\cos(2\pi t)$이다.

오답 포인트

핵심 함정은 LPF가 고주파 성분을 제거하는 기능뿐 아니라 통과대역 신호의 진폭을 2배로 만드는 이득도 가진다는 점이다. 이 이득을 빠뜨리면 ①을 고르고, 곱셈 공식의 1/2 계수를 빠뜨리면 ③을 고르게 된다.

다시 나오면 이렇게 판단

각 곱셈기마다 합주파수와 차주파수를 모두 구하고, LPF의 차단주파수 안에 남는 성분만 추린 다음, 마지막에 통과대역 이득을 한 번 적용한다.

암기 포인트

동일 반송파로 곱셈 변조와 동기 복조를 하면 기저대역 성분에 1/2이 남는다. 이 문제에서는 LPF 이득 2가 이를 보상한다.

NoteBase

6. OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 통신방식에 대한 설명으로 옳지 않은 것은?

① 송신측에서는 보내고자 하는 데이터를 FFT(Fast Fourier Transform) 처리하고, 수신측에서는 수신된 신호를 IFFT(Inverse FFT) 처리하여 원래 신호를 복원한다.

② ACI(Adjacent Channel Interference)에 대비하여 VC(Virtual Carrier)를 사용한다.

③ 부반송파(Subcarrier)의 개수가 많을수록 스펙트럼 효율(Spectrum Efficiency)이 높다.

④ 인접한 부반송파들의 대역이 부분적으로 중첩되지만, 기본적으로 그들간의 직교성(Orthogonality)이 보장되므로 ICI(Inter-Carrier Interference) 문제가 없다.

⑤ ISI(Inter-Symbol Interference)에 대비하여 CP(Cyclic Prefix) 등을 사용한다.

정답 1번

출제 포인트

OFDM의 송수신 변환 방향, 직교성, 가상 반송파와 순환 전치의 역할을 구별하는 문제이다.

핵심 개념

OFDM은 서로 직교하는 여러 부반송파에 데이터를 나누어 전송하는 다중 반송파 방식이다. 송신기는 IFFT로 부반송파별 주파수 영역 심벌을 시간 영역 OFDM 신호로 만들고, 수신기는 FFT로 이를 다시 부반송파별 심벌로 분리한다. VC는 실제 데이터를 싣지 않는 부반송파로 대역 가장자리의 간섭을 줄이며, CP는 심벌 뒤쪽 일부를 앞에 복사해 붙인 보호 구간으로 다중경로에 따른 ISI를 줄인다.

선지별 해설

① X — 송신측에서 FFT, 수신측에서 IFFT를 한다는 변환 방향이 반대이다. 올바르게는 송신측에서 IFFT로 시간 영역 신호를 만들고, 수신측에서 FFT로 원래의 부반송파별 데이터를 복원한다.
② O — VC는 데이터를 싣지 않는 가상 부반송파를 대역 가장자리 등에 두는 방식으로, 인접 채널과의 간섭인 ACI를 줄이는 보호 대역 역할을 한다.
③ O — OFDM은 많은 수의 직교 부반송파를 촘촘하게 배치할 수 있으므로 제한된 대역을 효율적으로 이용할 수 있다.
④ O — 인접 부반송파의 주파수 응답은 부분적으로 겹치지만, 이상적인 동기 조건에서는 각 부반송파의 중심 주파수에서 다른 부반송파 성분이 0이 되도록 직교성이 유지되어 ICI가 발생하지 않는다.
⑤ O — CP는 다중경로 지연 성분이 다음 심벌에 침범하는 영향을 줄여 ISI에 대응한다.

NoteBase

오답 포인트

①은 FFT와 IFFT의 용도를 서로 바꿔 놓은 선지이다. 송신기는 여러 부반송파 성분을 한 개의 시간 영역 파형으로 합성해야 하므로 IFFT를 사용하고, 수신기는 그 파형을 부반송파별 성분으로 분해해야 하므로 FFT를 사용한다.

다시 나오면 이렇게 판단

송신은 주파수 영역의 부반송파 심벌을 시간 영역 파형으로 합성하므로 IFFT, 수신은 시간 영역 파형을 주파수 영역 성분으로 분해하므로 FFT라고 판단한다. 간섭 대책은 ACI에는 VC, ISI에는 CP로 연결한다.

암기 포인트

송신 IFFT · 수신 FFT, ACI에는 VC · ISI에는 CP이다.

NoteBase

7. 다음 보기 중 그레이(Gray) 부호를 올바르게 설명한 것만으로 짝지어 진 것은?

> ㄱ. 연속해서 송신되는 신호들 간의 위상변화를 감소시킨다.
> ㄴ. 평균 비트 오류확률을 감소시킨다.
> ㄷ. 2개 이상의 비트 오류의 발생을 감소시킨다.
> ㄹ. 심벌 오류를 감소시킴으로써 비트 오류도 감소시킨다.

① ㄱ, ㄴ
② ㄱ, ㄷ
③ ㄴ, ㄷ
④ ㄴ, ㄹ
⑤ ㄷ, ㄹ

정답 3번

출제 포인트

이 문제는 그레이 부호가 신호점의 물리적 배치나 심벌 오류확률을 바꾸는 방식이 아니라, 인접 심벌의 비트 표기를 한 비트만 다르게 하여 심벌 오류가 여러 비트 오류로 번지는 것을 줄이는 방식임을 묻는다.

핵심 개념

그레이 부호는 서로 인접한 심벌에 한 비트만 다른 비트열을 배정하는 부호화 방식이다. 수신 심벌이 잡음 때문에 가장 가까운 이웃 심벌로 잘못 판정되더라도 대개 한 비트만 틀리므로 평균 비트 오류확률과 2개 이상 비트가 동시에 틀릴 가능성이 감소한다. 다만 성상도의 신호점 위치나 심벌 간 거리 자체는 바꾸지 않으므로 위상변화나 심벌 오류확률 자체를 감소시키는 것은 아니다. 따라서 ㄴ과 ㄷ이 옳다.

NoteBase

선지별 해설

① X — ㄱ은 틀리고 ㄴ만 옳다. ㄱ의 '신호들 간의 위상변화를 감소시킨다'가 틀린 표현이다. 올바르게는 그레이 부호는 위상변화를 줄이는 것이 아니라 인접 심벌의 비트 표기를 한 비트만 다르게 하여 평균 비트 오류확률을 줄인다.
② X — ㄱ은 틀리고 ㄷ만 옳다. ㄱ의 '위상변화를 감소시킨다'가 틀린 표현이다. 올바르게는 그레이 부호는 성상도의 위상 배치를 바꾸지 않고, 인접 심벌 오판 시 2개 이상 비트 오류가 생기는 것을 줄인다.
③ O — ㄴ과 ㄷ이 모두 옳다. 인접 심벌의 부호가 한 비트만 다르므로 가까운 이웃 심벌로 오판될 때 주로 한 비트 오류만 발생하여 평균 비트 오류확률과 다중 비트 오류의 발생 가능성이 감소한다.
④ X — ㄴ은 옳지만 ㄹ은 틀리다. ㄹ의 '심벌 오류를 감소시킴으로써'가 틀린 표현이다. 올바르게는 심벌 오류확률 자체를 줄이는 것이 아니라, 하나의 심벌 오류가 일으키는 비트 오류 수를 줄여 비트 오류확률을 감소시킨다.
⑤ X — ㄷ은 옳지만 ㄹ은 틀리다. ㄹ의 '심벌 오류를 감소시킨다'가 틀린 표현이다. 올바르게는 심벌 오류가 발생했을 때 여러 비트가 함께 틀리는 것을 줄이는 것이며, 심벌 오류확률 자체는 감소시키지 않는다.

오답 포인트

그레이 부호가 비트 오류확률을 낮춘다는 사실을 '심벌 오류확률도 낮춘다'거나 '실제 위상변화도 줄인다'고 확대 해석하기 쉽다. 그레이 부호는 신호점의 위치를 바꾸는 기술이 아니라 각 신호점에 붙이는 비트 라벨을 바꾸는 기술이다.

