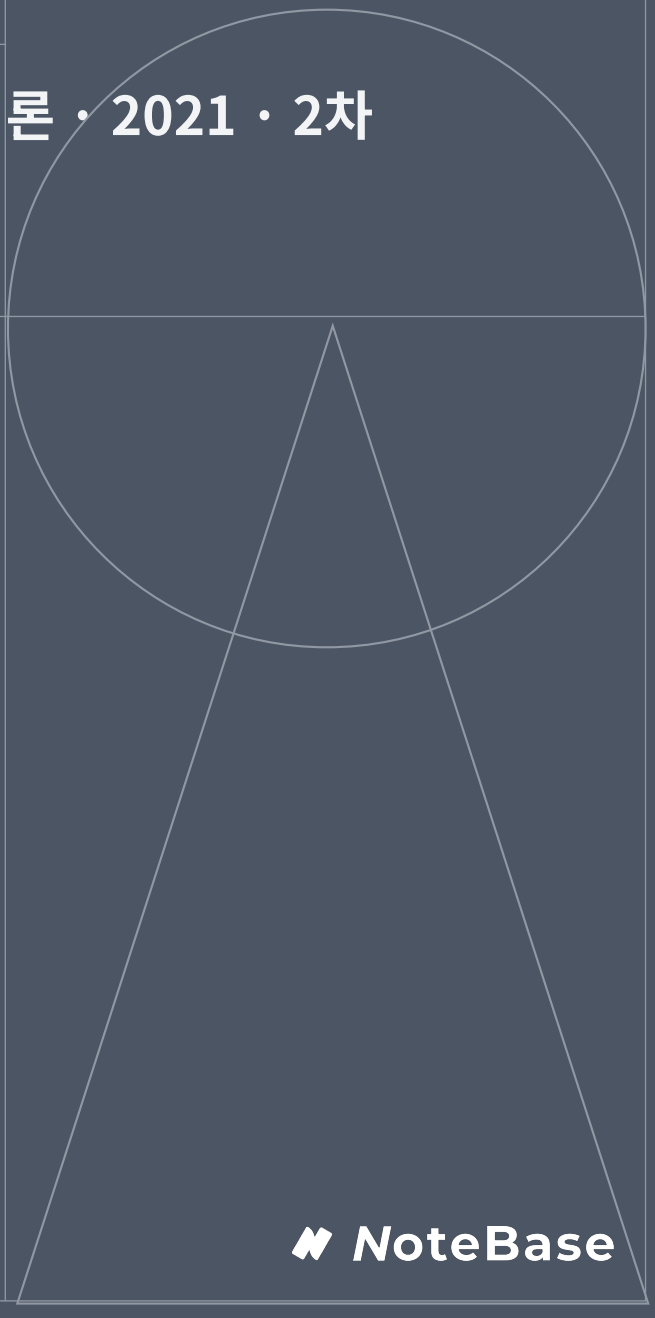
기출OX 해설집

공무원/국가직/7급 · 통신이론 · 2021 · 2차



NoteBase

기출OX 해설집

공무원/국가직/7급 · 통신이론 · 2021 · 2차

공무원/국가직/7급 · 통신이론 · 2021 · 2차

문 1. 신호 $x(t)$에 대한 푸리에 변환을 $X(f)$라고 정의하고 $x(t) \leftrightarrow X(f)$로 표기할 때, 푸리에 변환의 성질로 옳은 것만을 모두 고르면?

ㄱ. $x(t-t_0) \leftrightarrow X(f)e^{-j2\pi ft_0}$
ㄴ. $x(t)e^{j2\pi f_0 t} \leftrightarrow X(f-f_0)$
ㄷ. $x(at) \leftrightarrow X\left(\frac{f}{a}\right)$
ㄹ. $X(t) \leftrightarrow x(f)$

① ㄱ, ㄴ
② ㄱ, ㄹ
③ ㄴ, ㄷ
④ ㄷ, ㄹ

정답 1번

출제 포인트

푸리에 변환의 기본 성질 네 가지(시간이동, 주파수이동, 시간축 스케일링, 쌍대성)를 정확한 형태로 알고 있는지, 특히 스케일링과 쌍대성에서 흔히 빠뜨리는 계수와 부호를 짚어낼 수 있는지를 묻는다.

조건 정리

기준 관계는 $x(t) \leftrightarrow X(f)$이다. ㄱ은 시간이동, ㄴ은 주파수이동(변조), ㄷ은 시간축 스케일링, ㄹ은 쌍대성(duality) 성질을 각각 주장하고 있으며, 이 네 성질이 표준 공식과 일치하는지를 하나씩 대조해야 한다.

사용할 공식

시간이동: $x(t-t_0) \leftrightarrow X(f)e^{-j2\pi ft_0}$. 주파수이동(변조): $x(t)e^{j2\pi f_0 t} \leftrightarrow X(f-f_0)$. 시간축 스케일링: $x(at) \leftrightarrow \frac{1}{|a|}X\left(\frac{f}{a}\right)$. 쌍대성: $X(t) \leftrightarrow x(-f)$.

NoteBase

계산 과정

ㄱ을 표준 시간이동 공식과 비교하면 $x(t-t_0) \leftrightarrow X(f)e^{-j2\pi f t_0}$로 완전히 일치한다. ㄴ을 표준 주파수이동 공식과 비교하면 $x(t)e^{j2\pi f_0 t} \leftrightarrow X(f-f_0)$로 완전히 일치한다. ㄷ은 표준 스케일링 공식이 $\frac{1}{|a|}X\left(\frac{f}{a}\right)$인데 제시된 식에는 크기 보정 계수 $\frac{1}{|a|}$가 빠져 있으므로 일치하지 않는다. ㄹ은 표준 쌍대성 공식이 $X(t) \leftrightarrow x(-f)$인데 제시된 식은 부호가 반전되지 않은 $x(f)$로 되어 있으므로 일치하지 않는다. 따라서 옳은 것은 ㄱ, ㄴ이다.

선지 판단

① ㄱ, ㄴ → O. 시간이동과 주파수이동 성질이 표준 공식과 정확히 일치한다.
② ㄱ, ㄹ → X. ㄱ은 맞지만 ㄹ은 쌍대성에서 부호 반전 $x(-f)$가 빠져 틀렸다.
③ ㄴ, ㄷ → X. ㄴ은 맞지만 ㄷ은 스케일링에서 크기 보정 계수 $\frac{1}{|a|}$가 빠져 틀렸다.
④ ㄷ, ㄹ → X. 둘 다 각각 계수 누락과 부호 누락으로 틀린 식이다.

오답 포인트

시간축 스케일링에서 크기 보정 계수 $\frac{1}{|a|}$를 빠뜨리면 신호의 에너지(또는 진폭) 관계가 맞지 않게 되므로 이 계수는 반드시 함께 붙여야 한다. 쌍대성 성질에서도 시간과 주파수 역할이 뒤바뀌면서 부호가 반전된다는 점을 놓치면 ㄹ처럼 틀린 식을 옳다고 착각하기 쉽다.

다시 나오면 이렇게 판단

선지에 스케일링 성질이 나오면 계수 $1/|a|$가 붙어 있는지부터 확인하고, 쌍대성 성질이 나오면 우변에 부호 반전$(-f)$이 있는지부터 확인한다. 시간이동과 주파수이동은 지수 $e^{\mp j2\pi f_0 t_0}$ 형태의 부호만 정확히 대응시키면 된다.

암기 포인트

시간이동은 위상 회전(지수함수 곱), 주파수이동은 스펙트럼 평행이동, 스케일링은 압축·확장과 함께 크기 보정 $1/|a|$, 쌍대성은 시간·주파수를 맞바꾸며 부호가 뒤집힌다는 네 가지 대응 관계를 짝으로 기억해 둔다.

NoteBase

문 2. 통신 채널이 왜곡 없이 신호를 전송하는 이상적인 선형 시불변 시스템일 때, 이 시스템의 주파수 특성에 대한 설명으로 옳은 것은?

① 진폭 스펙트럼은 주파수에 대해 선형 함수이고, 위상 스펙트럼은 주파수에 대해 일정한 상수이다.

② 진폭 스펙트럼은 주파수에 대해 일정한 상수이고, 위상 스펙트럼은 주파수에 대해 선형 함수이다.

③ 진폭 스펙트럼은 주파수에 대해 선형 함수이고, 위상 스펙트럼은 주파수에 대해 비선형 함수이다.

④ 진폭 스펙트럼은 주파수에 대해 비선형 함수이고, 위상 스펙트럼은 주파수에 대해 선형 함수이다.

정답 2번

출제 포인트

왜곡 없는(distortionless) 전송을 만족하는 선형 시불변(LTI) 시스템의 주파수 응답이 진폭·위상 측면에서 각각 어떤 함수 형태를 가지는지 묻는다. 시간영역에서 출력이 입력을 크기만 바꾸고 시간만 지연시킨 형태로 나오는 조건을 주파수영역 표현으로 옮길 수 있는지가 핵심이다.

핵심 개념

왜곡 없는 전송의 정의는 출력 $y(t) = Kx(t - t_d)$이다. 즉 입력 파형이 상수 K배로 크기만 바뀌고 시간 지연 t_d 만큼 이동할 뿐, 파형의 모양 자체는 그대로 유지되는 것을 뜻한다. 이 관계를 주파수영역으로 변환하면 시스템의 주파수 응답은 $H(f) = Ke^{-j2\pi ft_d}$로 표현된다. 여기서 진폭 스펙트럼은 $|H(f)| = K$로 주파수 f와 무관한 일정한 상수이고, 위상 스펙트럼은 $\theta(f) = -2\pi ft_d$로 주파수 f에 대해 기울기가 $-2\pi t_d$인 선형 함수이다. 위상이 주파수에 대해 선형(직선)이라는 것은 곧 모든 주파수 성분이 동일한 시간만큼 지연됨(군지연 일정)을 의미하며, 이것이 파형이 왜곡되지 않고 그대로 지연되어 나오는 이유이다.

선지별 해설

① 진폭 스펙트럼이 선형 함수, 위상 스펙트럼이 상수라고 했으므로 왜곡 없는 전송 조건과 반대이다. 진폭이 주파수에 따라 변하면 각 주파수 성분의 크기 비율이 달라져 파형이 왜곡되므로 틀린 설명이다. → 진폭 스펙트럼이 상수이고 위상 스펙트럼이 선형 함수이어야 한다.

② 진폭 스펙트럼이 주파수에 대해 일정한 상수이고, 위상 스펙트럼이 주파수에 대해 선형 함수라고 하였다. 이는 $H(f) = Ke^{-j2\pi ft_d}$에서 도출되는 결과와 정확히 일치하므로 옳은 설명이다.

③ 진폭 스펙트럼이 선형 함수라고 한 부분이 틀렸다. 진폭이 주파수에 따라 변화하면 왜곡 없는 전송이 성립하지 않는다. → 진폭 스펙트럼은 상수이어야 한다.

④ 위상 스펙트럼이 선형 함수라는 부분은 맞지만, 진폭 스펙트럼이 비선형 함수라고 한 부분이 틀렸다. 진폭 스펙트럼은 비선형 함수가 아니라 주파수와 무관한 상수이어야 한다.

NoteBase

오답 포인트

진폭과 위상 중 어느 쪽이 상수이고 어느 쪽이 선형 함수인지를 서로 바꿔 기억하는 실수가 가장 많다. 왜곡 없는 전송은 크기(진폭)는 변하지 않고 시간만 지연되는 것이므로, 크기에 해당하는 진폭 스펙트럼은 상수, 지연에 해당하는 위상 스펙트럼은 주파수에 비례하는 선형 함수라는 점을 짝지어 기억해야 한다. 또한 '선형 함수'와 '일정한 상수'를 혼동하지 않도록 주의한다. 상수 함수는 기울기가 0인 특수한 경우이지만, 이 문제에서 선형 함수는 기울기가 0이 아닌 직선(비례 관계)을 가리킨다.

다시 나오면 이렇게 판단

왜곡 없는 전송 문제가 나오면 먼저 시간영역 정의인 $y(t) = Kx(t - t_d)$를 떠올린 뒤, 이를 주파수영역으로 변환한 $H(f) = Ke^{-j2\pi f t_d}$를 적어 본다. 여기서 크기 $|H(f)| = K$는 상수, 위상 $\theta(f) = -2\pi f t_d$는 선형 함수라는 두 결과를 바로 도출해 선지와 비교하면 빠르게 정답을 찾을 수 있다.

암기 포인트

왜곡 없는 전송 조건: 진폭 스펙트럼은 주파수에 대해 일정한 상수(평탄), 위상 스펙트럼은 주파수에 대해 선형 함수(직선, 기울기는 지연시간에 비례). 위상이 선형이라는 것은 군지연이 일정하다는 뜻이다.

NoteBase

문 3. 임펄스(Dirac 델타) 함수 $\delta(t)$에 대한 특성으로 옳지 않은 것은?

① $\delta(t)$를 푸리에 변환하면 진폭 스펙트럼 크기가 ∞이다.
② $\int_{-\infty}^{\infty}\delta(t)dt = 1$이다.
③ $\sin(t) * \delta\left(t+\frac{\pi}{2}\right) = \cos(t)$이다. (단, *는 컨볼루션 연산이다)
④ $\int_{-\infty}^{\infty} f(2t)\delta(t-3)dt = f(6)$이다.

정답 1번

출제 포인트

임펄스(Dirac 델타) 함수 $\delta(t)$의 세 가지 핵심 성질 — 푸리에 변환 결과, 정적분(넓이) 성질, 컨볼루션의 체 거르기(sifting) 성질 — 을 정확히 알고 있는지를 묻는 문항이다. 네 선지 모두 델타 함수의 기본 공식을 그대로 적용한 것이므로, 각 공식을 정확히 대입해 참·거짓을 가려야 한다.

조건 정리

델타 함수 $\delta(t)$에 대해 다음이 알려진 성질이다.
첫째, 푸리에 변환: $\delta(t)$를 푸리에 변환하면 모든 주파수에서 크기가 1인 상수가 된다.
둘째, 정적분: $\int_{-\infty}^{\infty}\delta(t)dt = 1$.
셋째, 컨볼루션의 체 거르기 성질: 임의의 함수 $x(t)$에 대해 $x(t) * \delta(t-t_0) = x(t-t_0)$이고, 스케일이 있는 경우 $\int f(at)\delta(t-t_0)dt = f(at_0)$이다.

사용할 공식

푸리에 변환쌍 $\delta(t) \leftrightarrow 1$, 정적분 성질 $\int_{-\infty}^{\infty}\delta(t)dt = 1$, 컨볼루션 체 거르기 성질 $x(t) * \delta(t-t_0) = x(t-t_0)$, 표본화 성질 $\int f(at)\delta(t-t_0)dt = f(at_0)$.