다시 나오면 이렇게 판단

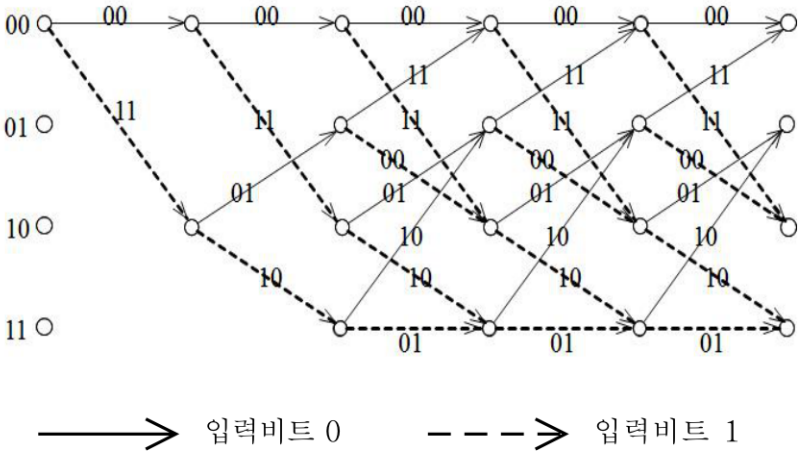
그레이 부호 문제에서는 먼저 '인접 신호점의 비트 차이는 1개'라는 기준을 적용한다. 이로부터 비트 오류 수와 평균 비트 오류확률의 감소는 맞지만, 성상도·위상변화·심벌 오류확률 자체의 감소라는 설명은 틀린 것으로 판단한다.

암기 포인트

그레이 부호는 심벌 오류를 없애는 부호가 아니라, 인접 심벌 오판을 한 비트 오류로 제한하는 부호이다.

NoteBase

8. 다음 트렐리스(Trellis) 다이어그램으로 표현된 길쌈부호기(Convolutional Encoder)에 5-비트 수열이 입력으로 들어가서 만들어진 출력 수열이 수신측에 [11 01 10 01 11]와 같이 도착하였다. 이를 비터비(Viterbi) 복호한 결과는?



① [0 1 1 0 0]
② [0 1 0 0 0]
③ [1 1 1 0 0]
④ [1 0 1 0 0]
⑤ [1 1 0 0 0]

정답 4번

출제 포인트

트렐리스의 각 가지에서 출력 부호와 수신 부호의 해밍거리를 구하고, 누적 거리가 가장 작은 생존 경로를 역추적하여 입력 비트열을 복호하는 문제이다.

조건 정리

수신 부호쌍은 차례대로 [11, 01, 10, 01, 11]이고 초기 상태는 00이다. 실선은 입력 비트 0, 점선은 입력 비트 1을 뜻한다. 각 시각에는 같은 상태로 들어오는 경로 중 누적 해밍거리가 작은 경로만 생존시킨다.

NoteBase

기출OX 해설집 · 공무원/국회직/9급 · 통신이론 · 2018

사용할 공식

가지 거리: $d_H(\mathbf{r}, \mathbf{c}) = \sum_i [r_i \neq c_i]$

경로 메트릭: $M_t(s) = \min_{s'} \{ M_{t-1}(s') + d_H(\mathbf{r}_t, \mathbf{c}(s' \to s)) \}$

비터비 복호는 수신 부호열과 가능한 부호 경로 사이의 해밍거리가 최소인 경로를 최대우도 경로로 선택하므로 이 식을 사용한다.

계산 과정

상태 순서를 (00, 01, 10, 11)로 두면 단계별 최소 누적 메트릭은 다음과 같다.

초기: $(0, \infty, \infty, \infty)$

11 수신 후: $(2, \infty, 0, \infty)$

01 수신 후: $(3, 0, 3, 2)$

10 수신 후: $(1, 2, 1, 3)$

01 수신 후: $(2, 1, 2, 3)$

11 수신 후: $(1, 3, 2, 3)$

최종 최소 메트릭은 상태 00의 1이다. 이 생존 경로를 역추적하면 상태열은 00→10→01→10→01→00이고, 가지의 입력 비트는 [1 0 1 0 0]이다. 이 경로의 출력은 [11, 01, 00, 01, 11]이므로 수신열과 세 번째 부호쌍에서만 1비트가 달라 총 해밍거리는 1이다.

선지 판단

① X — 입력 [0 1 1 0 0]의 출력 경로는 [00, 11, 10, 10, 11]이고 수신열과의 총 해밍거리는 5이다. 최소 메트릭 1이 아니므로 틀리며, 올바른 입력은 [1 0 1 0 0]이다.

② X — 입력 [0 1 0 0 0]의 출력 경로는 [00, 11, 01, 11, 00]이고 총 해밍거리는 8이다. 최소 경로가 아니므로 틀리며, 올바른 입력은 [1 0 1 0 0]이다.

③ X — 입력 [1 1 1 0 0]의 출력 경로는 [11, 10, 01, 10, 11]이고 총 해밍거리는 6이다. 최소 경로가 아니므로 틀리며, 올바른 입력은 [1 0 1 0 0]이다.

④ O — 입력 [1 0 1 0 0]의 출력 경로는 [11, 01, 00, 01, 11]이고 총 해밍거리는 1이다. 모든 최종 상태의 생존 경로 중 메트릭이 가장 작다.

⑤ X — 입력 [1 1 0 0 0]의 출력 경로는 [11, 10, 10, 11, 00]이고 총 해밍거리는 5이다. 최소 경로가 아니므로 틀리며, 올바른 입력은 [1 0 1 0 0]이다.

오답 포인트

첫 수신쌍 11이 입력 1의 출력 11과 일치한다고 해서 이후 비트도 각 시각의 국소 거리만 보고 정하면 안 된다. 비터비 복호에서는 각 상태별 누적 메트릭과 생존 경로를 유지해야 하며, 이 문제에서는 세 번째 수신쌍 10을 출력 00으로 받아 1비트 오류를 허용한 전체 경로가 오히려 최적이다.

NoteBase

다시 나오면 이렇게 판단

초기 상태의 메트릭을 0, 나머지를 ∞로 둔 뒤, 매 시각마다 가지의 해밍거리를 더하고 각 도착 상태에서 더 작은 누적값만 남긴다. 마지막에 최소 메트릭을 가진 상태에서 생존 경로를 역추적하고, 실선은 0, 점선은 1로 읽어 입력열을 복원한다.

암기 포인트

비터비 복호는 '가지 거리 계산 → 상태별 최소 누적값 생존 → 마지막 최소 경로 역추적'의 순서이다.

NoteBase

9. 다음과 같은 확률 또는 빈도수를 갖는 4개의 심벌 $\{x_1, x_2, x_3, x_4\}$로 구성된 알파벳과 그에 대한 코드워드 집합에 대한 설명으로 옳지 않은 것은?

심벌	확률 또는 빈도수	코드워드
x_1	1/2	1
x_2	1/4	01
x_3	1/8	001
x_4	1/8	000

① 평균 코드워드 길이가 7/4로서 알파벳의 엔트로피와 같으므로 최소 평균 코드워드 길이를 갖는 코드이다.

② 어떤 코드워드도 다른 코드워드의 전치(Prefix)가 아니므로 전치부호(Prefix Code)에 속한다.

③ 유일하게 복호가능(Decodable)하다.

④ 위와 같은 코드워드들을 사용하여 부호화된 메시지에 속한 하나의 코드워드를 복호화하기 위해 다음 코드워드를 확인할 필요가 없는 순시(Instantaneous) 부호이다.

⑤ 위와 같은 코드워드들을 사용하여 위 심벌들로 구성된 메시지를 부호화하기 위해서는 연속되는 심벌들 사이에 콤마(Comma) 심벌을 삽입해야 한다.

정답 5번

출제 포인트

확률에 따른 평균 코드워드 길이와 전치부호의 유일 복호성·순시 복호성, 그리고 심벌 구분자의 필요 여부를 판단하는 문제이다.