계산 과정

① $\delta(t)$의 푸리에 변환은 $\mathcal{F}\{\delta(t)\} = 1$로, 모든 주파수에서 진폭이 일정하게 1인 상수 스펙트럼이다. 즉 진폭 스펙트럼의 크기는 무한대(∞)가 아니라 유한한 값 1이다. 따라서 ①의 진술은 틀렸다.
② $\int_{-\infty}^{\infty}\delta(t)dt = 1$은 델타 함수의 정의(단위 넓이)에 해당하는 성질로 옳다.
③ 컨볼루션의 체 거르기 성질에 의해 $\sin(t) * \delta\left(t+\frac{\pi}{2}\right) = \sin\left(t+\frac{\pi}{2}\right)$이고, 삼각함수 항등식에 의해 $\sin\left(t+\frac{\pi}{2}\right) = \cos(t)$이다. 따라서 ③의 등식은 성립하며 옳다.
④ $\int_{-\infty}^{\infty} f(2t)\delta(t-3)dt$는 $t=3$에서의 $f(2t)$ 값을 취하는 것과 같으므로 $f(2\times 3) = f(6)$이다. 따라서 ④의 등식도 옳다.

NoteBase

선지 판단

① X — $\delta(t)$를 푸리에 변환하면 크기가 무한대가 아니라 모든 주파수에서 일정한 값 1을 갖는 상수 스펙트럼이 된다. 틀린 표현 → 올바른 표현: "진폭 스펙트럼 크기가 ∞이다" → "진폭 스펙트럼 크기가 (모든 주파수에서) 1로 일정하다".
② O — $\int_{-\infty}^{\infty}\delta(t)dt = 1$은 델타 함수의 정의적 성질 그대로이다.
③ O — 체 거르기 성질과 삼각함수 항등식에 의해 $\sin(t) * \delta(t+\frac{\pi}{2}) = \sin\left(t+\frac{\pi}{2}\right) = \cos(t)$이 성립한다.
④ O — 체 거르기 성질에 의해 $\int f(2t)\delta(t-3)dt = f(6)$이 성립한다.

오답 포인트

델타 함수의 시간 영역 성질(넓이가 1, 컨볼루션 체 거르기)과 주파수 영역 성질(푸리에 변환 결과)을 혼동하기 쉽다. 특히 "델타 함수 자체는 진폭이 무한대인 뾰족한 함수"라는 시간 영역의 이미지를 그대로 주파수 영역에 옮겨 "스펙트럼도 무한대일 것"이라고 잘못 판단하는 경우가 많다. 실제로는 시간 영역에서 무한히 좁고 높은 함수가, 주파수 영역에서는 오히려 모든 주파수 성분을 동일한 크기(1)로 균등하게 포함하는 평탄한 스펙트럼으로 변환된다는 점이 이 문제의 핵심 함정이다.

다시 나오면 이렇게 판단

델타 함수와 관련된 선지를 볼 때는 우선 "시간 영역 성질"인지 "주파수 영역 성질"인지부터 구분한다. 시간 영역에서는 넓이가 1, 컨볼루션에서 체 거르기 성질이 적용되고, 주파수 영역(푸리에 변환)에서는 오히려 상수 1이 되어 크기가 균일해진다는 점을 떠올리면 ①과 같은 함정형 선지를 바로 걸러낼 수 있다.

암기 포인트

$\delta(t) \leftrightarrow 1$ (푸리에 변환쌍, 크기 1로 일정), $\int_{-\infty}^{\infty}\delta(t)dt = 1$ (단위 넓이), $x(t) * \delta(t-t_0) = x(t-t_0)$ (체 거르기), $\int f(at)\delta(t-t_0)dt = f(at_0)$ (스케일 있는 표본화).

NoteBase

문 4. 가산성 백색 가우시안 잡음(AWGN: additive white Gaussian noise)에 대한 설명으로 옳지 않은 것은?

① 자기상관함수는 $2N_0\text{sinc}(\tau)$이다. (단, N_0는 백색 잡음의 단측 전력스펙트럼밀도이다)

② 모든 주파수 대역에서 균일한 전력스펙트럼밀도를 갖는다.

③ 특정 시간에 관찰하면 가우시안 확률밀도함수를 갖는다.

④ 전송 채널에서 더해지는 잡음으로 모델링된다.

정답 1번

출제 포인트

가산성 백색 가우시안 잡음(AWGN)의 네 가지 핵심 성질 — 전력스펙트럼밀도(PSD), 자기상관함수, 임의 시각에서의 확률분포, 채널 모델링 방식 — 을 정확히 구분해 알고 있는지를 묻는다. 특히 PSD와 자기상관함수가 위너-킨친(Wiener-Khinchin) 정리로 서로 푸리에 변환 관계에 있다는 점을 이용해 자기상관함수의 형태를 판단할 수 있어야 한다.

핵심 개념

백색잡음은 모든 주파수에서 PSD가 일정하므로 $S(f) = N_0/2$ (양측 기준) 또는 $S(f) = N_0$ (단측 기준)로 주파수에 무관한 상수이다. 위너-킨친 정리에 의해 자기상관함수는 PSD의 역푸리에 변환이므로, 주파수에서 상수인 PSD의 역변환은 시간축에서 임펄스(델타함수)가 된다. 즉 자기상관함수는 $R(\tau) = \frac{N_0}{2}\delta(\tau)$ (양측 PSD 기준) 또는 이에 대응하는 델타함수 형태이며, sinc 함수가 아니다. sinc 함수는 오히려 대역제한된(이상적 저역통과 필터를 통과한) 잡음의 자기상관함수 형태로, 그 경우 PSD가 특정 대역에서만 상수이고 나머지는 0이 되는 사각형 함수이기 때문에 나타난다. 백색잡음은 대역제한이 없으므로 자기상관함수가 sinc 형태를 가질 수 없다.

선지별 해설

① X — 자기상관함수를 $2N_0\text{sinc}(\tau)$라고 서술했는데, 이는 대역제한 잡음의 자기상관함수 형태이다. 백색잡음은 모든 주파수에서 PSD가 균일(대역제한이 없음)하므로 자기상관함수는 델타함수 $\delta(\tau)$ 형태가 되어야 한다. sinc 형태는 PSD가 유한 대역에서만 일정한(사각형) 경우에 나타나므로, 백색잡음의 성질과 모순된다.

② O — 백색잡음이라는 이름 자체가 전 주파수 대역에서 전력스펙트럼밀도가 균일함을 의미한다. 이는 AWGN의 정의에 해당하는 옳은 설명이다.

③ O — AWGN은 가우시안 확률과정이므로 임의의 한 시각에서 표본을 관찰하면 그 값은 가우시안(정규) 확률밀도함수를 따른다. 옳은 설명이다.

④ O — AWGN은 통신 채널 해석에서 송신 신호에 가산적으로(더해지는 형태로) 결합되는 잡음으로 모델링하는 것이 표준적인 방식이다. 옳은 설명이다.

NoteBase

오답 포인트

PSD가 주파수축에서 상수(균일)라는 사실과 자기상관함수가 시간축에서 어떤 모양을 갖는지를 혼동하기 쉽다. PSD와 자기상관함수는 서로 푸리에 변환쌍이므로, 한쪽이 상수(전 주파수 균일)이면 다른 쪽은 임펄스(델타함수)가 되고, 반대로 한쪽이 유한 폭의 사각형(대역제한)이면 다른 쪽은 sinc 형태가 된다는 대응 관계를 정확히 기억해야 한다. sinc라는 표현이 나오면 '대역제한된 신호/잡음'을 연상해야지 백색잡음 자체의 성질로 착각하면 안 된다.

다시 나오면 이렇게 판단

선지에 자기상관함수의 구체적 함수형태(델타함수 vs sinc vs 지수함수 등)가 제시되면, 먼저 그 잡음의 PSD가 전 대역에서 균일한지(백색) 아니면 특정 대역에서만 균일한지(대역제한)를 확인한다. 전 대역 균일이면 자기상관함수는 반드시 델타함수여야 하므로, sinc·삼각함수 등 다른 형태로 제시된 선지는 틀린 설명으로 판단한다.

암기 포인트

백색잡음: PSD 균일(상수) ↔ 자기상관함수 델타함수. 대역제한 잡음: PSD 사각형(유한 대역) ↔ 자기상관함수 sinc 함수. 이 대응 관계와, AWGN은 임의 시각에서 가우시안 분포를 따르며 채널에 가산적으로 더해지는 잡음으로 모델링된다는 점을 함께 기억해 둔다.

NoteBase

문 5. 다섯 개의 알파벳 A, B, C, D, E의 발생 확률이 각각 0.25, 0.25, 0.25, 0.125, 0.125인 정보원(information source)의 엔트로피[bits/symbol]는?

① 1.5

② 1.75

③ 2

④ 2.25

정답 4번

출제 포인트

정보원의 엔트로피 정의식을 이용해 각 심볼의 발생 확률로부터 평균 정보량[bits/symbol]을 계산할 수 있는지를 묻는 문항이다. 확률이 균등하지 않은 다섯 개 심볼의 자기정보량을 각각 구한 뒤 확률로 가중 평균하는 절차가 핵심이다.

조건 정리

심볼 A, B, C의 발생 확률은 각각 0.25이고, 심볼 D, E의 발생 확률은 각각 0.125이다. 전체 확률의 합은 $0.25 \times 3 + 0.125 \times 2 = 0.75 + 0.25 = 1$로 정상적인 확률분포를 이룬다.

사용할 공식

정보원의 엔트로피는 $H = -\sum_i p_i \log_2 p_i$ 로 정의된다. 여기서 p_i는 각 심볼의 발생 확률이고, $-\log_2 p_i$는 그 심볼 하나가 발생했을 때의 자기정보량[bit]이다.

계산 과정

확률 0.25인 심볼의 자기정보량은 $-\log_2 0.25 = \log_2 4 = 2$비트이므로, 이 심볼 하나의 기여분은 $0.25 \times 2 = 0.5$비트이다. 확률이 0.25인 심볼이 A, B, C 세 개이므로 이들의 합은 $0.5 \times 3 = 1.5$비트이다.
확률 0.125인 심볼의 자기정보량은 $-\log_2 0.125 = \log_2 8 = 3$비트이므로, 이 심볼 하나의 기여분은 $0.125 \times 3 = 0.375$비트이다. 확률이 0.125인 심볼이 D, E 두 개이므로 이들의 합은 $0.375 \times 2 = 0.75$ 비트이다.
따라서 전체 엔트로피는 $H = 1.5 + 0.75 = 2.25$비트/심볼이다.

NoteBase

선지 판단

① 1.5 → 틀림. 확률 0.25인 세 심볼의 기여분(1.5비트)만 더하고 확률 0.125인 두 심볼의 기여분을 빠뜨린 값이다 → 올바른 값은 여기에 0.75비트를 더한 2.25비트이다.
② 1.75 → 틀림. 두 확률군의 기여분을 정확히 합산하지 않은 값으로, 계산 과정의 $1.5 + 0.75 = 2.25$와 맞지 않는다.
③ 2 → 틀림. 다섯 심볼이 모두 균등확률(0.2)이라고 잘못 가정하면 $-\log_2 0.2 \approx 2.32$로 이마저도 2가 나오지 않으며, 실제로는 심볼별 확률이 다르므로 단순히 $\log_2 5$에 가까운 값을 어림잡아 고른 오답이다.
④ 2.25 → 옳음. 0.25 × 3개 심볼의 기여분 1.5비트와 0.125 × 2개 심볼의 기여분 0.75비트를 더한 값과 정확히 일치한다.

오답 포인트

확률이 서로 다른 심볼들이 섞여 있을 때 일부 심볼의 기여분을 빠뜨리거나, 모든 심볼의 확률이 같다고 착각해 _2(심볼 개수)만 계산하는 경우 오답이 나온다. 엔트로피 공식은 반드시 심볼별로 확률과 자기정보량을 곱한 뒤 전부 더해야 한다는 점을 놓치지 않아야 한다.

다시 나오면 이렇게 판단

확률값이 0.25, 0.125처럼 2의 거듭제곱의 역수 형태로 주어지면 로그 계산이 정수로 깔끔하게 떨어지도록 설계된 문제이다. 이런 경우 $-\log_2 p_i$를 먼저 심볼별로 구한 뒤 확률을 곱해 더하면 계산 실수를 줄일 수 있다.

암기 포인트

엔트로피 공식 $H = -\sum_i p_i \log_2 p_i$와, $p = 0.25$일 때 자기정보량 2비트, $p = 0.125$일 때 자기정보량 3비트라는 대응 관계를 함께 기억해 둔다.

NoteBase

문 6. 연집오류(burst error) 문제를 해결하기 위해 사용되는 인터리빙(interleaving)과 역인터리빙(deinterleaving)에 대한 설명으로 옳지 않은 것은?

① 인터리빙은 송신기에서 보내고자 하는 정보 데이터의 순서를 바꾸는 과정이다.

② 인터리빙은 송신기의 채널부호기 전에 처리되고, 역인터리빙은 수신기의 채널복호기 후에 처리된다.

③ 블록 인터리빙에서 블록의 크기가 커지면 처리 과정 시 필요한 메모리 개수가 많아지는 단점이 있다.

④ 역인터리빙은 송신기의 인터리빙에 의해 바뀐 데이터 순서를 수신기에서 원래 순서로 복원하는 과정이다.

정답 2번

출제 포인트

인터리빙과 역인터리빙이 통신 시스템의 어느 단계에서 처리되는지, 그리고 이 두 과정이 연집오류(burst error)를 어떻게 랜덤오류 형태로 바꾸어 채널부호화의 오류정정 성능을 살리는지를 정확히 알고 있는지를 묻는다.

핵심 개념

인터리빙은 송신 데이터의 순서를 규칙적으로 뒤섞어 연속으로 발생하는 연집오류가 여러 부호어에 분산되도록 만드는 과정이다. 처리 순서는 송신측에서 채널부호기가 오류정정부호를 먼저 씌운 뒤 인터리버가 그 부호화된 데이터의 순서를 바꾸어 전송하는 것이다. 즉 인터리빙은 채널부호기 다음(이후) 단계에서 처리된다.
수신측에서는 반대로 역인터리버가 먼저 원래 순서로 복원한 다음 채널복호기가 오류정정을 수행하므로, 역인터리빙은 채널복호기보다 앞(이전) 단계에서 처리된다. 블록 인터리빙은 데이터를 행렬 형태의 블록에 채운 뒤 행과 열을 바꾸어 읽어내는 방식인데, 블록 크기가 커질수록 한 번에 저장해야 하는 데이터양이 늘어나 필요한 메모리 용량(개수)도 커진다.