핵심 개념

평균 코드워드 길이는 각 심벌의 확률과 코드워드 길이의 곱을 모두 더한 값이다.
전치부호는 어느 코드워드도 다른 코드워드의 전치가 아닌 코드이며, 코드워드의 끝을 즉시 알 수 있으므로 별도의 구분자 없이 순시 복호할 수 있다.
전치부호이면 유일 복호 가능하지만, 유일 복호 가능한 모든 부호가 반드시 전치부호인 것은 아니다.

NoteBase

선지별 해설

① O — 평균 코드워드 길이는 $L = \frac{1}{2} \cdot 1 + \frac{1}{4} \cdot 2 + \frac{1}{8} \cdot 3 + \frac{1}{8} \cdot 3 = \frac{7}{4}$이다. 엔트로피도 $H = \sum_i p_i \log_2 \frac{1}{p_i} = \frac{7}{4}$이므로 평균 길이가 엔트로피와 같아 최소 평균 코드워드 길이를 갖는다.

② O — 코드워드 1, 01, 001, 000 가운데 어느 것도 다른 코드워드 전체의 전치가 아니다. 따라서 전치부호이다.

③ O — 전치부호는 수신 비트열을 앞에서부터 하나의 방식으로만 나눌 수 있으므로 유일하게 복호 가능하다.

④ O — 전치부호에서는 현재 코드워드가 끝나는 즉시 해당 심벌을 결정할 수 있으므로 순시부호이다.

⑤ X — 틀린 표현은 '연속되는 심벌들 사이에 콤마 심벌을 삽입해야 한다'이다. 실제로는 전치부호이므로 코드워드 사이에 콤마나 다른 구분 심벌을 삽입하지 않아도 연속 비트열을 순서대로 복호할 수 있다.

오답 포인트

코드워드의 길이가 서로 다르면 경계 표시가 필요하다고 생각하기 쉽다. 그러나 이 코드에서는 짧은 코드워드가 긴 코드워드의 시작 부분과 일치하지 않으므로 경계가 자동으로 결정된다. 또한 '유일 복호 가능'과 '전치부호'를 같은 뜻으로 뒤집어 이해하면 안 된다.

다시 나오면 이렇게 판단

먼저 각 코드워드가 다른 코드워드의 앞부분인지 확인한다. 그런 관계가 없으면 전치부호이므로 구분자 없이 순시 복호 및 유일 복호가 가능하다고 판단한다. 평균 길이는 확률과 코드 길이의 가중합으로 계산하고 엔트로피와 비교한다.

암기 포인트

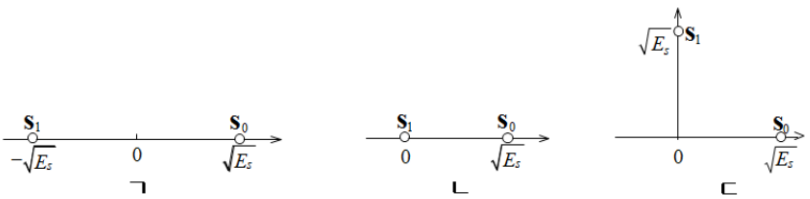
전치 없음 → 구분자 없음 → 즉시 복호 → 유일 복호이다.

NoteBase

10. 다음 성상도(Constellation Diagram)로 표현된 2진 신호 ㄱ, ㄴ, ㄷ에 대한 오류율을 구한 식들로 옳게 짝지어진 것은?

(단, E_s : 심벌 에너지, N_0 : 잡음 스펙트럼 밀도)

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



A. $Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}}\right)$ B. $Q\left(\sqrt{\frac{2E_s}{N_0}}\right)$ C. $Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{2N_0}}\right)$

① ㄱ - A, ㄴ - B, ㄷ - C
② ㄱ - A, ㄴ - C, ㄷ - B
③ ㄱ - C, ㄴ - B, ㄷ - A
④ ㄱ - B, ㄴ - A, ㄷ - C
⑤ ㄱ - B, ㄴ - C, ㄷ - A

정답 5번

출제 포인트

이 문제는 AWGN 환경의 2진 신호에서 두 성상점 사이의 유클리드 거리 d를 구하고, 그 거리를 오류율 공식에 대입하여 각 성상도의 오류율을 판별하는 문제이다.

조건 정리

주어진 값: 심벌 에너지 E_s, 잡음 스펙트럼 밀도 N_0이다.
구해야 할 값: 성상도 ㄱ, ㄴ, ㄷ의 2진 신호 오류율이다.
주의할 조건: 각 성상점의 원점으로부터의 거리가 아니라 두 신호점 사이의 거리 d를 사용한다.

사용할 공식

두 신호점 사이의 유클리드 거리를 d라 하면 2진 신호의 오류율은
$P_e = Q\left(\frac{d}{\sqrt{2N_0}}\right)$
이다. 최적 판정 경계는 두 신호점의 중간에 놓이고, 각 좌표축의 잡음 분산이 $N_0/2$이므로 이 공식을 사용한다.

NoteBase

계산 과정

1. ㄱ은 두 점이 $-\sqrt{E_s}$와 $\sqrt{E_s}$에 있으므로 $d = 2\sqrt{E_s}$이다. 따라서
P_e,ㄱ=Q≤ft((2√(E_s))/(√(2N_0)))=Q≤ft((2E_s)/(N_0))
이므로 B이다.
2. ㄴ은 두 점이 0과 $\sqrt{E_s}$에 있으므로 $d = \sqrt{E_s}$이다. 따라서
P_e,ㄴ=Q≤ft((√(E_s))/(√(2N_0)))=Q≤ft((E_s)/(2N_0))
이므로 C이다.
3. ㄷ은 두 점이 $(\sqrt{E_s}, 0)$과 $(0, \sqrt{E_s})$에 있으므로 피타고라스 정리에 따라 $d = \sqrt{2E_s}$이다. 따라서
P_e,ㄷ=Q≤ft((√(2E_s))/(√(2N_0)))=Q≤ft((E_s)/(N_0))
이므로 A이다.
결과적으로 ㄱ-B, ㄴ-C, ㄷ-A이다.

선지 판단

① X — ㄱ-A, ㄴ-B, ㄷ-C라는 연결은 세 성상도의 거리 계산과 모두 다르다. 올바르게는 ㄱ-B, ㄴ-C, ㄷ-A이다.
② X — ㄴ-C는 맞지만 ㄱ-A와 ㄷ-B가 틀렸다. ㄱ의 거리는 $2\sqrt{E_s}$이므로 B이고, ㄷ의 거리는 $\sqrt{2E_s}$이므로 A이다. 올바르게는 ㄱ-B, ㄴ-C, ㄷ-A이다.
③ X — ㄷ-A는 맞지만 ㄱ-C와 ㄴ-B가 틀렸다. ㄱ은 두 점의 간격이 가장 큰 $2\sqrt{E_s}$이므로 B이고, ㄴ은 간격이 $\sqrt{E_s}$이므로 C이다. 올바르게는 ㄱ-B, ㄴ-C, ㄷ-A이다.
④ X — ㄱ-B는 맞지만 ㄴ-A와 ㄷ-C가 틀렸다. ㄴ의 거리는 $\sqrt{E_s}$이므로 C이고, ㄷ의 거리는 $\sqrt{2E_s}$이므로 A이다. 올바르게는 ㄱ-B, ㄴ-C, ㄷ-A이다.
⑤ O — ㄱ의 오류율은 B, ㄴ의 오류율은 C, ㄷ의 오류율은 A이므로 계산 결과와 정확히 일치한다.

오답 포인트

성상점 하나의 원점으로부터의 거리와 두 성상점 사이의 거리를 혼동하기 쉽다. 특히 ㄷ에서는 각 점의 에너지가 같다는 사실만 보고 ㄱ과 같은 오류율로 판단하면 안 된다. ㄷ의 두 점은 서로 직교하므로 두 점 사이의 거리는 피타고라스 정리로 $\sqrt{2E_s}$가 된다.