선지별 해설

① O - 인터리빙은 송신기에서 보내려는 정보 데이터의 순서를 규칙에 따라 뒤섞는 과정이므로 옳은 설명이다.
② X - 틀린 표현 → 올바른 표현: 인터리빙은 송신기의 채널부호기 '전'이 아니라 채널부호기를 거쳐 부호화된 데이터에 대해 그 '후'에 처리되고, 역인터리빙은 수신기의 채널복호기 '후'가 아니라 채널복호기가 오류정정을 하기 '전'에 처리된다. 처리 순서가 반대로 서술되어 있으므로 옳지 않은 설명이다.
③ O - 블록 인터리빙은 블록 크기가 커질수록 한 번에 채우고 읽어내야 할 데이터를 저장할 메모리가 더 많이 필요해지는 단점이 있으므로 옳은 설명이다.
④ O - 역인터리빙은 인터리빙으로 뒤섞인 데이터 순서를 수신기에서 원래 순서로 되돌리는 과정이므로 옳은 설명이다.

NoteBase

오답 포인트

인터리빙·역인터리빙이 처리되는 위치를 채널부호기·채널복호기와의 전후 관계로 헷갈리기 쉽다. 송신 경로는 정보 데이터 → 채널부호화(오류정정부호 추가) → 인터리빙(순서 뒤섞기) → 변조·전송 순이고, 수신 경로는 복조 → 역인터리빙(순서 복원) → 채널복호화(오류정정) 순임을 순서대로 떠올려야 한다.

다시 나오면 이렇게 판단

인터리빙/역인터리빙과 채널부호기/채널복호기의 전후 관계를 묻는 문제는 두 경로(송신: 부호화 후 인터리빙, 수신: 역인터리빙 후 복호화)를 그림으로 떠올려 순서를 맞대어 보고 뒤바뀐 서술이 있는지 확인한다.

암기 포인트

송신측 순서 = 채널부호화 → 인터리빙, 수신측 순서 = 역인터리빙 → 채널복호화로 암기한다. 블록 인터리빙은 블록이 커질수록 필요한 메모리도 커진다는 점도 함께 기억한다.

NoteBase

문 7. 50개의 부반송파 채널을 데이터 전송에 사용하는 OFDM 시스템에서 OFDM 심볼 간격은 $10[\mu s]$이고 부반송파 채널은 모두 64-QAM 변조 방식을 사용할 때, 이 시스템이 전송할 수 있는 비트 전송률[Mbps]은?

① 30

② 32

③ 300

④ 320

정답 1번

출제 포인트

OFDM 시스템의 전체 비트 전송률을 구하는 문제이다. 부반송파 하나의 심볼 전송률과 변조 방식이 실어 나르는 비트 수를 곱한 뒤, 이를 전체 부반송파 개수만큼 합산하는 계산 구조를 이해하는지 확인한다.

조건 정리

부반송파 채널 개수 $N = 50$, OFDM 심볼 간격 $T_s = 10\mu s = 10 \times 10^{-6} s$, 변조 방식은 64-QAM이다.

사용할 공식

부반송파 1개의 심볼 전송률은 $R_{sym} = \frac{1}{T_s}$이다. 64-QAM은 한 심볼당 $\log_2 64 = 6$비트를 전달하므로 부반송파 1개의 비트 전송률은 $R_1 = R_{sym} \times 6$이다. 전체 시스템의 비트 전송률은 부반송파 개수를 곱한 $R_{total} = N \times R_1$이다.

계산 과정

부반송파 1개의 심볼 전송률은 $R_{sym} = \frac{1}{10 \times 10^{-6}} = 100{,}000\text{symbol/s}$이다. 64-QAM은 심볼당 6비트를 전달하므로 부반송파 1개의 비트 전송률은 $R_1 = 100{,}000 \times 6 = 600{,}000\text{bps}$이다. 부반송파가 50개이므로 전체 비트 전송률은 $R_{total} = 50 \times 600{,}000 = 30{,}000{,}000\text{bps} = 30\text{Mbps}$이다.

선지 판단

① 30 → O, 심볼 전송률 100,000 symbol/s에 64-QAM의 6비트/심볼과 부반송파 50개를 모두 곱한 값과 일치한다.
② 32 → X, 64-QAM의 비트 수 6을 심볼당이 아니라 부반송파 수와 혼동하거나 잘못된 배수를 곱했을 때 나오는 값으로 실제 계산 결과와 다르다.
③ 300 → X, 부반송파 개수 50을 곱하는 과정에서 자릿수(단위)를 잘못 처리했을 때 나올 수 있는 값으로, 실제로는 30 Mbps이다.
④ 320 → X, 6비트가 아닌 다른 배수(예: 64를 그대로 사용하는 등)를 잘못 적용했을 때 나올 수 있는 값으로 옳지 않다.

NoteBase

오답 포인트

64-QAM에서 심볼당 비트 수는 변조 차수 64가 아니라 $\log_2 64 = 6$임을 혼동하면 안 된다. 또한 심볼 전송률은 심볼 간격의 역수이므로 단위(μs)를 초 단위로 정확히 환산해야 하고, 부반송파 전체 개수를 마지막에 곱하는 것을 빠뜨리면 답이 어긋난다.

다시 나오면 이렇게 판단

OFDM 비트 전송률 문제는 항상 '심볼 전송률(=1/심볼 간격) → 변조당 비트 수(=log2(차수)) → 부반송파 개수' 순서로 세 값을 차례로 곱하면 풀린다. 단위를 μs에서 s로 바꾸는 과정과 log2 계산만 정확히 하면 실수를 줄일 수 있다.

암기 포인트

64-QAM = 심볼당 6비트($\log_2 64 = 6$), 전체 비트 전송률 = (부반송파 개수) × (1/심볼 간격) × (심볼당 비트 수).

NoteBase

문 8. 엔트로피에 대한 설명으로 옳지 않은 것은?

① 엔트로피는 정보원의 출력당 평균 정보 함유량으로 정의된다.

② 엔트로피는 정보원의 불확실성을 측정하는 척도이다.

③ 영문자 26개의 발생 확률이 동일할 때, 엔트로피는 $\log_2 26$이다.

④ 정보원이 두 개의 알파벳으로 구성될 때, 각 알파벳의 발생 확률 차이가 증가하면 엔트로피는 증가한다.

정답 4번

출제 포인트

정보이론에서 엔트로피의 정의와 성질을 정확히 이해하고 있는지 묻는 문항이다. 특히 이진 정보원(두 개의 알파벳으로 구성된 정보원)에서 각 심볼의 발생 확률에 따라 엔트로피가 어떻게 변하는지를 정확히 알아야 한다.

조건 정리

정보원이 두 개의 알파벳(예: 0과 1)으로 구성되고, 한 알파벳의 발생 확률을 p, 다른 알파벳의 발생 확률을 $1-p$라 한다. 두 확률의 차이 $|p-(1-p)|$가 커질수록 엔트로피가 증가하는지 감소하는지를 판단해야 한다.

사용할 공식

이산 정보원의 엔트로피는 $H=-\sum_i p_i \log_2 p_i$ 로 정의된다. 발생 확률이 모두 동일한 M개의 심볼로 구성된 정보원의 엔트로피는 $H=\log_2 M$이며, 이진 정보원의 엔트로피는 $H(p)=-p\log_2 p-(1-p)\log_2(1-p)$로 나타낸다.

계산 과정

이진 정보원의 엔트로피 $H(p)=-p\log_2 p-(1-p)\log_2(1-p)$는 $p=0.5$일 때, 즉 두 알파벳의 발생 확률이 서로 같아 확률 차이가 0일 때 최댓값 $H=1$비트를 가진다. p가 0.5에서 멀어질수록(두 알파벳의 발생 확률 차이가 커질수록) $H(p)$는 점점 작아지다가, 한쪽 확률이 0 또는 1이 되어 확률 차이가 최대(1)가 되면 $H=0$이 된다. 따라서 확률 차이가 증가하면 엔트로피는 증가하는 것이 아니라 오히려 감소한다. 한편 영문자 26개가 동일한 확률 1/26로 발생하는 경우의 엔트로피는 $H=\log_2 26$으로, 등확률 정보원의 엔트로피 공식과 정확히 일치한다.

NoteBase

선지 판단

① 엔트로피는 정보원이 출력하는 심볼 하나당 평균적으로 포함된 정보량으로 정의되며, 이는 정보이론에서 엔트로피의 표준적인 정의와 일치한다. (O)
② 엔트로피가 클수록 다음에 어떤 심볼이 나올지 예측하기 어렵다는 점에서, 엔트로피는 정보원이 지닌 불확실성의 크기를 나타내는 척도라는 설명은 옳다. (O)
③ 26개의 영문자가 모두 동일한 확률 1/26로 발생하면 등확률 정보원의 엔트로피 공식 $H = \log_2 M$에 의해 $H = \log_2 26$이 되므로 옳은 설명이다. (O)
④ 두 개의 알파벳으로 구성된 정보원에서 각 알파벳의 발생 확률 차이가 커진다는 것은 확률이 0.5에서 멀어져 한쪽으로 치우친다는 의미이며, 이 경우 엔트로피는 감소하여 결국 확률 차이가 최대(한 알파벳의 확률이 1, 다른 쪽이 0)가 되면 엔트로피는 0이 된다. 따라서 '확률 차이가 증가하면 엔트로피는 증가한다'는 설명은 틀린 표현이며 → '확률 차이가 증가하면 엔트로피는 감소한다(확률이 같을 때 엔트로피가 최대가 된다)'가 올바른 표현이다. (X, 옳지 않은 설명이므로 정답)

오답 포인트

이진 정보원의 엔트로피는 두 확률이 같을 때($p = 0.5$) 최대이고, 확률이 한쪽으로 치우칠수록(확률 차이가 커질수록) 작아진다는 점을 거꾸로 기억하면 ④를 옳은 설명으로 착각하게 된다. '불확실성이 클수록 엔트로피가 크다'는 원리를 떠올리면, 확률이 같을 때 다음 출력을 가장 예측하기 어렵고(불확실성 최대) 확률 차이가 클수록 한쪽 결과가 거의 확실해져 불확실성이 줄어든다는 점을 연결해서 이해해야 한다.

다시 나오면 이렇게 판단

이진 정보원의 엔트로피 그래프(가로축 p, 세로축 $H(p)$)는 $p = 0.5$에서 봉우리를 이루는 종 모양이라는 사실을 떠올려, '확률 차이 증가 = 최댓값 지점에서 멀어짐 = 엔트로피 감소'라는 관계로 즉시 판단한다. 등확률 다중심볼 정보원의 엔트로피는 _2(심볼 개수)라는 것도 함께 확인한다.

암기 포인트

이진 정보원 엔트로피는 두 확률이 같을 때($p = 0.5$) 최댓값 1비트를 가지며, 확률 차이가 커질수록(치우칠수록) 감소해 한쪽 확률이 0 또는 1이 되면 0이 된다. 등확률 M개 심볼 정보원의 엔트로피는 $\log_2 M$이다.

NoteBase

문 9. 디지털 변조 신호 $s_i(t)$가 다음과 같을 때, 이 변조 방식에 대한 설명으로 옳지 않은 것은? (단, E는 평균 심볼 에너지, T는 심볼 주기, f_c는 반송파 주파수, $\frac{N_0}{2}$는 백색잡음의 양측 전력 스펙트럼밀도이고, $i = 1, 2, 3, 4$이다)

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos\left[2\pi f_c t + \frac{(2i-1)\pi}{4}\right],\ 0 \le t \le T$$

① 비트 전송률은 심볼 전송률의 두 배이다.

② 서로 직교하는 두 개의 BPSK 신호의 합으로 볼 수 있다.

③ $i = 1$과 $i = 3$일 때의 두 신호는 서로 π의 위상 차를 갖는다.

④ AWGN 채널 환경에서 비트에러율(bit error rate)은 $Q\left(\sqrt{\frac{2E}{N_0}}\right)$이다. (단, $Q(\cdot)$는 Q-함수이다)

정답 4번

출제 포인트

주어진 $s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos\left[2\pi f_c t + (2i-1)\frac{\pi}{4}\right]$, $i = 1, 2, 3, 4$는 4개의 위상($\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4$)을 갖는 QPSK(4위상 편이 변조) 신호이다. 이 문항은 QPSK의 비트율-심볼율 관계, BPSK 신호로의 직교 분해, 위상 관계, 그리고 AWGN 채널에서의 비트에러율 공식을 심볼 에너지 E와 비트 에너지 E_b의 구분을 통해 올바르게 적용할 수 있는지를 묻는다.

조건 정리

E는 평균 심볼 에너지이고 T는 심볼 주기이다. $i = 1, 2, 3, 4$이므로 신호점의 개수는 $M = 4$이고, 이는 한 심볼에 $\log_2 4 = 2$비트가 대응되는 QPSK임을 뜻한다. 각 신호의 위상은 $(2i-1)\frac{\pi}{4}$이므로 $i = 1$일 때 $\pi/4$, $i = 2$일 때 $3\pi/4$, $i = 3$일 때 $5\pi/4$, $i = 4$일 때 $7\pi/4$이다.

사용할 공식

심볼당 비트 수 $\log_2 M$에 대해 비트 전송률 $R_b = R_s \log_2 M$이다(R_s는 심볼 전송률). 코사인 덧셈정리 $\cos(\theta + \phi) = \cos\theta\cos\phi - \sin\theta\sin\phi$를 이용하면 QPSK 신호는 동상(I) 성분과 직교(Q) 성분, 즉 두 개의 BPSK 신호의 합으로 분해된다. AWGN 채널에서 그레이 부호화된 QPSK의 비트에러율은 비트 에너지 E_b를 기준으로 $P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$이며, 심볼당 2비트이므로 $E_b = \frac{E}{2}$이다.

NoteBase

계산 과정

① $M = 4$이므로 심볼당 비트 수는 $\log_2 4 = 2$이고, 따라서 비트 전송률은 심볼 전송률의 2배이다. 옳은 설명이다.
② $\cos\left[2\pi f_c t + (2i-1)\frac{\pi}{4}\right] = \cos\left[(2i-1)\frac{\pi}{4}\right]\cos(2\pi f_c t) - \sin\left[(2i-1)\frac{\pi}{4}\right]\sin(2\pi f_c t)$로 전개되며, $\cos(2\pi f_c t)$와 $\sin(2\pi f_c t)$는 서로 직교하는 반송파이고 각 성분의 계수는 ± 1 값만 가지므로 이는 서로 직교하는 두 BPSK 신호의 합으로 볼 수 있다. 옳은 설명이다.
③ $i = 1$일 때 위상은 $(2\cdot 1 - 1)\frac{\pi}{4} = \frac{\pi}{4}$이고, $i = 3$일 때 위상은 $(2\cdot 3 - 1)\frac{\pi}{4} = \frac{5\pi}{4}$이다. 두 위상의 차는 $\frac{5\pi}{4} - \frac{\pi}{4} = \pi$이다. 옳은 설명이다.
④ 문제에서 E는 평균 심볼 에너지이고, QPSK는 심볼당 2비트를 전송하므로 비트 에너지는 $E_b = \frac{E}{2}$이다. 그레이 부호화된 QPSK의 비트에러율은 $P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2\cdot(E/2)}{N_0}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{E}{N_0}}\right)$이 되어야 한다. 그런데 선지 ④는 $Q\left(\sqrt{\frac{2E}{N_0}}\right)$라고 하여 비트 에너지 대신 심볼 에너지 E를 그대로 2배 하여 넣은 형태이므로 틀린 설명이다.