다시 나오면 이렇게 판단

각 성상점의 좌표를 먼저 적고, 좌표 차로 유클리드 거리 d를 구한 다음 $P_e = Q(d/\sqrt{2N_0})$에 대입한다. $Q(x)$는 x가 클수록 작아지므로 거리의 크기까지 비교하면 계산 결과를 검산할 수 있다.

암기 포인트

2진 AWGN 오류율은 '원점까지의 거리'가 아니라 '두 신호점 사이의 거리'로 결정된다: $P_e = Q(d/\sqrt{2N_0})$.

NoteBase

11. 16-QAM 변조방식을 사용하는 통신시스템의 전송속도가 100 Mbps일 때 이와 동일한 심벌률(Symbol Rate)을 이용하여 QPSK 변조방식으로 데이터를 전송할 때 전송속도는? (단위: Mbps)

① 200
② 100
③ 50
④ 16
⑤ 4

정답 3번

출제 포인트

이 문제는 변조 방식의 심벌당 비트 수와 심벌률의 관계를 이용하여 QPSK의 전송속도를 구하는 문제이다.

조건 정리

주어진 값: 16-QAM의 전송속도는 $100Mbps$이다.
구해야 할 값: 같은 심벌률을 사용할 때 QPSK의 전송속도이다.
주의할 조건: 16-QAM은 한 심벌에 $\log_2 16 = 4$비트를, QPSK는 한 심벌에 $\log_2 4 = 2$비트를 전송한다.

사용할 공식

$R_b = R_s \log_2 M$
R_b는 비트 전송속도, R_s는 심벌률, M은 변조 심벌의 개수이다. 한 심벌이 $\log_2 M$비트를 나타내므로 이 공식을 사용한다.

계산 과정

1. 16-QAM은 심벌당 4비트이므로 심벌률은 $R_s = 100Mbps/4 = 25Mbaud$이다.
2. QPSK는 심벌당 2비트를 전송한다.
3. 같은 심벌률을 사용하므로 QPSK의 전송속도는 $R_b = 25Mbaud \times 2bit/symbol = 50Mbps$이다.

NoteBase

선지 판단

① X — 200*Mbps*는 QPSK가 16-QAM보다 심벌당 비트 수가 적다는 점과 반대로 전송속도를 2배로 계산한 값이다. 올바르게는 같은 심벌률에서 QPSK의 전송속도는 50*Mbps*이다.
② X — 100*Mbps*는 변조 방식이 바뀌어도 전송속도가 같다고 본 값이다. 올바르게는 심벌률만 같고 심벌당 비트 수가 4비트에서 2비트로 줄므로 50*Mbps*이다.
③ O — 같은 심벌률 25*Mbaud*에서 QPSK는 심벌당 2비트를 보내므로 전송속도는 50*Mbps*이다.
④ X — 16은 16-QAM의 심벌 개수 M이지 QPSK의 전송속도가 아니다. 올바른 전송속도는 50*Mbps*이다.
⑤ X — 4는 16-QAM의 심벌당 비트 수 $\log_2 16$이지 QPSK의 전송속도가 아니다. 올바른 전송속도는 50*Mbps*이다.

오답 포인트

‘동일한 심벌률’을 ‘동일한 전송속도’로 해석하면 ②를 고르게 된다. 심벌률이 같아도 한 심벌이 담는 비트 수가 16-QAM의 4비트에서 QPSK의 2비트로 감소하므로 비트 전송속도는 절반이 된다.

다시 나오면 이렇게 판단

먼저 $\log_2 M$으로 각 변조 방식의 심벌당 비트 수를 구하고, 주어진 비트 전송속도에서 심벌률을 계산한 뒤, 같은 심벌률에 새 변조 방식의 심벌당 비트 수를 곱한다.

암기 포인트

동일한 심벌률에서는 전송속도의 비가 심벌당 비트 수의 비와 같다. 16-QAM은 4비트/심벌, QPSK는 2비트/심벌이므로 QPSK의 전송속도는 16-QAM의 절반이다.

NoteBase

12. 최대 전송 속도가 90 Mbps인 전송로를 이용해 다중화 데이터를 전송하려고 한다. 주파수 대역이 0 ~ 15 kHz로 제한된 신호를 15비트 PCM으로 디지털화할 때 주어진 전송로에 같은 종류의 신호를 최대 몇 채널까지 동시에 전송할 수 있는가?

① 100
② 200
③ 300
④ 400
⑤ 500

정답 2번

출제 포인트

대역 제한 신호의 나이퀴스트 표본화율을 구한 뒤, PCM 한 채널의 비트율과 전송로가 수용할 수 있는 최대 채널 수를 계산하는 문제이다.

조건 정리

주어진 값: 전송로 속도는 $90Mbps$, 신호의 최고 주파수는 $15kHz$, 표본당 비트 수는 $15bit/sample$이다.
구해야 할 값: 같은 종류의 신호를 동시에 보낼 수 있는 최대 채널 수이다.
주의할 조건: 대역이 0 ~ $15kHz$이므로 표본화율은 최고 주파수의 2배 이상이어야 하며, 문제에 별도의 다중화 오버헤드는 주어지지 않았다.

사용할 공식

나이퀴스트 표본화 조건은 $f_s \geq 2B$이다.
PCM 한 채널의 비트율은 $R_b = nf_s$이다.
최대 채널 수는 $N_{max} = \lfloor C/R_b \rfloor$이다.
대역 제한 신호를 원래 정보대로 복원하려면 최고 주파수의 2배 이상으로 표본화해야 하며, 각 표본이 15비트이므로 표본화율에 표본당 비트 수를 곱해 채널당 비트율을 구한다.

계산 과정

1. 최소 표본화율은 $f_s = 2 \times 15kHz = 30ksample/s$이다.
2. 한 채널의 PCM 비트율은 $R_b = 15bit/sample \times 30ksample/s = 450kbps$이다.
3. 전송로 속도를 같은 단위로 바꾸면 $90Mbps = 90{,}000kbps$이다.
4. 최대 채널 수는 $N_{max} = 90{,}000/450 = 200$이다.

NoteBase

선지 판단

① X — 100채널은 전송로 용량의 절반만 사용한 값이다. 채널당 450*kbps*이므로 올바른 최대값은 200채널이다.
② O — 90,000*kbps* ÷ 450*kbps* = 200이므로 전송 가능한 최대 채널 수와 일치한다.
③ X — 300채널에는 450*kbps* × 300 = 135*Mbps*가 필요하여 90*Mbps*를 초과한다. 올바른 최대값은 200채널이다.
④ X — 400채널에는 450*kbps* × 400 = 180*Mbps*가 필요하여 전송로 용량의 2배가 된다. 올바른 최대값은 200채널이다.
⑤ X — 500채널에는 450*kbps* × 500 = 225*Mbps*가 필요하여 90*Mbps*를 초과한다. 올바른 최대값은 200채널이다.

오답 포인트

표본화율을 대역폭 15*kHz*와 같게 두면 안 된다. 나이퀴스트 조건에 따라 먼저 2배인 30*ksample/s*를 구하고, 여기에 표본당 15비트를 곱해야 한다. 또한 *Mbps*와 *kbps*의 단위를 통일한 뒤 나누어야 한다.

다시 나오면 이렇게 판단

PCM 다중화 채널 수 문제는 최고 주파수 확인 → 최소 표본화율 2*B* 계산 → 표본당 비트 수를 곱해 채널당 비트율 계산 → 전송로 비트율을 채널당 비트율로 나누는 순서로 판단한다.

암기 포인트

PCM 채널당 비트율은 '최고 주파수의 2배 × 표본당 비트 수'이며, 최대 채널 수는 '전체 전송률 ÷ 채널당 비트율'이다.

NoteBase

13. 다음 PSK 및 DPSK 방식에 대한 설명으로 옳지 않은 것은?

① PSK 방식에서는 매 심벌의 위상에 데이터를 실어 송신하는 반면 DPSK 방식에서는 연이은 두 심벌의 위상차에 데이터를 실어 보낸다.

② DPSK 방식은 PSK 방식에 비해 송수신측 간의 동기를 정확히 맞출 필요가 없어 복조회로가 간단해질 수 있다.

③ DPSK 방식에서는 수신측에 도착한 심벌의 위상으로부터 바로 전에 도착한 심벌의 위상을 빼서 정보를 추출하는데, 심벌의 위상에 묻어 있는 잡음 간에도 뺄셈이 되어 잡음의 크기도 작아지는 셈이므로 PSK 방식에 비해 오류확률이 좋아진다.

④ 심벌 에너지가 같다면, 심벌당 비트의 개수가 증가할수록 오류확률성능은 나빠진다.

⑤ 심벌 속도(Rate)가 동일할 경우, DPSK 방식의 데이터 전송률은 PSK 방식과 동일하다.

정답 3번

출제 포인트

이 문제는 PSK와 DPSK가 정보를 위상에 담는 방식, 복조 시 필요한 기준 위상, 잡음에 따른 오류 성능의 차이를 묻는 문제이다.

핵심 개념

PSK는 반송파의 절대 위상에 심벌 정보를 대응시키는 방식이므로 수신기가 기준 반송파의 위상을 알아야 하는 동기 검파가 필요하다.

DPSK는 현재 심벌과 직전 심벌의 상대적인 위상 변화에 정보를 대응시키므로 절대 반송파 위상 기준 없이 차동 검파할 수 있다. 다만 두 심벌에 포함된 잡음의 영향까지 함께 받으므로 오류 성능이 동기식 PSK보다 좋아지는 것은 아니다.

NoteBase

선지별 해설

① O — PSK는 각 심벌의 절대 위상에 데이터를 싣고, DPSK는 연속한 두 심벌 사이의 위상차에 데이터를 싣는다.

② O — DPSK의 차동 검파는 절대 반송파 위상을 정확히 복원할 필요가 없으므로 동기식 PSK보다 반송파 복구 회로를 단순화할 수 있다. 다만 심벌 타이밍 동기까지 불필요하다는 뜻은 아니다.

③ X — 틀린 표현은 '잡음 간에도 뺄셈이 되어 잡음의 크기도 작아지므로 PSK에 비해 오류확률이 좋아진다'이다. 실제로 차동 검파는 현재 심벌과 직전 심벌의 잡음 영향을 함께 받으므로 잡음이 단순히 상쇄되지 않으며, 일반적으로 동기 검파 PSK보다 오류 성능이 나쁘다.

④ O — 심벌 에너지가 같을 때 심벌당 비트 수가 증가하면 비트당 에너지는 감소한다. 따라서 같은 잡음 조건에서는 비트 판별이 어려워져 오류 성능이 나빠질 수 있다.

⑤ O — 같은 변조 차수에서 PSK와 DPSK는 모두 한 심벌에 같은 수의 비트를 실으므로, 심벌 속도가 같으면 데이터 전송률도 같다.

오답 포인트

③은 연속 심벌의 위상차를 구하면 잡음도 함께 소거된다고 착각하게 만든다. 차동 검파가 제거하는 것은 일정한 공통 기준 위상의 필요성이며, 각 심벌에 섞인 랜덤 잡음 자체가 아니다.

다시 나오면 이렇게 판단

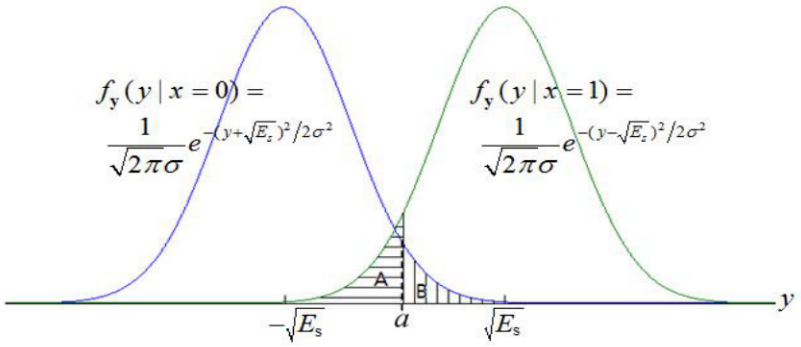
절대 위상을 기준으로 판별하면 PSK, 이전 심벌과의 위상차로 판별하면 DPSK로 구분한다. DPSK는 반송파 위상 복구가 간단하지만 두 심벌의 잡음 영향을 함께 받아 동기식 PSK보다 오류 성능이 우수하지 않다고 판단한다.

암기 포인트

PSK는 절대 위상·동기 검파, DPSK는 위상차·간단한 복조·더 나쁜 오류 성능이다.

NoteBase

14. 다음 그림은 대척신호(Antipodal, 양극성) 방식에서 송신 데이터 x가 0인 경우와 1인 경우에 대한 수신측 정합필터(Matched Filter) 출력 샘플치 y의 확률밀도함수(Probability Density Function) 곡선을 보여 준다. 송신측에서 데이터 0과 1을 보낼 확률이 각각 P_0와 P_1이며, 수신측에서 y값이 문턱값(Threshold) a보다 작으면 송신 데이터를 0으로, a보다 크면 송신 데이터를 1로 판별한다고 한다면 이러한 통신시스템에 대한 설명으로 옳지 않은 것은?



① (수평빗금처진) A부분의 면적은 송신 데이터 1이 보내졌는데 0으로 오인될 확률이다.

② (수직빗금처진) B부분의 면적은 송신 데이터 0이 보내졌는데 1로 오인될 확률이다.

③ 오류확률은 A의 면적과 B의 면적을 더한 것이다.

④ 송신측에서 데이터 0을 보낼 확률 P_0와 데이터 1을 보낼 확률 P_1이 동일하다면 오류확률을 최소화하는 문턱값은 0이다.

⑤ $\sqrt{E_s}/\sigma$가 클수록 오류확률은 작아진다.

정답 3번

출제 포인트

대칭신호 수신기에서 문턱값 *a*를 기준으로 생기는 두 조건부 오류확률과 사전확률을 결합하여 전체 오류확률을 판단하는 문제이다. 그림의 A는 $x = 1$일 때 $y < a$가 되는 영역이고, B는 $x = 0$일 때 $y > a$가 되는 영역이다.

NoteBase

선지별 해설

① O — A는 데이터 1이 전송된 조건에서 수신값이 문턱값보다 작아 0으로 판정되는 영역이다. 따라서 $A = P(y < a \mid x = 1)$인 조건부 오류확률이다.
② O — B는 데이터 0이 전송된 조건에서 수신값이 문턱값보다 커 1로 판정되는 영역이다. 따라서 $B = P(y > a \mid x = 0)$인 조건부 오류확률이다.
③ X — '오류확률은 A의 면적과 B의 면적을 더한 것'이라는 표현이 틀렸다. A와 B는 각각 전송 데이터가 주어진 조건부 오류확률이므로 사전확률로 가중해야 한다. 올바르게는 $P_e = P_1 A + P_0 B$이다.
④ O — $P_0 = P_1$이고 두 조건부 확률밀도함수가 평균 $-\sqrt{E_s}$, $\sqrt{E_s}$에 대해 대칭이며 분산도 같으므로 최소 오류확률 문턱값은 두 평균의 중점인 $a = 0$이다.
⑤ O — $\sqrt{E_s}/\sigma$가 커지면 두 확률밀도함수의 평균 간격이 잡음의 표준편차에 비해 커져 꼬리의 중첩 면적이 감소하므로 오류확률이 작아진다.

오답 포인트

③은 그림의 두 음영 면적이 모두 오류 사건이라는 사실만 보고 그대로 더하게 만드는 함정이다. A와 B는 서로 다른 전송 조건에서의 조건부 확률이므로 전체 오류확률을 구할 때 각각 P_1과 P_0를 곱해야 한다.

다시 나오면 이렇게 판단

먼저 문턱값의 어느 쪽을 0과 1로 판정하는지 확인한다. 그다음 각 확률밀도함수에서 반대쪽 판정 영역을 조건부 오류확률로 잡고, 전체 오류확률은 각 조건부 오류확률에 해당 데이터의 사전확률을 곱해 더한다.