선지 판단

① O — $M = 4$이므로 심볼당 2비트가 전송되어 비트 전송률은 심볼 전송률의 2배이다.
② O — 위상항을 코사인 덧셈정리로 전개하면 서로 직교하는 두 반송파 성분(동상·직교) 각각이 ± 1 진폭을 갖는 BPSK 신호이며, 이 둘의 합이 곧 QPSK 신호이다.
③ O — $i = 1$의 위상 $\pi/4$와 $i = 3$의 위상 $5\pi/4$의 차는 정확히 π이다.
④ X — 비트에러율은 비트 에너지 $E_b = E/2$를 기준으로 $Q(\sqrt{2E_b/N_0}) = Q(\sqrt{E/N_0})$이어야 한다. → 틀린 표현 $Q(\sqrt{2E/N_0})$ → 올바른 표현 $Q(\sqrt{E/N_0})$.

오답 포인트

이 문항의 함정은 E가 심볼 에너지로 주어졌다는 점을 놓치고 BER 공식에 그대로 대입하는 데 있다. $Q(\sqrt{2E_b/N_0})$ 공식은 비트 에너지 E_b 기준이므로, 심볼 에너지 E가 주어졌을 때는 반드시 심볼당 비트 수로 나누어 $E_b = E/2$로 환산한 뒤 대입해야 한다. 이를 생략하고 심볼 에너지를 비트 에너지처럼 취급하면 실제 값의 2배로 계산하는 오류가 생긴다.

다시 나오면 이렇게 판단

M-ary PSK 문제에서는 먼저 주어진 에너지 E가 심볼 에너지인지 비트 에너지인지를 확인한다. 심볼 에너지라면 $E_b = E/\log_2 M$으로 환산한 다음 $Q(\sqrt{2E_b/N_0})$ 형태의 공식에 대입한다. 또한 위상 성분을 코사인 덧셈정리로 분해해 직교 성분(I, Q)으로 나누는 방식은 QPSK를 두 BPSK의 합으로 해석하는 표준적인 접근이므로 익혀 둔다.

암기 포인트

QPSK: 심볼당 2비트, 비트 전송률 = 2 × 심볼 전송률. 비트 에너지와 심볼 에너지의 관계는 $E_b = E_s/\log_2 M$이다. 그레이 부호화 QPSK의 비트에러율은 $Q(\sqrt{2E_b/N_0})$이며, 이를 심볼 에너지로 표현하면 $Q(\sqrt{E_s/N_0})$로 BPSK와 동일한 형태가 된다.

문 10. 메시지 신호 $m(t)=\cos(1000\pi t)$를 주파수 변조(FM)하여 $s(t)=100\cos(200000\pi t+4\sin(1000\pi t))$를 생성할 때, 주파수 민감도 k_f는?

① 100

② 500

③ 2000

④ 10000

정답 3번

출제 포인트

FM(주파수 변조) 신호의 위상항으로부터 주파수 민감도 k_f를 역산해내는 문제이다. FM 신호의 표준식 $s(t)=A_c\cos\left(2\pi f_c t+2\pi k_f\int_0^t m(\tau)d\tau\right)$와 실제 주어진 $s(t)$의 위상항을 항별로 대응시켜 k_f를 구하는 능력을 확인한다.

조건 정리

메시지 신호는 $m(t)=\cos(1000\pi t)$이고, 변조된 신호는 $s(t)=100\cos(200000\pi t+4\sin(1000\pi t))$이다. 반송파 각주파수는 200000π이므로 반송 주파수 $f_c=100000\text{Hz}$이며, 위상의 시간 변화항은 $4\sin(1000\pi t)$이다.

사용할 공식

FM 신호의 일반형은 $s(t)=A_c\cos\left(2\pi f_c t+2\pi k_f\int_0^t m(\tau)d\tau\right)$이다. 여기서 k_f는 주파수 민감도(단위 입력에 대한 주파수 편이량, Hz/V)이며, 순시 주파수는 $f_i(t)=f_c+k_f m(t)$로 표현된다. 위 공식에서 위상의 시간 변화항 $2\pi k_f\int_0^t m(\tau)d\tau$를 실제 주어진 위상항과 같다고 놓으면 k_f를 구할 수 있다.

계산 과정

먼저 $m(t)=\cos(1000\pi t)$를 적분하면 $\int_0^t\cos(1000\pi\tau)d\tau=\frac{1}{1000\pi}\sin(1000\pi t)$이다.
이를 공식에 대입하면 위상의 변화항은 $2\pi k_f\cdot\frac{1}{1000\pi}\sin(1000\pi t)=\frac{2k_f}{1000}\sin(1000\pi t)=\frac{k_f}{500}\sin(1000\pi t)$가 된다.
한편 주어진 $s(t)$에서 위상의 변화항은 $4\sin(1000\pi t)$이므로 두 식을 비교하면 $\frac{k_f}{500}=4$이다.
따라서 $k_f=4\times500=2000$이다.

NoteBase

선지 판단

① 100 → X, $k_f/500 = 4$를 만족하지 않는 값이다($100/500 = 0.2 \neq 4$).
② 500 → X, $500/500 = 1 \neq 4$이므로 위상항이 $1 \cdot \sin(1000\pi t)$가 되어 주어진 $4\sin(1000\pi t)$와 맞지 않는다.
③ 2000 → O, $2000/500 = 4$로 주어진 위상 변화항 $4\sin(1000\pi t)$와 정확히 일치한다.
④ 10000 → X, $10000/500 = 20 \neq 4$이므로 위상 변화항이 $20\sin(1000\pi t)$가 되어 조건과 맞지 않는다.

오답 포인트

가장 흔한 실수는 $m(t)$를 적분하지 않고 위상항의 계수 4를 $2\pi k_f$와 바로 등치시켜 $k_f = 4/(2\pi)$ 식으로 계산하거나, 적분 시 생기는 $1/(1000\pi)$ 계수를 빠뜨리는 것이다. $\cos(1000\pi t)$를 적분하면 1000π로 나눈 값이 반드시 곱해져야 하며, 이 계수가 최종적으로 2π와 약분되어 $k_f/500$ 형태로 단순화된다는 점을 놓치면 오답을 고르게 된다.

다시 나오면 이렇게 판단

FM 신호에서 k_f를 묻는 문제는 항상 (1) 주어진 $s(t)$의 위상항을 $2\pi f_c t + 2\pi k_f \int m(\tau)d\tau$ 형태와 비교, (2) $m(t)$를 직접 적분, (3) 적분 결과에 $2\pi k_f$를 곱한 식과 주어진 위상 변화항의 계수를 맞추어 k_f를 역산하는 순서로 접근한다. 계산 순서를 고정해두면 삼각함수 계수 실수를 줄일 수 있다.

암기 포인트

FM 신호식 $s(t) = A_c\cos\left(2\pi f_c t + 2\pi k_f \int_0^t m(\tau)d\tau\right)$를 그대로 외워 둔다. $m(t) = \cos(\omega_m t)$이면 $\int m(\tau)d\tau = \frac{1}{\omega_m}\sin(\omega_m t)$가 되어, 위상 변화항은 $\frac{2\pi k_f}{\omega_m}\sin(\omega_m t)$로 정리된다는 패턴을 기억해 둔다.

NoteBase

문 11. CDMA 방식의 특징으로 옳지 않은 것은?

① 통화 단절이 없는 소프트 핸드오버(soft handover) 구현이 TDMA 방식보다 용이하다.

② 여러 사용자들이 시간과 주파수를 동시에 공유하면서 신호를 송수신할 수 있다.

③ 다중경로 페이딩을 해결하기 위해 사용자 데이터 심볼에 보호 구간을 추가한다.

④ 상향 링크에서 기지국에 도달하는 사용자 신호 간의 전력 차가 심할 경우 시스템 용량에 손실이 발생한다.

정답 3번

출제 포인트

CDMA(코드분할다중접속) 방식이 갖는 대표적 특징들을 TDMA·다중경로 환경과 비교해 정확히 알고 있는지, 그리고 CDMA에서 다중경로 페이딩을 극복하는 실제 방식이 무엇인지 구분할 수 있는지를 묻는 문항이다.

핵심 개념

CDMA는 모든 사용자가 동일한 시간·동일한 주파수 대역을 공유하되 서로 다른 확산코드(PN 코드)로 신호를 구분하는 다중접속 방식이다. 인접 셀도 동일 주파수를 쓰기 때문에 두 기지국 신호를 동시에 받으며 전환하는 소프트 핸드오버가 가능하고, 이는 반드시 주파수를 바꿔 접속해야 하는 TDMA(하드 핸드오버)보다 구현이 용이하다. 반면 CDMA가 다중경로 페이딩에 대응하는 방법은 여러 경로로 도착한 신호를 각각의 지연시간에 맞춰 수신한 뒤 합쳐 이득을 얻는 레이크(RAKE) 수신기이며, 데이터 심볼에 보호 구간(guard interval)을 넣는 방식은 심볼 간 간섭을 막기 위해 OFDM 등에서 쓰는 별개의 기법이다. 또한 상향 링크에서는 여러 사용자 신호가 기지국에서 뒤섞여 수신되므로, 가까운 사용자의 신호가 먼 사용자의 신호를 가리는 원근 문제(near-far problem)가 발생하면 시스템 용량이 줄어들며, 이를 막기 위해 전력 제어가 필수적으로 쓰인다.

선지별 해설

① O — CDMA는 인접 기지국들이 동일 주파수를 사용하므로 단말이 두 기지국 신호를 동시에 받으며 전환할 수 있어 통화 단절이 없는 소프트 핸드오버 구현이 TDMA보다 용이하다.
② O — CDMA의 정의 자체가 여러 사용자가 시간과 주파수 자원을 동시에 공유하면서 서로 다른 확산코드로 신호를 구별해 송수신하는 방식이다.
③ X — 틀린 표현: 다중경로 페이딩을 해결하기 위해 데이터 심볼에 보호 구간을 추가한다 → 올바른 표현: CDMA는 다중경로로 도착하는 여러 신호 성분을 레이크 수신기로 각각 포착해 결합함으로써 다중경로 페이딩에 대응하며, 심볼에 보호 구간을 추가하는 것은 CDMA의 다중경로 대응 방식이 아니다.
④ O — 상향 링크에서 여러 사용자 신호가 기지국에 도달할 때 신호 세기 차이가 크면 강한 신호가 약한 신호를 묻어 버리는 원근 문제가 생겨 전체 수용 가능 사용자 수, 즉 시스템 용량에 손실이 발생한다.

NoteBase

오답 포인트

보호 구간(guard interval)이라는 용어를 보면 다중경로 대응 기법처럼 느껴지기 쉬운데, 이는 심볼 간 간섭 방지를 위해 시간축에 여유 구간을 두는 방식으로 CDMA의 특징이 아니다. CDMA는 시간이나 주파수를 분할해 자원을 나누는 것이 아니라 코드로 구분한다는 점, 다중경로 문제는 보호 구간이 아니라 레이크 수신기로 해결한다는 점을 혼동하지 않아야 한다.

다시 나오면 이렇게 판단

선택지에 '보호 구간(guard interval)'이 CDMA의 다중경로 대응 방법으로 등장하면 우선 의심한다. CDMA의 다중경로 대응은 레이크 수신기, 보호 구간·순환 전치는 OFDM류 심볼 간 간섭 방지 기법이라는 대응 관계를 기준으로 옳고 그름을 판단한다.

암기 포인트

CDMA = 코드로 구분, 시간·주파수는 전 사용자 공유, 소프트 핸드오버 용이(동일 주파수 재사용), 다중경로 대응은 레이크 수신기, 상향 링크는 전력 차 심하면 원근 문제로 용량 손실 → 전력 제어 필수.

NoteBase

문 12. AM 변조 신호 $s(t) = (m(t) + 10)\cos(2\pi f_c t)$에서 모든 시간 동안 포락선 검파가 가능하기 위한 메시지 신호 $m(t)$의 최소값은? (단, f_c는 반송파 주파수이다)

① 10

② 0

③ -5

④ -10

정답 4번

출제 포인트

AM(진폭변조) 신호에서 포락선 검파(envelope detection)가 정상적으로 동작하기 위한 조건, 즉 변조 신호의 포락선이 항상 0 이상(음이 되지 않음)이어야 한다는 조건을 메시지 신호 $m(t)$의 최솟값 제한으로 바꾸어 계산할 수 있는지를 묻는다.

조건 정리

주어진 신호는 $s(t) = (m(t) + 10)\cos(2\pi f_c t)$이다. 여기서 $m(t) + 10$이 s(t)의 포락선(진폭 성분) 역할을 한다. 포락선 검파기는 입력 신호의 포락선을 그대로 따라가는 다이오드 정류 회로이므로, 포락선이 시간에 따라 부호를 바꾸면(음수가 되면) 검파기가 실제 메시지 파형을 왜곡 없이 복원하지 못한다. 따라서 모든 시간 t에 대해 포락선이 음수가 되지 않아야 한다는 조건, 즉 $m(t) + 10 \geq 0$이 항상 성립해야 한다.

사용할 공식

포락선 검파 가능 조건: $m(t) + A_c \geq 0$ (여기서 A_c는 반송파에 더해진 직류 성분, 이 문제에서는 10). 즉 $m(t) \geq -A_c$가 모든 시간에서 성립해야 하며, 이는 $m(t)$의 최솟값이 $-A_c$ 이상이어야 함을 의미한다.

계산 과정

조건 $m(t) + 10 \geq 0$을 $m(t)$에 대해 정리하면 $m(t) \geq -10$이다. 이 부등식이 모든 시간에서 성립하려면 $m(t)$가 가질 수 있는 최솟값이 -10보다 작아서는 안 된다. 따라서 포락선 검파가 가능한 한도에서 메시지 신호 $m(t)$의 최솟값은 정확히 -10이다. 이보다 더 작은 값(예: -11)을 가지면 그 순간 포락선 $m(t) + 10$이 음수가 되어 반송파의 위상이 180도 뒤집히고, 포락선 검파기는 이를 그대로 복원하지 못해 파형이 일그러진다.

NoteBase

선지 판단

① 10 → X. $m(t)$의 최솟값이 10이면 포락선은 항상 20 이상으로 양수이므로 검파는 되지만, 이는 최솟값의 한계(경계값)가 아니라 지나치게 여유 있는 값이다. 문제가 묻는 '최솟값'(한계값)이 아니다.
② 0 → X. 최솟값이 0이어도 포락선은 항상 10 이상으로 양수라 검파는 가능하지만, 이 역시 한계 경계값인 -10보다 큰 값이라 최솟값 조건을 만족하는 한계치가 아니다.
③ -5 → X. 포락선 최솟값이 5로 양수라 검파는 가능하지만 역시 경계값이 아니다.
④ -10 → O. $m(t) + 10 \geq 0$을 만족하는 한계, 즉 등호가 성립하는 경계값이 -10이며, 이보다 작아지면 포락선이 음수가 되어 검파가 불가능해진다. 따라서 포락선 검파가 가능한 $m(t)$의 최솟값은 -10이다.

오답 포인트

①·②·③은 모두 포락선을 양수로 유지시키는 값들이라 얼핏 '검파가 가능한 값'처럼 보이지만, 문제는 검파가 가능한 범위 안에서 $m(t)$가 내려갈 수 있는 가장 낮은 한계값(최솟값)을 묻고 있다. 단순히 '양수를 만드는 값' 중 아무거나 고르지 말고, 등호가 성립하는 경계 조건 $m(t) + A_c = 0$에서 최솟값을 구해야 한다.

다시 나오면 이렇게 판단

AM 신호가 $s(t) = (m(t) + A_c)\cos(2\pi f_c t)$ 형태로 주어지고 포락선 검파 가능 조건을 물으면, 곧바로 '포락선 $m(t) + A_c \geq 0$'이라는 부등식을 세운다. 그 다음 $m(t)$의 최솟값은 이 부등식의 등호가 성립하는 지점, 즉 $-A_c$임을 계산한다. 반송파 앞에 곱해진 진폭 상수나 주파수 f_c는 포락선의 부호 조건과 무관하므로 계산에 넣지 않는다.

암기 포인트

포락선 검파 가능 조건: 반송파 앞 포락선이 절대 음수가 되지 않을 것. $s(t) = (m(t) + A_c)\cos(2\pi f_c t)$ 형태면 $m(t)$의 최솟값 = $-A_c$.

NoteBase

문 13. 균일 펄스 부호 변조(PCM)에 대한 설명으로 옳지 않은 것은? (단, 표본 진폭 범위는 일정하다고 가정한다)

① 양자화 준위(quantization level)의 개수를 증가시키면 양자화 오차가 감소한다.

② 양자화 준위의 개수를 증가시키면 표본화된 값을 이진수로 부호화할 때 비트 수가 점점 증가한다.

③ 양자화 비트 수를 하나 증가시키면 평균 양자화 잡음 전력은 $10\log_{10}2[dB]$ 감소한다.

④ 10[kHz]로 대역 제한된 신호를 왜곡 없이 표본화하려면 초당 20,000개 이상의 표본을 추출해야 한다.

정답 3번

출제 포인트

균일(uniform) PCM에서 양자화 준위 수, 부호화 비트 수, 양자화 잡음(오차) 전력, 표본화 주파수 사이의 관계를 정확히 알고 있는지를 묻는 문제이다. 특히 양자화 비트 수를 1비트 늘렸을 때 양자화 잡음 전력이 몇 dB만큼 줄어드는지를 정확한 로그값으로 계산할 수 있어야 한다.

조건 정리

표본 진폭 범위(양자화 범위)는 일정하다고 가정한다. 양자화 비트 수를 n이라 하면 양자화 준위 수는 $L = 2^n$이고, 양자화 계단 크기(step size) Δ는 $\Delta = \frac{V_{pp}}{2^n}$이다. 균일 양자화에서 양자화 잡음(오차) 전력은 계단 크기의 제곱에 비례한다, 즉 $N_q \propto \Delta^2$이다.

사용할 공식

양자화 잡음 전력 $N_q = \frac{\Delta^2}{12}$이고 $\Delta \propto \frac{1}{2^n}$이므로 $N_q \propto \frac{1}{4^n} = \frac{1}{2^{2n}}$이다. 비트 수를 1 늘려 $n \to n+1$이 되면 N_q는 $\frac{1}{4}$배가 되고, 이를 데시벨로 나타내면 $10\log_{10}4 = 20\log_{10}2 \approx 6.02$ [dB] 감소이다. 표본화 주파수 조건은 나이퀴스트 정리 $f_s \geq 2f_m$이다.

계산 과정

① 준위 수 2^n이 커지면 계단 크기 Δ가 작아지므로 양자화 오차는 감소한다 — 옳은 설명이다.
② 준위 수가 늘어나면 이를 이진수로 표현하는 데 필요한 비트 수 $n = \log_2 L$도 함께 커지므로 옳은 설명이다.
③ 비트 수를 1 증가시키면 잡음 전력은 $\frac{1}{4}$배, 즉 $10\log_{10}4 = 6.02$ [dB] 감소해야 한다. 그런데 선지는 $10\log_{10}2 \approx 3.01$ [dB] 감소라고 하므로 실제 감소량의 절반만 계산한 잘못된 값이다 — 옳지 않은 설명이다.
④ 대역폭 $f_m = 10$ [kHz]인 신호를 왜곡 없이 표본화하려면 $f_s \geq 2f_m = 20$ [kHz], 즉 초당 20,000개 이상의 표본이 필요하다 — 옳은 설명이다.

NoteBase

선지 판단

① 옳음 — 양자화 준위 수 증가 → 계단 크기 감소 → 양자화 오차 감소.
② 옳음 — 양자화 준위 수 증가 → 부호화에 필요한 비트 수도 증가.
③ 틀린 표현 → 올바른 표현: $10\log_{10}2$ [dB] 감소 → $10\log_{10}4 (= 20\log_{10}2 \approx 6.02)$ [dB] 감소. 비트 수 1 증가는 준위 수가 2배가 아니라 잡음 전력을 4배 줄이는 효과이므로 dB로는 6dB 감소가 맞다.
④ 옳음 — 나이퀴스트 표본화 정리에 의해 초당 20,000개 이상의 표본이 필요.

오답 포인트

양자화 비트 수가 1 증가하면 준위 수는 2배가 되고, 계단 크기는 $\frac{1}{2}$배가 되지만 잡음 전력은 계단 크기의 제곱에 비례하므로 $\frac{1}{4}$배가 된다. 이를 dB로 바꿀 때 $10\log_{10}2$(전압·진폭비 기준 3dB 감소로 착각)와 $10\log_{10}4 = 20\log_{10}2$(전력비 기준 6dB 감소)를 혼동하는 것이 전형적인 함정이다.

다시 나오면 이렇게 판단

PCM에서 비트당 신호 대 양자화 잡음비(SQNR) 개선량은 항상 약 6dB/bit이다. 이 값이 선지에 3dB(= $10\log_{10}2$)로 나오면 전력이 아니라 진폭(전압) 비율에 로그를 취한 값과 혼동한 오류이므로 옳지 않은 설명으로 판단한다.

암기 포인트

PCM 양자화 비트 1비트 증가 = 준위 수 2배 = 계단 크기 $\frac{1}{2}$배 = 양자화 잡음 전력 $\frac{1}{4}$배 = SQNR 약 6.02[dB] 개선. 나이퀴스트 표본화율은 최소 대역폭의 2배 이상이다.

NoteBase

문 14. 심볼당 3비트의 데이터를 전송하는 위상편이변조(PSK) 성상도에서 최소의 평균 심볼 오류확률을 얻기 위한 인접한 신호점(signal point) 간의 위상 차이는?

① 11.25°

② 22.5°

③ 45°

④ 90°

정답 3번

출제 포인트

심볼당 전송 비트수가 주어졌을 때 PSK 변조 방식의 성상점(신호점) 개수를 구하고, 그 신호점들이 원 위에 균등하게 배치될 때 인접 신호점 간의 위상 간격을 구할 수 있는지를 묻는다. PSK는 모든 신호점의 진폭이 동일하고 위상만 다르므로, 신호점은 반지름이 같은 원 위에 등간격으로 배치되며 이 등간격 배치가 신호점 간 최소 거리를 최대로 하여 평균 심볼 오류확률을 최소로 만든다.

조건 정리

심볼당 전송 비트수 $k = 3$비트이므로 한 심볼이 표현할 수 있는 신호점의 개수는 $M = 2^k = 2^3 = 8$개이다. 즉 이 문제는 8진 PSK(8-PSK) 성상도를 다룬다. 최소 평균 심볼 오류확률을 얻으려면 8개의 신호점이 원 둘레에 균등한 간격으로 배치되어야 한다.

사용할 공식

M진 PSK에서 인접한 신호점 간의 위상 차이 $\Delta\theta$는 원 전체 위상인 360°를 신호점 개수 M으로 균등 분할한 값이다.

$\Delta\theta = \frac{360^\circ}{M}$

계산 과정

먼저 심볼당 비트수로부터 신호점 개수를 구한다.

$M = 2^k = 2^3 = 8$

이 8개의 신호점을 원 위에 균등 배치하면 인접 신호점 간 위상 차이는 다음과 같다.

$\Delta\theta = \frac{360^\circ}{8} = 45^\circ$

따라서 최소 평균 심볼 오류확률을 얻기 위한 인접 신호점 간 위상 차이는 45°이다.

NoteBase

선지 판단

① 11.25° — X. $360^\circ/11.25^\circ = 32$이므로 이는 신호점이 32개(5비트/심볼, 32-PSK)인 경우의 위상 간격이다. 이 문제는 3비트/심볼이므로 해당하지 않는다.
② 22.5° — X. $360^\circ/22.5^\circ = 16$이므로 이는 신호점이 16개(4비트/심볼, 16-PSK)인 경우의 위상 간격이다.
③ 45° — O. $360^\circ/45^\circ = 8$이므로 신호점 8개(3비트/심볼, 8-PSK)에 정확히 대응하며, 문제의 조건(심볼당 3비트)과 일치한다.
④ 90° — X. $360^\circ/90^\circ = 4$이므로 이는 신호점이 4개(2비트/심볼, QPSK)인 경우의 위상 간격이다.

오답 포인트

이 문제의 함정은 심볼당 비트수 k를 신호점 개수 M으로 바로 착각하거나, $M = 2^k$ 변환을 건너뛰고 엉뚱한 M 값으로 $360^\circ/M$을 계산하는 데 있다. ①, ②, ④는 각각 32-PSK, 16-PSK, QPSK(4-PSK)의 위상 간격이므로, 심볼당 비트수를 잘못 환산하면 이 오답들이 나온다. 항상 먼저 $M = 2^k$로 신호점 개수를 구한 뒤 $360^\circ/M$을 계산해야 한다.

다시 나오면 이렇게 판단

'심볼당 n비트'라는 표현이 나오면 곧바로 신호점 개수 $M = 2^n$을 먼저 구한다. 이후 PSK처럼 신호점이 원 위에 배치되는 변조 방식에서 최소 오류확률(즉 신호점 간 최소 거리 최대화)을 묻는 문제는 균등 간격 배치를 가정하고 $360^\circ/M$으로 위상 간격을 구하면 된다.

암기 포인트

PSK 신호점 개수와 심볼당 비트수의 관계는 $M = 2^k$이며, 대표적으로 $k = 1$이면 BPSK(2개, 180°), $k = 2$이면 QPSK(4개, 90°), $k = 3$이면 8-PSK(8개, 45°), $k = 4$이면 16-PSK(16개, 22.5°)이다. 인접 신호점 간 위상 차이는 항상 $360^\circ/M$으로 균등 분할된다.

NoteBase

문 15. AWGN 채널에서 새넌(Shannon)의 채널 용량(channel capacity)에 대한 설명으로 옳지 않은 것은?

① 전송률이 채널 용량보다 작으면 채널부호 기술을 이용하여 전송 오류확률을 임의로 작게 할 수 있다.

② 채널 대역폭이 100[Hz]이고 신호 대 잡음비(SNR)가 31인 경우, 채널 용량은 3,100[bps]이다.

③ 신호 대 잡음비를 증가시키면 채널 용량이 증가한다.

④ 채널 대역폭을 증가시키면 채널 용량이 증가한다.

정답 2번

출제 포인트

섀넌의 채널 용량 공식 $C = B\log_2(1 + \text{SNR})$을 이용해 주어진 대역폭과 신호 대 잡음비로부터 채널 용량을 직접 계산할 수 있는지, 그리고 대역폭·SNR과 채널 용량 사이의 증가 관계 및 섀넌의 채널부호화 정리(용량 이하 전송률에서 오류확률을 임의로 낮출 수 있다는 사실)를 함께 알고 있는지를 묻는다.

조건 정리

채널 대역폭 $B = 100$[Hz], 신호 대 잡음비 $\text{SNR} = 31$이다. 이 조건에서 채널 용량 C를 계산하여 선지 ②의 3,100[bps]라는 값이 맞는지 확인해야 한다.

사용할 공식

AWGN 채널에서의 섀넌 채널 용량 공식은 다음과 같다.

$C = B\log_2(1 + \text{SNR})$ [bps]

여기서 B는 채널 대역폭, SNR은 신호 대 잡음비(비율값)이다.

계산 과정

$1 + \text{SNR} = 1 + 31 = 32 = 2^5$이므로 $\log_2 32 = 5$이다. 따라서

$C = 100 \times \log_2(32) = 100 \times 5 = 500$ [bps]

이 된다. 즉 이 조건에서 채널 용량은 500[bps]이며, 선지 ②가 제시한 3,100[bps]는 계산 결과와 맞지 않는다.

NoteBase

선지 판단

① O: 섀넌의 채널부호화 정리에 따르면 전송률이 채널 용량보다 작을 때 적절한 채널부호 기술을 사용하면 전송 오류확률을 원하는 만큼 임의로 작게 만들 수 있다. 옳은 설명이다.
② X: 채널 대역폭이 100[Hz], SNR이 31일 때 채널 용량은 $C = 100\log_2(1+31) = 100\log_2 32 = 100 \times 5 = 500[\text{bps}]$이다. 3,100[bps] → 500[bps]가 옳은 값이며, 제시된 3,100[bps]는 틀린 표현이다.
③ O: $C = B\log_2(1+\text{SNR})$에서 대역폭 B를 고정하면 SNR이 커질수록 $\log_2(1+\text{SNR})$이 커지므로 채널 용량도 증가한다. 옳은 설명이다.
④ O: 같은 식에서 SNR을 고정하면 C는 대역폭 B에 비례하므로, 대역폭을 증가시키면 채널 용량도 증가한다. 옳은 설명이다.

오답 포인트

이 문제에서 틀리기 쉬운 부분은 $\log_2(1+\text{SNR})$의 밑을 잘못 적용하거나 자연로그 ln을 사용해 값을 다르게 계산하는 경우이다. $1+\text{SNR} = 32 = 2^5$라는 관계를 놓치면 계산이 복잡해지므로, 32가 2의 거듭제곱임을 먼저 알아채는 것이 중요하다. 또한 SNR을 dB 단위로 착각해 그대로 대입하는 실수도 주의해야 한다(여기서는 31이 이미 비율값으로 주어졌다).