암기 포인트

전체 오류확률은 '조건부 오류확률의 단순합'이 아니라 '사전확률로 가중한 합'인 $P_e = P_1 A + P_0 B$이다.

NoteBase

15. 매 비트당 오류확률(Error Probability)이 1×10^{-12} 이고, 각 비트 오류가 발생할 확률이 통계적으로 서로 독립(Statistically Independent)일 경우 8 비트 중 한군데에서만 오류가 발생할 확률과 가장 근접한 것은?

① 1×10^{-12}

② 8×10^{-12}

③ 1×10^{-6}

④ 8×10^{-6}

⑤ 1×10^{-4}

정답 2번

출제 포인트

비트 오류가 서로 독립일 때 이항분포를 이용하여 8비트 중 정확히 1비트에서만 오류가 발생할 확률을 구하는 문제이다.

조건 정리

주어진 값: 비트당 오류확률은 $p = 1 \times 10^{-12}$이고 비트 수는 $n = 8$이다.
구해야 할 값: 8비트 중 정확히 1비트만 오류가 날 확률이다.
주의할 조건: 각 비트 오류는 통계적으로 서로 독립이며, '오류가 하나 이상'이 아니라 '정확히 1개'인 경우를 계산한다.

사용할 공식

독립인 n개의 비트 중 정확히 k개에서 오류가 발생할 확률은 이항분포에 따라
$P(X = k) = \binom{n}{k} p^k (1-p)^{n-k}$
이다. 8개의 독립된 비트가 각각 오류 또는 정상이라는 두 결과를 가지며 오류확률이 모두 같으므로 이 공식을 사용한다.

계산 과정

정확히 1비트만 오류일 확률은
$P(X = 1) = \binom{8}{1} p(1-p)^7 = 8 \times 10^{-12}(1 - 10^{-12})^7$
이다. p가 매우 작으므로 $(1 - 10^{-12})^7 \approx 1$이고,
$P(X = 1) \approx 8 \times 10^{-12}$
이다. 따라서 가장 가까운 값은 8×10^{-12}이다.

NoteBase

선지 판단

① X — 1×10^{-12}은 특정한 한 비트가 오류일 확률일 뿐, 8개 위치 중 어느 한 곳에서 오류가 날 수 있다는 경우의 수 8을 반영하지 않았다. 올바른 근삿값은 8×10^{-12}이다.
② O — 이항분포로 계산한 $8 \times 10^{-12}(1 - 10^{-12})^{7}$의 가장 가까운 값이 8×10^{-12}이다.
③ X — 1×10^{-6}은 비트당 오류확률 10^{-12}을 잘못 바꾼 값이다. 올바른 근삿값은 8×10^{-12}이다.
④ X — 8×10^{-6}은 경우의 수 8은 반영했지만 비트당 오류확률의 지수를 10^{-12}에서 10^{-6}으로 잘못 사용한 값이다. 올바른 근삿값은 8×10^{-12}이다.
⑤ X — 1×10^{-4}은 주어진 비트당 오류확률과 이항분포 계산에서 나오지 않는다. 올바른 근삿값은 8×10^{-12}이다.

오답 포인트

①처럼 비트당 오류확률 p만 고르면 오류가 발생할 수 있는 8개의 위치를 누락한다. 또한 '정확히 1비트'라는 조건 때문에 나머지 7비트가 정상일 확률 $(1-p)^{7}$도 포함해야 한다. 다만 $p = 10^{-12}$로 매우 작아서 이 항은 거의 1이다.

다시 나오면 이렇게 판단

서로 독립인 n개 중 정확히 k개가 발생하는 문제는 $\binom{n}{k}p^{k}(1-p)^{n-k}$을 적용한다. 희박한 사건에서 정확히 1개가 발생할 확률은 $np(1-p)^{n-1} \approx np$로 빠르게 판단할 수 있다.

암기 포인트

독립인 n개 중 정확히 1개: $np(1-p)^{n-1}$, p가 매우 작으면 약 np이다.

NoteBase

16. 코드 간 최소 해밍 거리(Minimum Hamming Distance)가 5인 이진 디지털 코드북(Binary Digital Codebook)이 일반적으로 수행할 수 있는 오류 검출(Error Detection) 및 오류 정정(Error Correction) 으로 옳지 않은 것은?

① 3-비트 오류 정정
② 4-비트 오류 검출
③ 1-비트 오류 정정과 동시에 1-비트 오류 검출
④ 1-비트 오류 정정과 동시에 2-비트 오류 검출
⑤ 2-비트 오류 정정과 동시에 2-비트 오류 검출

정답 1번

출제 포인트

최소 해밍 거리 $d_{\min}$로부터 검출 가능한 오류 수, 정정 가능한 오류 수, 그리고 오류 정정과 검출을 동시에 수행할 때의 조건을 판단하는 문제이다.

조건 정리

주어진 값: $d_{\min} = 5$
구해야 할 것: 각 선지의 오류 검출·정정 능력이 가능한지 여부
주의할 조건: 단순 검출, 단순 정정, 정정과 검출의 동시 수행은 서로 다른 기준을 적용한다.

사용할 공식

단순 오류 검출: $e_{\text{detect}} \le d_{\min} - 1$
단순 오류 정정: $e_{\text{correct}} \le \left\lfloor \frac{d_{\min} - 1}{2} \right\rfloor$
t비트 오류 정정과 동시에 최대 s비트 오류 검출: $d_{\min} \ge t + s + 1$ (단, $s \ge t$)

해밍 거리가 가까운 두 코드워드의 수신 영역이 겹치지 않아야 오류를 올바르게 정정할 수 있으므로, 정정에는 검출보다 더 큰 최소 거리가 필요하다.

계산 과정

검출 가능한 최대 오류 수는 $5 - 1 = 4$비트이다.
정정 가능한 최대 오류 수는 $\lfloor (5 - 1)/2 \rfloor = 2$비트이다.
동시 수행 조건은 t+s+1≤5인지 확인한다. 따라서 $(t, s) = (1, 1), (1, 2), (2, 2)$는 모두 가능하다.

NoteBase

선지 판단

① X — 3비트 오류 정정에는 d_≥2×3+1=7이 필요하므로 $d_{\min} = 5$인 코드북으로는 불가능하다. 틀린 표현 '3-비트 오류 정정'은 '최대 2-비트 오류 정정'으로 고쳐야 한다.
② O — 단순 오류 검출은 최대 $d_{\min} - 1 = 4$비트까지 가능하다.
③ O — 1비트 정정과 최대 1비트 검출의 동시 수행에는 d_≥1+1+1=3이면 충분하므로 가능하다.
④ O — 1비트 정정과 최대 2비트 검출의 동시 수행에는 d_≥1+2+1=4이면 충분하므로 가능하다.
⑤ O — 2비트 정정과 최대 2비트 검출의 동시 수행에는 d_≥2+2+1=5가 필요하며, 주어진 최소 거리와 일치하므로 가능하다.

오답 포인트

검출 한계 $d_{\min} - 1$을 정정 한계에도 그대로 적용하면 ①을 옳다고 판단하게 된다. 오류 정정은 코드워드 사이의 판정 영역이 겹치지 않아야 하므로 단순 검출보다 엄격하며, $\lfloor (d_{\min} - 1)/2 \rfloor$를 적용해야 한다.

다시 나오면 이렇게 판단

단순 검출은 $d_{\min} - 1$, 단순 정정은 $\lfloor (d_{\min} - 1)/2 \rfloor$, t비트 정정과 최대 s비트 검출의 동시 수행은 $t + s + 1 \le d_{\min}$ 순서로 판정한다.

암기 포인트

최소 거리 5인 코드는 최대 4비트 검출, 최대 2비트 정정이 가능하다. 동시 수행은 '정정 수 + 검출 수 + 1'을 최소 거리와 비교한다.