다시 나오면 이렇게 판단

채널 용량을 묻는 계산 문제가 나오면 먼저 $C = B\log_2(1+\text{SNR})$ 공식에 대역폭과 SNR(비율값)을 그대로 대입한다. $1+\text{SNR}$ 값이 2의 거듭제곱 형태(2, 4, 8, 16, 32, …)로 떨어지는지 먼저 확인하면 로그 계산이 간단해진다. 계산 결과를 선지의 숫자와 자릿수까지 정확히 비교해 어긋나는 선지를 찾아낸다.

암기 포인트

섀넌 채널 용량 공식 $C = B\log_2(1+\text{SNR})$은 대역폭 B와 SNR이 커질수록 채널 용량이 증가하는 관계를 나타낸다. 또한 전송률이 채널 용량보다 작으면 적절한 채널부호화로 오류확률을 임의로 낮출 수 있다는 것이 섀넌의 채널부호화 정리의 핵심이다.

NoteBase

문 16. 두 랜덤 변수 X, Y가 주어질 때, 이들의 통계적 특징으로 옳지 않은 것은?

① X와 Y가 통계적으로 독립이면, 결합확률밀도함수 $f_{XY}(x, y) = f_X(x)f_Y(y)$이다.

② 결합모멘트 $E[XY] = 0$이면, X와 Y는 직교한다.

③ X와 Y가 비상관(uncorrelated)이면, X와 Y는 항상 통계적으로 독립이다.

④ X와 Y가 통계적으로 독립이면, 공분산 $Cov[XY]$는 항상 0이다.

정답 3번

출제 포인트

두 랜덤변수 X, Y에 대해 통계적 독립, 비상관(무상관), 직교라는 세 개념이 서로 어떤 포함관계에 있는지를 묻는 문제이다. 이 세 개념은 정의가 비슷해 보여도 서로 동치가 아니며, 특히 "비상관이면 항상 독립이다"라는 명제가 일반적으로 성립하지 않는다는 점이 핵심 함정이다.

핵심 개념

통계적 독립은 결합확률밀도함수가 각 변수의 주변확률밀도함수의 곱으로 분해되는 것이다: $f_{XY}(x, y) = f_X(x)f_Y(y)$. 비상관(무상관)은 공분산이 0인 경우이다: $\mathrm{Cov}[X, Y] = E[XY] - E[X]E[Y] = 0$. 직교는 결합모멘트가 0인 경우이다: $E[XY] = 0$. 세 개념의 관계는 다음과 같다. 독립이면 항상 비상관이다(역은 일반적으로 성립하지 않는다). 독립이면 항상 공분산이 0이다. 비상관은 독립보다 약한 조건으로, 비선형적으로 종속된 변수들도 공분산은 0이 될 수 있어 비상관이면서 독립이 아닌 경우가 존재한다(예: 두 변수가 곡선 형태의 관계를 가져 선형 상관은 없지만 통계적으로는 종속인 경우). 다만 X, Y가 결합적으로 가우시안(정규) 분포를 따르는 특별한 경우에는 비상관과 독립이 동치가 된다.

선지별 해설

① X와 Y가 통계적으로 독립이면, 결합확률밀도함수 $f_{XY}(x, y) = f_X(x)f_Y(y)$이다 → O. 이는 통계적 독립의 정의 그 자체이다.

② 결합모멘트 $E[XY] = 0$이면, X와 Y는 직교한다 → O. 직교라는 용어는 통신이론에서 $E[XY] = 0$인 경우를 정의하는 말이므로 옳은 서술이다.

③ X와 Y가 비상관(uncorrelated)이면, X와 Y는 항상 통계적으로 독립이다 → X. 비상관은 공분산이 0이라는 조건일 뿐이며, 이는 두 변수 사이에 선형적인 상관관계가 없다는 것만 의미한다. 두 변수가 비선형적으로 종속되어 있으면서도 공분산은 0이 되는 경우가 존재하므로, 비상관이라고 해서 항상 통계적으로 독립인 것은 아니다. 따라서 "항상"이라는 표현이 틀렸다 → 올바른 표현: "비상관이면 반드시 독립인 것은 아니다(독립이면 비상관이지만, 그 역은 일반적으로 성립하지 않는다)."

④ X와 Y가 통계적으로 독립이면, 공분산 $\mathrm{Cov}[XY]$는 항상 0이다 → O. 독립이면 $E[XY] = E[X]E[Y]$가 성립하므로 $\mathrm{Cov}[X, Y] = E[XY] - E[X]E[Y] = 0$이 항상 성립한다.

NoteBase

오답 포인트

독립과 비상관의 방향을 혼동하면 틀린다. "독립이면 비상관이다"는 항상 참이지만, 그 역인 "비상관이면 독립이다"는 일반적으로 거짓이다. 비상관은 두 변수 사이에 선형적인 상관이 없다는 것만 보장할 뿐, 비선형적인 종속 관계까지 배제하지는 못한다는 점을 놓치기 쉽다.

다시 나오면 이렇게 판단

선지에 "비상관이면 독립이다" 또는 이와 유사하게 방향이 뒤집힌 명제가 나오면 우선 의심한다. 반대로 "독립이면 비상관이다", "독립이면 공분산이 0이다", "독립이면 결합확률밀도함수가 주변확률밀도함수의 곱이다"와 같이 독립에서 출발해 비상관/직교로 향하는 명제는 항상 옳은 서술이라고 판단한다.

암기 포인트

독립 ⇒ 비상관(공분산 0) ⇒ 직교(결합모멘트 0인 경우와 연결), 이 화살표는 한 방향으로만 항상 성립한다. 역방향(비상관 ⇒ 독립)은 일반적으로 성립하지 않으며, 오직 결합가우시안 분포와 같은 특수한 경우에만 성립한다.

NoteBase

문 17. 다중반송파를 사용하는 무선이동 통신시스템에 대한 설명으로 옳지 않은 것은? (단, 시스템에 주어진 대역폭은 일정하다)

① 다중경로 지연확산이 커질수록 채널의 주파수 선택적 페이딩(frequency selective fading) 현상이 심해진다.

② 단말의 이동 속도가 증가할수록 도플러 확산(Doppler spread)이 증가하고 빠른 페이딩(fast fading) 현상이 심해진다.

③ 다중경로 지연확산이 커질수록 부반송파 개수를 늘리는 것이 적절하다.

④ 단말의 이동 속도가 증가할수록 부반송파 개수를 늘리는 것이 적절하다.

정답 4번

출제 포인트

다중반송파(OFDM류) 시스템에서 전체 대역폭이 일정할 때, 부반송파 개수를 늘리거나 줄이는 설계 선택이 다중경로 지연확산과 도플러 확산이라는 두 가지 채널 열화 요인에 각각 어떻게 대응해야 하는지를 구분해서 아는지 묻는다. 두 요인이 요구하는 대응 방향이 서로 반대라는 점이 핵심이다.

핵심 개념

전체 대역폭이 일정한 상태에서 부반송파 개수를 늘리면 부반송파 하나당 대역폭(부반송파 간격)은 좁아지고, 그만큼 부반송파 심볼 하나의 지속시간(심볼 주기)은 길어진다. 지연확산 대응: 다중경로 지연확산이 커지면 지연확산 대비 심볼 주기가 짧을수록 심볼간 간섭(ISI)과 주파수 선택적 페이딩이 심해지므로, 부반송파 개수를 늘려 심볼 주기를 길게 만들어 지연확산의 상대적 영향을 줄이는 것이 유리하다. 도플러확산 대응: 단말 속도가 증가하면 도플러 확산이 커지고 심볼 주기 동안 채널이 빠르게 변해 부반송파 간 직교성이 깨지는 반송파간섭(ICI)이 심해진다. 이때는 오히려 부반송파 개수를 줄여 부반송파 간격을 넓히고 심볼 주기를 짧게 해야 도플러로 인한 위상 변동과 ICI 영향이 줄어든다. 즉 지연확산이 커지면 부반송파 수를 늘리는 방향, 도플러확산(이동 속도)이 커지면 부반송파 수를 줄이는 방향이 맞는 대응이다.

NoteBase

선지별 해설

① O — 다중경로 지연확산이 커지면 채널의 코히어런스 대역폭이 좁아져 주파수에 따라 채널 응답이 달라지는 주파수 선택적 페이딩이 심해진다는 설명으로 옳다.
② O — 단말 이동 속도가 증가하면 도플러 확산이 커지고, 이에 따라 채널의 코히어런스 시간이 짧아져 시간에 따라 채널이 빠르게 변하는 빠른 페이딩이 심해진다는 설명으로 옳다.
③ O — 지연확산이 커질수록 부반송파 개수를 늘려 부반송파 심볼 주기를 길게 만들면 지연확산 대비 상대적 영향이 줄어들어 주파수 선택적 페이딩과 ISI에 더 강해지므로 적절한 대응이다.
④ X — 단말 이동 속도가 증가하면 도플러 확산이 커지는데, 이때 부반송파 개수를 늘리면 부반송파 간격이 좁아져 도플러로 인한 반송파간섭(ICI)에 더 취약해진다. 옳은 대응은 반대로 부반송파 개수를 줄여 부반송파 간격을 넓히는 것이므로, '부반송파 개수를 늘리는 것이 적절하다'는 설명은 틀린 표현이다. 틀린 표현 → 올바른 표현: '부반송파 개수를 늘리는 것이 적절하다' → '부반송파 개수를 줄이는(부반송파 간격을 넓히는) 것이 적절하다'.

오답 포인트

지연확산과 도플러확산(이동 속도)은 서로 반대되는 설계 대응을 요구한다는 점을 혼동하기 쉽다. 지연확산이 크면 부반송파를 늘려 심볼을 길게, 도플러확산(속도)이 크면 부반송파를 줄여 심볼을 짧게 해야 한다는 방향을 뒤바꿔 외우면 ③과 ④를 헷갈려 오답을 고르게 된다.

다시 나오면 이렇게 판단

선지에 '지연확산이 커질수록'이 나오면 부반송파 개수 증가(심볼 주기 증가)가 맞는 방향인지 확인하고, '이동 속도(도플러확산)가 커질수록'이 나오면 반대로 부반송파 개수 감소(부반송파 간격 확대)가 맞는 방향인지 확인한다. 두 조건에 같은 방향(둘 다 증가 또는 둘 다 감소)의 대응을 붙인 선지가 있으면 그 선지를 가장 먼저 의심한다.

암기 포인트

지연확산 커짐 → 부반송파 수↑(심볼 주기 길게, ISI·주파수선택페이딩 대응). 도플러확산(속도) 커짐 → 부반송파 수↓(부반송파 간격 넓게, ICI·빠른페이딩 대응). 두 대응 방향은 서로 반대라는 점만 기억해 두면 된다.

NoteBase

문 18. 랜덤 변수 X와 Y의 결합확률밀도함수가 다음과 같을 때, 상수 a와 확률 $P(X \geq 0,\ 0 < Y \leq 1)$는?

$f_{XY}(x,y) = \frac{1}{a}e^{-(|x|+|y|)}$

① a: 4, $P(X \geq 0,\ 0 < Y \leq 1)$: $\frac{e-1}{4}$
② a: 4, $P(X \geq 0,\ 0 < Y \leq 1)$: $\frac{1-e^{-1}}{4}$
③ a: 2, $P(X \geq 0,\ 0 < Y \leq 1)$: $\frac{e-1}{2}$
④ a: 2, $P(X \geq 0,\ 0 < Y \leq 1)$: $\frac{1-e^{-1}}{2}$

정답 2번

출제 포인트

결합확률밀도함수 $f_{XY}(x,y) = \frac{1}{a}e^{-(|x|+|y|)}$가 주어졌을 때, 전체 확률의 합이 1이 된다는 정규화 조건으로 상수 a를 구하고, 이를 이용해 특정 영역에 대한 확률 $P(X \geq 0,\ 0 < Y \leq 1)$을 이중적분으로 계산하는 문제이다. x와 y에 대한 지수함수가 곱 형태로 분리되어 있으므로 각 변수에 대한 적분을 독립적으로 수행할 수 있다는 점이 핵심이다.

조건 정리

$f_{XY}(x,y) = \frac{1}{a}e^{-|x|}e^{-|y|}$이고, x, y의 정의역은 전체 실수 범위이다. 정규화 조건은 $\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} f_{XY}(x,y)dxdy = 1$이다. 구해야 할 확률은 $X \geq 0$이고 $0 < Y \leq 1$인 영역에서의 적분값이다.

사용할 공식

$\int_{-\infty}^{\infty} e^{-|t|}dt = 2\int_{0}^{\infty} e^{-t}dt = 2$
$\int_{0}^{\infty} e^{-t}dt = 1, \qquad \int_{0}^{1} e^{-t}dt = 1 - e^{-1}$

계산 과정

먼저 상수 a를 구한다. x와 y의 절댓값 지수가 곱 형태로 분리되므로
$1 = \frac{1}{a}\int_{-\infty}^{\infty} e^{-|x|}dx \int_{-\infty}^{\infty} e^{-|y|}dy = \frac{1}{a}(2)(2) = \frac{4}{a}$
따라서 $a = 4$이다.

다음으로 확률을 구한다. $X \geq 0$에서는 $|x| = x$이고, $0 < Y \leq 1$에서는 $|y| = y$이므로
$P(X \geq 0, 0 < Y \leq 1) = \int_{0}^{\infty}\int_{0}^{1}\frac{1}{4}e^{-x}e^{-y}dydx = \frac{1}{4}\left(\int_{0}^{\infty} e^{-x}dx\right)\left(\int_{0}^{1} e^{-y}dy\right)$
$= \frac{1}{4}(1)(1-e^{-1}) = \frac{1-e^{-1}}{4}$

NoteBase

선지 판단

① a=4, $\frac{e-1}{4}$: X — a값은 맞지만 확률값의 지수 부호가 반대이다. $\int_0^1 e^{-y}dy = 1-e^{-1}$이지 $e-1$이 아니다.
② a=4, $\frac{1-e^{-1}}{4}$: O — 정규화로 구한 a=4와 이중적분 결과 $\frac{1-e^{-1}}{4}$가 모두 일치한다.
③ a=2, $\frac{e-1}{2}$: X — a값 계산에서 $\int e^{-|x|}dx = 2$를 두 변수에 대해 곱해야 하는데(4/a=1) 이를 놓치고 하나만 반영하면 나오는 오답이며, 확률값의 지수 부호도 틀렸다.
④ a=2, $\frac{1-e^{-1}}{2}$: X — a값 계산에서 x, y 두 방향의 정규화를 모두 곱하지 않고 한쪽만 반영한 오답이다(올바른 a는 4).

오답 포인트

가장 흔한 실수는 정규화 조건에서 $\int_{-\infty}^{\infty} e^{-|x|}dx = 2$임을 x, y 두 변수 모두에 대해 곱해야 함을 놓치고 a=2로 잘못 구하는 것이다(③, ④). 또 다른 실수는 $\int_0^1 e^{-y}dy = 1-e^{-1}$을 부호를 착각해 $e-1$로 계산하는 것이다(①, ③). $0 < Y \le 1$처럼 유한 구간에서의 적분과 $X \ge 0$처럼 무한 구간에서의 적분을 혼동하지 않는 것이 중요하다.

다시 나오면 이렇게 판단

결합확률밀도함수가 $f(x,y) = \frac{1}{a}e^{-|x|}e^{-|y|}$처럼 변수별로 분리되는 형태이면, 정규화 조건도 각 변수에 대한 적분의 곱으로 분리해서 계산한다. 무한 구간 $[0, \infty)$에서 e^{-t}의 적분은 1이고, 유한 구간 $[0, 1]$에서는 $1-e^{-1}$이라는 것을 구분해서 적용한다.

암기 포인트

$\int_{-\infty}^{\infty} e^{-|t|}dt = 2$, $\int_0^{\infty} e^{-t}dt = 1$, $\int_0^1 e^{-t}dt = 1-e^{-1}$을 기본 적분값으로 기억해 둔다. 절댓값이 포함된 지수함수는 구간을 양수/음수로 나누되, 문제에서 이미 특정 부호 영역(예: $X \ge 0$)이 주어지면 그 구간에서는 절댓값을 그대로 벗겨서 적분한다.

NoteBase

문 19. 메시지 신호 $m(t) = 10\text{sinc}(10^4 t)$가 주파수 민감도 $k_f = 3000$으로 주파수 변조(FM)된 신호의 전송 대역폭[kHz]은?

① 3

② 5

③ 70

④ 90

정답 3번

출제 포인트

FM(주파수 변조) 신호의 전송 대역폭을 카슨의 법칙(Carson's rule)으로 구하는 문제이다. 메시지 신호의 최대 진폭과 대역폭, 그리고 주파수 민감도로부터 최대 주파수 편이를 계산하고, 이를 이용해 전체 전송 대역폭을 구하는 절차를 묻는다.

조건 정리

메시지 신호는 $m(t) = 10\text{sinc}(10^4 t)$이다. $\text{sinc}(x) = \frac{\sin x}{x}$이며 $\text{sinc}(0) = 1$이므로 $m(t)$의 최대 진폭은 $A_m = 10$이다. $\text{sinc}(2\pi W t)$ 꼴의 신호는 주파수 영역에서 폭 $2W$인 구형 스펙트럼을 가지므로, $\text{sinc}(10^4 t) = \text{sinc}(2\pi \cdot \frac{10^4}{2\pi} t)$에서 메시지 대역폭은 $W = \frac{10^4}{2\pi} \times \frac{2\pi}{2}$가 아니라, 이 시험에서 사용하는 표준 관계인 $m(t) = A\text{sinc}(2Wt)$와 비교해 $2W = 10^4$이므로 $W = 5{,}000$ Hz $= 5$ kHz이다. 주파수 민감도는 $k_f = 3000$ Hz/V이다.

사용할 공식

FM의 최대 주파수 편이는 $\Delta f = k_f \cdot A_m$이다. 카슨의 법칙에 의한 전송 대역폭은 $B_T = 2(\Delta f + W)$이다.

계산 과정

먼저 최대 주파수 편이를 구하면 $\Delta f = k_f \cdot A_m = 3000 \times 10 = 30{,}000$ Hz $= 30$ kHz이다. 메시지 대역폭은 $W = 5$ kHz이다. 카슨의 법칙을 적용하면 $B_T = 2(\Delta f + W) = 2(30 + 5) = 2 \times 35 = 70$ kHz이다.

선지 판단

① 3 → X: 메시지 대역폭 $W = 5$ kHz와도 맞지 않고, 전송 대역폭 계산과 무관한 값이다.
② 5 → X: 이는 메시지 신호 자체의 대역폭 W에 해당하는 값일 뿐, FM 변조 후의 전송 대역폭이 아니다. 최대 주파수 편이를 반영하지 않은 값이다.
③ 70 → O: $B_T = 2(\Delta f + W) = 2(30 + 5) = 70$ kHz로 카슨의 법칙 계산 결과와 정확히 일치한다.
④ 90 → X: $2\Delta f$만 고려하고 $2W$를 더하지 않거나($2 \times 30 + 2 \times ?$), 편이량이나 대역폭을 잘못 합산했을 때 나올 수 있는 오답이다. 카슨의 법칙 공식을 정확히 적용하면 나오지 않는 값이다.

NoteBase

오답 포인트

가장 흔한 실수는 최대 주파수 편이 $\Delta f = k_f A_m$을 구할 때 $m(t)$의 최대 진폭 대신 실효값이나 다른 값을 대입하는 것이다. sinc 함수는 $t = 0$에서 최댓값 1을 가지므로 $m(t)$의 최대 진폭은 계수 그대로 10이 된다. 또한 카슨의 법칙에서 2를 편이량에만 곱하고 대역폭 W를 더하지 않거나, 반대로 W만 두 배로 곱하는 등 괄호 안 합산을 빠뜨리는 실수도 자주 나온다.

다시 나오면 이렇게 판단

$m(t) = A\text{sinc}(2Wt)$ 꼴이 주어지면 최대 진폭은 계수 A, 메시지 대역폭은 $2W$를 시간 인수의 계수와 맞추어 구한다. 이후 $\Delta f = k_f A$로 최대 주파수 편이를 구하고, 마지막으로 $B_T = 2(\Delta f + W)$를 적용하면 된다. 계산 순서(진폭 확인 → 대역폭 확인 → 편이량 계산 → 카슨 공식 적용)를 항상 그대로 따라간다.

암기 포인트

카슨의 법칙: $B_T = 2(\Delta f + W)$, 여기서 $\Delta f = k_f A_m$(주파수 민감도×메시지 최대 진폭), W는 메시지 신호의 대역폭이다. $\text{sinc}(0) = 1$이므로 sinc 함수 앞의 계수가 곧 신호의 최대 진폭이다.

NoteBase

문 20. (5, 2) 선형 블록 부호(linear block code)의 생성 행렬(generator matrix) G가 다음과 같이 주어질 때, 이 선형 블록 부호의 최소 해밍 거리(minimum Hamming distance)는?

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

① 1

② 2

③ 3

④ 4

정답 2번

출제 포인트

생성 행렬 G가 주어진 (5, 2) 선형 블록 부호에서 가능한 모든 코드워드를 직접 구성하고, 그 중 0이 아닌 코드워드들의 해밍 무게(weight) 중 최솟값을 찾는 문제이다. 선형 블록 부호에서는 최소 해밍 거리가 곧 0이 아닌 코드워드들의 최소 해밍 무게와 같다는 성질을 이용하는 것이 핵심이다.

조건 정리

(5, 2) 부호이므로 메시지 비트는 2개($k = 2$), 코드워드 길이는 5개($n = 5$)이다. 생성 행렬은 다음과 같다. G=bmatrix1&0&1&0&0\\0&1&1&1&1bmatrix 메시지 $m = (m_1, m_2)$에 대해 코드워드는 $c = mG$로 계산되며, 이때 덧셈은 모두 모듈로-2(XOR) 연산이다. 가능한 메시지는 (0, 0), (0, 1), (1, 0), (1, 1)의 4가지이다.

사용할 공식

코드워드 c=mG=m_1 · (1행) m_2 · (2행)이며, 선형 블록 부호의 최소 해밍 거리 d_{min}은 다음과 같다. $d_{min} = \min_{c \neq 0} w(c)$ 여기서 $w(c)$는 코드워드 c에서 1의 개수(해밍 무게)이다. 이는 선형 부호에서 임의의 두 코드워드 간 해밍 거리가 그 두 코드워드의 XOR인 또 다른 코드워드의 무게와 같기 때문에 성립하는 성질이다.

계산 과정

메시지 (0, 0): 코드워드 = 00000, 무게 = 0(영코드워드는 제외).
메시지 (0, 1): 코드워드 = 2행 그대로 = 01111, 무게 = 4.
메시지 (1, 0): 코드워드 = 1행 그대로 = 10100, 무게 = 2.
메시지 (1, 1): 코드워드 = 1행 XOR 2행 = 1⊕0, 0⊕1, 1⊕1, 0⊕1, 0⊕1 = 1,1,0,1,1 = 11011, 무게 = 4.
0이 아닌 코드워드의 무게는 각각 4, 2, 4이므로 최솟값은 2이다. 따라서 최소 해밍 거리 $d_{min} = 2$이다.

NoteBase

선지 판단

① 1 → X. 0이 아닌 코드워드 중 무게가 1인 것은 존재하지 않는다(최솟값은 2).
② 2 → O. 코드워드 10100의 무게가 2로 가장 작으며, 이것이 최소 해밍 거리가 된다.
③ 3 → X. 실제 코드워드들의 무게는 2, 4, 4이며 3인 코드워드는 존재하지 않는다.
④ 4 → X. 무게 4인 코드워드가 존재하지만 더 작은 무게 2인 코드워드가 존재하므로 최소값이 될 수 없다.

오답 포인트

가장 흔한 실수는 생성 행렬의 각 행 자체의 무게(2행의 무게 4)만 보고 최소 거리를 4로 착각하는 것이다. 최소 해밍 거리는 생성 행렬의 행이 아니라 그 행들의 모든 선형결합(즉 전체 코드워드 집합)에서 나오는 최소 무게이므로, 두 행을 XOR해서 만들어지는 코드워드까지 반드시 확인해야 한다. 또한 영코드워드(무게 0)는 최소 거리 계산에서 제외해야 한다.

다시 나오면 이렇게 판단

(n, k) 선형 블록 부호에서 최소 해밍 거리를 물으면, 가능한 2^k개의 메시지 전부에 대해 코드워드를 $c = mG$로 직접 나열한 뒤 0이 아닌 코드워드들의 무게를 모두 비교해서 최솟값을 찾는다. $k = 2$이면 확인할 코드워드가 3개(영코드워드 제외)뿐이므로 전수조사가 가장 빠르고 확실하다.

암기 포인트

선형 블록 부호에서 $d_{min} = \min_{c \neq 0} w(c)$라는 성질을 기억해 둔다. 생성 행렬의 한 행의 무게만 보고 답을 정하지 말고, 모든 행의 조합(XOR)으로 만들어지는 코드워드까지 빠짐없이 확인한다.

NoteBase

문 21. 가우시안 랜덤 변수에 대한 설명으로 옳지 않은 것은?

① 서로 독립인 두 개의 가우시안 랜덤 변수의 합은 항상 가우시안 랜덤 변수가 된다.

② 가우시안 랜덤 변수의 확률밀도함수는 평균과 분산으로 완전히 결정된다.

③ 두 개의 가우시안 랜덤 변수의 공분산이 0이라고 해서 서로 독립인 것은 아니다.

④ 독립적이고 동일하게 분포된 임의의 랜덤 변수의 합은 랜덤 변수의 수가 증가할수록 가우시안 분포에 점점 근접한다.

정답 3번

출제 포인트

가우시안(정규) 랜덤 변수가 갖는 여러 성질 중 옳지 않은 설명을 고르는 문제이다. 특히 '무상관(공분산 0)'과 '독립'의 관계가 일반 랜덤 변수와 가우시안 랜덤 변수에서 다르게 성립한다는 점이 핵심 쟁점이다.

핵심 개념

일반적인 두 랜덤 변수는 공분산이 0(무상관)이어도 독립이라는 보장이 없다. 그러나 두 랜덤 변수가 결합하여 가우시안 분포(결합 정규분포)를 따르는 경우에는 예외적으로 공분산이 0이면 반드시 서로 독립이 된다. 이는 가우시안 분포의 결합확률밀도함수가 평균벡터와 공분산행렬만으로 완전히 결정되는데, 공분산이 0이면 이 결합밀도함수가 각 변수의 주변밀도함수의 곱으로 그대로 분해되기 때문이다. 또한 독립인 가우시안 랜덤 변수들의 선형결합(합)은 항상 가우시안 랜덤 변수가 되며, 가우시안 확률밀도함수는 평균과 분산 두 모수만으로 완전히 결정된다. 아울러 중심극한정리에 의해 독립이고 동일하게 분포된(i.i.d.) 임의의 랜덤 변수들의 합은 그 개수가 많아질수록 원래 분포와 무관하게 가우시안 분포에 근접한다.

선지별 해설

① O: 서로 독립인 두 가우시안 랜덤 변수의 선형결합(합)은 항상 가우시안 랜덤 변수가 된다. 가우시안 분포는 선형변환과 합에 대해 닫혀 있는 성질을 가지므로 옳은 설명이다.
② O: 가우시안 확률밀도함수는 지수부에 평균과 분산만을 모수로 포함하는 형태이므로, 평균과 분산 두 값이 정해지면 분포 전체가 완전히 결정된다. 옳은 설명이다.
③ X: 일반 랜덤 변수라면 공분산이 0이어도 독립이 아닐 수 있지만, 두 랜덤 변수가 가우시안(정규) 랜덤 변수인 경우에는 공분산이 0이면 반드시 서로 독립이 된다. 즉 '가우시안 랜덤 변수'라는 전제 하에서는 무상관과 독립이 동치이므로, '공분산이 0이라고 해서 독립인 것은 아니다'라는 설명은 옳지 않다. 틀린 표현 '공분산이 0이라고 해서 서로 독립인 것은 아니다' → 올바른 표현 '가우시안 랜덤 변수의 경우 공분산이 0이면 서로 독립이다'.
④ O: 중심극한정리에 따라 독립이고 동일하게 분포된 임의의 랜덤 변수들의 합은 그 개수가 증가할수록 원래의 분포 형태와 관계없이 가우시안 분포에 점점 근접한다. 옳은 설명이다.

NoteBase

오답 포인트

무상관(공분산 0)과 독립은 일반적으로 다른 개념이며, 무상관이라고 해서 항상 독립인 것은 아니라는 일반론만 외워두면 이 문제에서 함정에 빠진다. 이 문제는 '가우시안 랜덤 변수'라는 조건이 붙어 있으므로, 이 특수한 경우에는 무상관이 곧 독립을 의미한다는 예외 규칙을 적용해야 한다.

다시 나오면 이렇게 판단

선지에 '가우시안(정규) 랜덤 변수'라는 전제가 붙어 있는지부터 확인한다. 일반 랜덤 변수에 대한 무상관-독립 관계를 그대로 가우시안 랜덤 변수에 적용하면 틀리므로, 문제에서 다루는 대상이 가우시안 분포를 따르는지 여부를 먼저 확정한 뒤 판단한다.