NoteBase

17. 이진 신호 X가 0과 1이 될 확률이 각각 p와 $q=1-p$일 때 평균 정보량(엔트로피)을 최대로 하는 p의 값은? (단, $\log_2 3 \approx 1.6$)

① $p=0$

② $p=\frac{1}{4}$

③ $p=\frac{1}{2}$

④ $p=\frac{3}{4}$

⑤ $p=1$

정답 3번

출제 포인트

이 문제는 0과 1을 내는 이진 신호의 평균 정보량인 이항 엔트로피가 두 신호의 발생 확률이 같을 때 최대가 된다는 성질을 묻는다.

조건 정리

주어진 확률은 $P(X=0)=p$, $P(X=1)=q=1-p$이다. 구해야 할 값은 평균 정보량을 최대로 하는 p이다. 확률 조건에 따라 $0 \le p \le 1$이며, q는 p에 종속된다.

사용할 공식

이진 신호의 평균 정보량은 이항 엔트로피 공식으로 구한다.
$H(X) = -p\log_2 p - (1-p)\log_2 (1-p)$
이 공식을 쓰는 이유는 신호 0과 1의 자기정보량을 각각의 발생 확률로 가중평균한 값이 평균 정보량이기 때문이다. 이 함수는 p=12를 중심으로 대칭인 오목함수이다.

계산 과정

엔트로피 함수의 도함수는 다음과 같다.
$H'(p) = \log_2 \frac{1-p}{p}$
극값 조건 $H'(p)=0$을 적용하면
_2(1-p)/(p)=0 ⇒ (1-p)/(p)=1 ⇒ p=12
또한 $H''(p) < 0$이므로 이 값에서 최대가 되며, 최대 엔트로피는 $H(X)=1$비트이다.

NoteBase

선지 판단

① X — $p = 0$이면 한 신호만 확실하게 발생하여 $H(X) = 0$이다. 틀린 값 $p = 0$이 아니라, 최대가 되는 값은 p=12이다.
② X — p=14이면 q=34이고, 주어진 $\log_2 3 \approx 1.6$을 사용하면 $H(X) \approx 0.8$비트로 최대값 1비트보다 작다. 틀린 값 p=14이 아니라, 최대가 되는 값은 p=12이다.
③ O — p=12이면 q=12로 두 신호가 같은 확률로 발생하며, $H(X) = 1$비트로 최대가 된다.
④ X — p=34이면 q=14이고, 엔트로피의 대칭성에 따라 p=14일 때와 같은 약 0.8비트이다. 틀린 값 p=34이 아니라, 최대가 되는 값은 p=12이다.
⑤ X — $p = 1$이면 한 신호만 확실하게 발생하여 $H(X) = 0$이다. 틀린 값 $p = 1$이 아니라, 최대가 되는 값은 p=12이다.
따라서 평균 정보량을 최대로 하는 값은 p=12이므로 정답은 3번이다.

오답 포인트

주어진 $\log_2 3 \approx 1.6$ 때문에 p=14 또는 p=34의 엔트로피를 반드시 계산해야 한다고 생각하기 쉽다. 그러나 최대화 문제에서는 이항 엔트로피의 대칭성과 오목성을 이용하면 두 확률이 같은 p=q=12를 바로 찾을 수 있다.

다시 나오면 이렇게 판단

이진 신호의 평균 정보량을 최대화하는 문제에서는 먼저 두 발생 확률이 같아지는 조건을 세운다. 즉 $p = 1 - p$를 풀어 p=12를 얻고, 이때 엔트로피가 1비트로 최대임을 확인한다.

암기 포인트

이항 엔트로피는 두 결과가 똑같이 불확실한 p=q=12일 때 최대 1비트이고, 한 결과가 확실한 $p = 0$ 또는 $p = 1$일 때 0비트이다.

NoteBase

18. 주파수가 5 kHz인 정현파 신호를 100 MHz의 반송파로 주파수 변조하여 최대 주파수편이가 100 kHz가 되었다고 할 때 발생된 FM 신호의 대역폭과 변조지수는?

① 대역폭: 210 kHz, 변조지수: 10
② 대역폭: 210 kHz, 변조지수: 20
③ 대역폭: 220 kHz, 변조지수: 10
④ 대역폭: 220 kHz, 변조지수: 20
⑤ 대역폭: 220 kHz, 변조지수: 40

정답 2번

출제 포인트

FM의 변조지수와 Carson 법칙에 따른 대역폭을 계산하는 문제이다.

조건 정리

주어진 값: 변조신호 주파수 $f_m = 5kHz$, 최대 주파수편이 $\Delta f = 100kHz$이다.
구해야 할 값: 변조지수 β와 FM 신호의 대역폭 B_T이다.
주의할 조건: 반송파 주파수 $100MHz$는 변조지수와 Carson 대역폭 계산에 직접 사용하지 않는다.

사용할 공식

변조지수는
$\beta = \frac{\Delta f}{f_m}$
이고, Carson 법칙에 따른 FM 대역폭은
$B_T = 2(\Delta f + f_m)$
이다. 최대 주파수편이와 변조신호의 최고 주파수가 주어졌으므로 이 두 공식을 사용한다.

계산 과정

1. 변조지수는
$\beta = \frac{100kHz}{5kHz} = 20$
이다.
2. 대역폭은
$B_T = 2(100kHz + 5kHz) = 210kHz$
이다.
3. 따라서 대역폭 $210kHz$, 변조지수 20인 ②가 맞다.

NoteBase

선지 판단

① X — 대역폭 210kHz는 맞지만 변조지수 10이 틀리다. 올바른 변조지수는 100/5 = 20이다.
② O — Carson 법칙으로 구한 대역폭이 210kHz이고 변조지수가 20이므로 두 값이 모두 맞다.
③ X — 대역폭 220kHz와 변조지수 10이 모두 틀리다. 올바르게는 대역폭 210kHz, 변조지수 20이다.
④ X — 변조지수 20은 맞지만 대역폭 220kHz가 틀리다. 올바른 대역폭은 $2(100+5)=210kHz$이다.
⑤ X — 대역폭 220kHz와 변조지수 40이 모두 틀리다. 올바르게는 대역폭 210kHz, 변조지수 20이다.
계산 결과 대역폭은 210kHz, 변조지수는 20이므로 정답은 2번이다.

오답 포인트

Carson 법칙에서 전체 대역폭은 최대 주파수편이와 변조신호 주파수의 합을 2배 한 값이다. $2\Delta f + f_m$로 잘못 계산하면 205kHz가 되고, $2(\Delta f + 2f_m)$처럼 변조신호 주파수를 중복하면 220kHz가 된다. 또한 변조지수는 $\Delta f/f_m$이므로 분자와 분모를 정확히 구분한다.

다시 나오면 이렇게 판단

FM 계산에서는 먼저 Δf와 f_m을 구분한 뒤 $\beta = \Delta f/f_m$, $B_T = 2(\Delta f + f_m)$를 각각 적용하고 단위를 검산한다. 반송파 주파수는 이 두 계산에 직접 넣지 않는다.

암기 포인트

FM은 '변조지수는 편이 나누기 신호, Carson 대역폭은 편이와 신호를 더해 2배'로 정리된다.

NoteBase

19. 이진 디지털 통신 시스템에서는 송신측에서 0 또는 1에 해당하는 신호를 전송하고, 수신측에서는 수신된 신호로부터 이진 정보가 0인지 1인지를 판단한다. 송신 데이터가 0일 확률과 1일 확률은 각각 0.8과 0.2로 가정한다. 잡음의 영향으로 0을 전송하였는데 수신기가 1로 오판할 확률은 0.1이며, 반대로 1을 전송하였는데 수신기가 0으로 오판할 확률도 동일하게 0.1로 가정한다. 어떤 수신 신호를 1로 판단하였을 때 실제로 송신측에서 1을 전송하였을 확률은?

① $\frac{9}{34}$

② $\frac{9}{26}$

③ $\frac{9}{17}$

④ $\frac{9}{13}$

⑤ $\frac{9}{10}$

정답 4번

출제 포인트

수신 신호가 1이라는 조건에서 실제 송신 신호가 1일 사후확률을 베이즈 정리로 구하는 문제이다.

조건 정리

송신 신호를 T, 수신 신호를 R이라 한다.

주어진 값: $P(T=0)=0.8$, $P(T=1)=0.2$, $P(R=1 \mid T=0)=0.1$, $P(R=0 \mid T=1)=0.1$이다.

따라서 $P(R=1 \mid T=1)=1-0.1=0.9$이다.

구해야 할 값은 $P(T=1 \mid R=1)$이다.

주의할 조건은 송신 확률이 서로 다르므로 사전확률 0.8과 0.2를 반드시 반영해야 한다는 점이다.

사용할 공식

베이즈 정리를 적용하면

$P(T=1 \mid R=1)=\frac{P(R=1 \mid T=1)P(T=1)}{P(R=1)}$

이고, 전체확률법칙에 따라

$P(R=1)=P(R=1 \mid T=1)P(T=1)+P(R=1 \mid T=0)P(T=0)$

이다. 수신 신호 1은 실제로 1을 보낸 경우와 실제로 0을 보냈지만 오판한 경우에 모두 발생할 수 있으므로 두 경로의 확률을 합해 분모를 만든다.

NoteBase

계산 과정

1. 실제로 1을 보내고 1로 수신할 확률은 $0.2 \times 0.9 = 0.18$이다.
2. 실제로 0을 보냈지만 1로 수신할 확률은 $0.8 \times 0.1 = 0.08$이다.
3. 1로 수신할 전체 확률은 $0.18 + 0.08 = 0.26$이다.
4. 따라서
$P(T = 1 \mid R = 1) = \frac{0.18}{0.26} = \frac{18}{26} = \frac{9}{13}$
이다.

선지 판단

① X — $\frac{9}{34}$는 계산값 $\frac{9}{13}$과 다르다. 올바르게는 수신 신호가 1인 두 경로의 확률 0.18과 0.08을 분모에 합하여 $\frac{9}{13}$으로 고쳐야 한다.
② X — $\frac{9}{26}$은 분자 0.18을 제대로 반영하지 않은 값이다. 올바르게는 $\frac{0.18}{0.26} = \frac{18}{26} = \frac{9}{13}$이다.
③ X — $\frac{9}{17}$은 수신 신호가 1일 전체확률 0.26을 분모로 사용하지 않은 값이다. 올바르게는 $\frac{9}{13}$이다.
④ O — $P(T = 1 \mid R = 1) = \frac{0.2 \times 0.9}{0.2 \times 0.9 + 0.8 \times 0.1} = \frac{9}{13}$이므로 계산 결과와 일치한다.
⑤ X — $\frac{9}{10}$은 실제로 1을 보냈을 때 1로 수신할 조건부확률 0.9일 뿐, 1로 수신했을 때 실제로 1을 보냈을 사후확률이 아니다. 올바르게는 사전확률과 두 수신 경로를 반영한 $\frac{9}{13}$이다.

오답 포인트

가장 큰 함정은 $P(R = 1 \mid T = 1) = 0.9$와 문제에서 묻는 $P(T = 1 \mid R = 1)$을 뒤바꾸는 것이다. 또한 오판 확률이 양방향 모두 0.1이더라도 송신 확률이 0.8과 0.2로 다르므로, 사전확률을 생략하면 안 된다.

다시 나오면 이렇게 판단

조건의 방향을 먼저 확인한 뒤, '원인과 관측이 함께 일어날 확률'을 분자에 두고 '그 관측이 발생하는 모든 경로의 확률 합'을 분모에 둔다. 이 문제에서는 분자가 0.2×0.9, 분모가 $0.2 \times 0.9 + 0.8 \times 0.1$이다.

암기 포인트

사후확률은 '원인과 관측의 결합확률 ÷ 관측의 전체확률'이다. 즉, P(원인 관측)=(P(관측 원인)P(원인))/(P(관측))이다.

NoteBase

20. 이동통신에 대한 설명으로 옳지 않은 것은?

① 단위 면적당 사용자 수를 늘리기 위해서는 셀(cell)의 크기를 작게 하여 셀 개수를 늘려야 한다. (단, 모든 셀은 채널수가 같다고 가정한다.)

② FDD 방식은 기지국과 단말기에서 사용하는 송수신 주파수 채널을 분리한다.

③ 셀룰러 통신망은 이동통신에서 서비스 지역을 셀의 형태로 나누어 기지국을 설치하고 다수의 기지국을 연결해 제어하는 방식이다.

④ 가입 통신사업자의 서비스 지역을 벗어나 다른 통신사업자의 서비스 지역으로 이동한 단말기에 대한 서비스를 로밍이라고 한다.

⑤ 통화중이던 이동 단말기가 인접한 다른 기지국으로 이동할 때 이전 기지국과의 연결 단절 후, 인접 기지국에서 연결하는 방법을 소프트 핸드오버라고 한다.

정답 5번

출제 포인트

이 문제는 셀룰러 이동통신의 셀 구성, FDD, 로밍, 핸드오버 개념을 구별하는 문제이다. 특히 기존 기지국과의 연결을 끊는 시점에 따라 하드 핸드오버와 소프트 핸드오버를 구분해야 한다.

핵심 개념

셀룰러 통신망은 서비스 지역을 여러 셀로 나누고 각 셀에 기지국을 두어 이동 단말에 통신 서비스를 제공하는 망이다.
FDD는 상향 링크와 하향 링크에 서로 다른 주파수 채널을 배정하는 방식이다.
로밍은 가입 사업자의 서비스 지역 밖에서도 다른 사업자의 망을 이용해 서비스를 계속 받게 하는 기능이다.
하드 핸드오버는 기존 연결을 끊은 뒤 새 기지국에 연결하는 방식이고, 소프트 핸드오버는 기존 연결을 유지한 채 새 기지국과 먼저 연결한 다음 기존 연결을 해제하는 방식이다.

NoteBase

선지별 해설

① O — 모든 셀의 채널 수가 같다면 셀 크기를 줄일수록 같은 면적에 더 많은 셀을 배치할 수 있고 주파수 재사용 횟수가 늘어나므로 단위 면적당 수용 가능한 사용자 수가 증가한다.
② O — FDD는 기지국과 단말기의 송신 방향인 상향 링크와 수신 방향인 하향 링크에 서로 다른 주파수 채널을 사용하여 송수신을 분리한다.
③ O — 셀룰러 통신망은 서비스 지역을 셀 단위로 나누고 각 셀에 기지국을 설치하며, 제어 장치가 여러 기지국을 연결·관리하여 이동통신 서비스를 제공한다.
④ O — 로밍은 가입한 통신사업자의 서비스 지역을 벗어난 단말기가 다른 통신사업자의 망을 이용하여 서비스를 계속 받는 것을 말한다.
⑤ X — 틀린 표현은 '이전 기지국과의 연결 단절 후, 인접 기지국에서 연결하는 방법을 소프트 핸드오버라고 한다'이다. 기존 기지국과의 연결을 먼저 끊고 새 기지국에 연결하는 방식은 하드 핸드오버이다. 올바르게는 소프트 핸드오버는 기존 기지국과의 연결을 유지하면서 인접 기지국과도 연결한 뒤 기존 연결을 해제하는 방식이다.

오답 포인트

⑤의 함정은 소프트 핸드오버와 하드 핸드오버의 연결 순서를 바꾼 데 있다. '단절 후 연결'은 끊고 나서 바꾸는 하드 핸드오버이고, '새 연결 후 기존 연결 해제'는 연결이 겹치는 소프트 핸드오버이다.

다시 나오면 이렇게 판단

핸드오버 선지는 기존 연결과 새 연결이 동시에 유지되는 구간이 있는지를 확인한다. 동시 연결 구간이 있으면 소프트 핸드오버이고, 기존 연결을 먼저 끊으면 하드 핸드오버이다.

암기 포인트

하드는 끊고 연결하며, 소프트는 연결하고 끊는다.

NoteBase