암기 포인트

일반 랜덤 변수: 무상관 ⊠ 독립. 가우시안(결합 정규) 랜덤 변수: 무상관 ↔ 독립(동치). 가우시안 분포는 평균과 분산으로 완전히 결정되고, 독립인 가우시안 변수의 합도 가우시안이며, 중심극한정리에 의해 i.i.d. 합은 항수가 커질수록 가우시안에 근접한다.

NoteBase

문 22. 각 변조(angle modulation) 방식에 대한 설명으로 옳지 않은 것은?

① FM 변조된 신호의 위상은 메시지 신호의 미분값에 비례한다.

② 메시지 신호값에 따라 신호의 위상을 변조하는 방식을 PM 변조라 한다.

③ FM 변조된 신호의 전력은 메시지 신호 크기와 관련이 없다.

④ PM 변조의 최대 위상 편이는 위상 민감도와 메시지 신호의 최대 크기에 비례한다.

정답 1번

출제 포인트

각변조(FM, PM)에서 위상과 주파수 편이가 메시지 신호와 각각 어떤 수학적 관계(적분/미분)를 갖는지, 그리고 각변조 신호의 전력이 메시지 신호 크기와 무관하다는 성질을 정확히 아는지를 묻는다.

사용할 공식

FM 변조 신호는 $s(t) = A\cos\left(2\pi f_c t + 2\pi k_f \int_{-\infty}^{t} m(\tau)d\tau\right)$로 표현되며, 순시 위상은 $\theta(t) = 2\pi f_c t + 2\pi k_f \int m(\tau)d\tau$이고 순시 주파수 편이는 $\Delta f(t) = k_f m(t)$이다. PM 변조 신호는 $s(t) = A\cos\left(2\pi f_c t + k_p m(t)\right)$로, 위상 편이가 $k_p m(t)$에 직접 비례한다.

계산 과정

FM의 순시 위상 $\theta(t)$는 메시지 신호 $m(t)$를 시간에 대해 적분한 값에 비례하고, 반대로 순시 주파수 편이(위상의 시간 미분)가 $m(t)$ 자체에 비례한다. 즉 위상이 아니라 주파수가 메시지 신호에 직접 비례하는 것이며, 위상은 메시지 신호의 적분값에 비례한다. 한편 FM·PM 신호는 진폭 A가 메시지 신호와 무관하게 일정하므로 신호 전력은 $A^2/2$로 고정되어 메시지 신호 크기와 관련이 없다. PM의 경우 위상 편이가 $k_p m(t)$이므로 최대 위상 편이는 위상 민감도 k_p와 메시지 신호의 최대 크기 $\max|m(t)|$의 곱, 즉 두 값에 비례한다.

선지 판단

① FM 변조된 신호의 위상은 메시지 신호의 미분값에 비례한다 → X, 틀린 표현. FM에서 메시지 신호의 미분값(순간 변화율)에 비례하는 것은 위상이 아니라 순시 주파수 편이이며, 위상은 메시지 신호의 적분값에 비례한다. '미분값' → '적분값'으로 고쳐야 옳은 설명이 된다.

② 메시지 신호값에 따라 신호의 위상을 변조하는 방식을 PM 변조라 한다 → O, 옳은 설명. PM은 정의상 메시지 신호 값 자체가 반송파의 위상을 직접 변조하는 방식이다.

③ FM 변조된 신호의 전력은 메시지 신호 크기와 관련이 없다 → O, 옳은 설명. FM 신호는 진폭이 일정한 정포락선 신호이므로 신호 전력은 메시지 신호의 크기(진폭)와 무관하게 일정하다.

④ PM 변조의 최대 위상 편이는 위상 민감도와 메시지 신호의 최대 크기에 비례한다 → O, 옳은 설명. PM의 위상 편이는 위상 민감도와 메시지 신호 값의 곱으로 결정되므로 최대 위상 편이도 두 값에 비례한다.

NoteBase

오답 포인트

FM과 PM을 구분할 때 '위상이 메시지 신호에 비례하는가, 주파수가 메시지 신호에 비례하는가'를 혼동하기 쉽다. FM은 주파수가 메시지 신호에 직접 비례(위상은 그 적분값에 비례)하고, PM은 위상이 메시지 신호에 직접 비례한다는 점을 반대로 기억하면 ①과 같은 오답을 정답으로 착각하게 된다.

다시 나오면 이렇게 판단

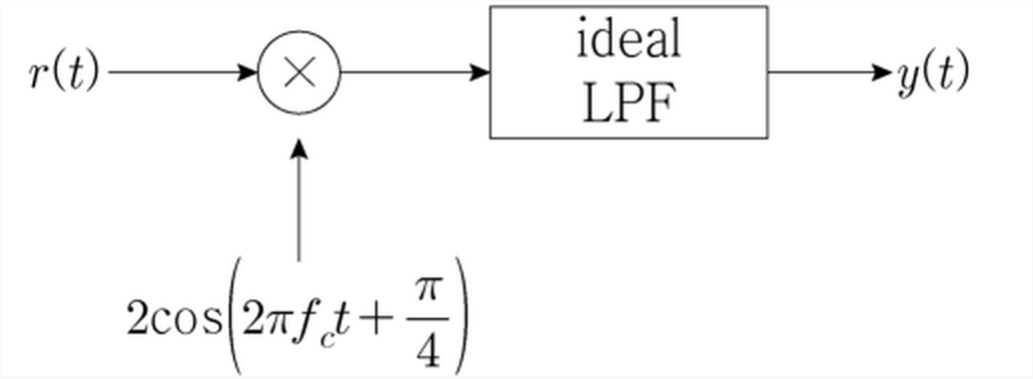
선지에 '미분' 또는 '적분'이라는 단어가 나오면 먼저 FM인지 PM인지, 그리고 묻는 대상이 위상인지 주파수인지를 나눠서 표를 그리듯 정리한다. FM: 주파수 편이 $\propto m(t)$, 위상 $\propto \int m(t)dt$. PM: 위상 편이 $\propto m(t)$. 이 관계만 정확히 세우면 미분·적분이 뒤바뀐 오답을 바로 골라낼 수 있다.

암기 포인트

FM은 '주파수가 메시지를 따라간다'(주파수 편이 $\propto m(t)$, 위상은 그 적분), PM은 '위상이 메시지를 따라간다'(위상 편이 $\propto m(t)$)로 암기한다. 또한 FM·PM 모두 정포락선 변조이므로 신호 전력은 메시지 신호 크기와 무관하게 일정하다는 점도 함께 기억해 둔다.

NoteBase

문 23. 대역폭이 W인 메시지 신호 $m(t)$를 DSB-SC AM 변조하여 송신하고, 수신기에서 수신한 $r(t) = A_c m(t)\cos(2\pi f_c t)$ 신호를 복조 반송파 신호 $2\cos\left(2\pi f_c t + \frac{\pi}{4}\right)$를 이용하여 복조할 때, 복조 출력 $y(t)$는? (단, 잡음에 대한 영향은 고려하지 않으며, 이상적인 저역통과필터(ideal LPF)의 진폭 이득은 1이고, 차단주파수 특성은 $W \le f_{cutoff} < f_c$이다)



① $m(t)$

② $A_c m(t)$

③ $\frac{A_c}{2} m(t)$

④ $\frac{A_c}{\sqrt{2}} m(t)$

정답 4번

출제 포인트

DSB-SC 복조에서 수신측 반송파에 위상 오차(π/4)가 있을 때 동기 검파(coherent detection) 출력이 어떻게 줄어드는지를 묻는다. 반송파 위상이 완전히 일치하지 않으면 복조 출력이 $\cos\theta$ 배만큼 감쇠된다는 점이 핵심이다.

조건 정리

수신 신호는 $r(t) = A_c m(t)\cos(2\pi f_c t)$이고, 복조에 쓰는 반송파는 $2\cos(2\pi f_c t + \pi/4)$로 원래 반송파와 $\pi/4$만큼 위상이 어긋나 있다. 곱셈기 출력을 ideal LPF(차단주파수 $W \le f_{cutoff} < f_c$)에 통과시켜 y(t)를 얻는다.

사용할 공식

곱 신호는 $2\cos A\cos B = \cos(A-B) + \cos(A+B)$를 이용해 저주파 성분과 고주파(2f_c 근처) 성분으로 분리한다. LPF는 저주파 성분만 통과시키므로 고주파 항은 제거된다.

NoteBase

계산 과정

곱셈기 출력은 다음과 같다.
$r(t) \cdot 2\cos(2\pi f_c t + \pi/4) = 2A_c m(t)\cos(2\pi f_c t)\cos(2\pi f_c t + \pi/4)$
$= A_c m(t)\left[\cos\left(\frac{\pi}{4}\right) + \cos\left(4\pi f_c t + \frac{\pi}{4}\right)\right]$
여기서 첫 번째 항은 주파수 0 근처(대역폭 W 이내)에 있는 저주파 성분이고, 두 번째 항은 $2f_c$ 부근의 고주파 성분이다. ideal LPF(차단주파수가 W 이상 f_c 미만)를 통과하면 고주파 항은 제거되고 저주파 항만 남는다.
$y(t) = A_c m(t)\cos\left(\frac{\pi}{4}\right) = A_c m(t) \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} = \frac{A_c}{\sqrt{2}} m(t)$

선지 판단

① m(t) → 틀린 표현. 진폭 계수 $A_c/\sqrt{2}$가 빠져 있어 크기가 맞지 않는다.
② A_c m(t) → 틀린 표현. 이는 반송파 위상이 완전히 일치할 때(위상 오차 0)의 결과이며, 이 문제처럼 $\pi/4$ 위상 오차가 있으면 $\cos(\pi/4) = \sqrt{2}/2$배만큼 줄어들어야 한다.
③ (A_c/2) m(t) → 틀린 표현. 이는 위상 오차가 $\pi/3$일 때 $\cos(\pi/3) = 1/2$가 되는 경우와 혼동한 값으로, $\pi/4$ 위상 오차와는 맞지 않는다.
④ (A_c/√2) m(t) → 옳은 표현. $\cos(\pi/4) = \sqrt{2}/2 = 1/\sqrt{2}$이므로 계산 결과와 정확히 일치한다.

오답 포인트

가장 흔한 실수는 반송파 위상 오차를 무시하고 무조건 ② A_c m(t)를 고르는 것이다. 동기 검파에서 복조 반송파의 위상이 수신 반송파와 어긋나면 출력에 $\cos(\Delta\theta)$ 계수가 곱해진다는 점을 놓치면 안 된다. 또한 $\cos(\pi/4)$의 값을 1/2로 착각해 ③을 고르는 실수도 자주 나온다. $\cos(\pi/4) = \sqrt{2}/2$이지 1/2가 아니다.

다시 나오면 이렇게 판단

수신 반송파가 $\cos(2\pi f_c t)$이고 복조 반송파가 $2\cos(2\pi f_c t + \theta)$ 형태로 위상 오차 θ를 갖고 곱해지는 문제를 보면, 삼각함수 곱을 합차 공식으로 전개해 저주파 성분에 남는 계수가 $\cos\theta$라는 점부터 확인한다. LPF를 통과한 뒤 남는 출력은 항상 $A_c\cos(\theta)m(t)$ 형태이므로 θ에 해당하는 코사인 값만 정확히 계산하면 답이 나온다.

암기 포인트

DSB-SC 동기 검파에서 위상 오차 θ가 있으면 복조 출력은 $A_c\cos\theta \cdot m(t)$로 줄어든다는 것을 기억해 둔다. 특히 $\theta = \pi/4$일 때 $\cos(\pi/4) = 1/\sqrt{2}$이고, $\theta = \pi/2$이면 $\cos(\pi/2) = 0$이 되어 신호가 완전히 사라진다(직교 위상 오차의 치명적 손실)는 사실도 함께 정리해 둔다.

NoteBase

문 24. 20[MHz] 대역폭 채널에서 64점-IFFT를 사용하여 OFDM 데이터 심볼을 생성한다. 심볼 간 간섭에 대응하기 위해 OFDM 데이터 심볼 길이의 25%에 해당하는 보호 구간을 삽입한다고 할 때, OFDM 데이터 심볼과 보호 구간으로 구성되는 한 개의 OFDM 심볼 길이[μs]는?

① 1

② 2

③ 3

④ 4

정답 4번

출제 포인트

OFDM 시스템에서 대역폭과 IFFT 점수로부터 부반송파 간격과 유효 심볼 길이를 구하고, 여기에 보호 구간(cyclic prefix)을 더해 전체 OFDM 심볼 길이를 계산하는 문제이다. 부반송파 간격과 심볼 길이가 서로 역수 관계에 있다는 점과 보호 구간이 데이터 심볼 길이에 대한 비율로 주어진다는 점을 정확히 적용할 수 있는지를 확인한다.

조건 정리

채널 전체 대역폭은 20[MHz]이고, IFFT 크기는 64점이다. 이때 부반송파 간격 Δf는 전체 대역폭을 IFFT 점수로 나눈 값이 된다. 보호 구간의 길이는 OFDM 데이터 심볼(유효 심볼) 길이의 25%에 해당한다.

사용할 공식

부반송파 간격: $\Delta f = \frac{B}{N}$ (B: 전체 대역폭, N: IFFT 점수)
유효 심볼 길이(데이터 심볼 길이): $T_{data} = \frac{1}{\Delta f}$
보호 구간 길이: $T_{GI} = 0.25 \times T_{data}$
전체 OFDM 심볼 길이: $T_{sym} = T_{data} + T_{GI}$

계산 과정

부반송파 간격은 $\Delta f = \frac{20[\text{MHz}]}{64} = 0.3125[\text{MHz}]$이다.
따라서 데이터 심볼 길이는 $T_{data} = \frac{1}{0.3125[\text{MHz}]} = 3.2[\mu s]$이다.
보호 구간 길이는 데이터 심볼 길이의 25%이므로 $T_{GI} = 0.25 \times 3.2[\mu s] = 0.8[\mu s]$이다.
전체 OFDM 심볼 길이는 $T_{sym} = 3.2[\mu s] + 0.8[\mu s] = 4[\mu s]$이다.

NoteBase

선지 판단

① 1 → 틀린 표현: 데이터 심볼 길이(3.2[μs])나 보호 구간(0.8[μs]) 어느 쪽과도 맞지 않는 값이다 → 올바른 표현: 전체 심볼 길이는 4[μs]이다.
② 2 → 틀린 표현: 부반송파 간격이나 보호 구간 계산과 연결되지 않는 값이다 → 올바른 표현: 전체 심볼 길이는 4[μs]이다.
③ 3 → 틀린 표현: 데이터 심볼 길이 3.2[μs]에 가깝지만 보호 구간을 더하지 않은 근사값에 불과하다 → 올바른 표현: 보호 구간 0.8[μs]까지 더한 4[μs]가 전체 심볼 길이이다.
④ 4 → 옳은 표현: 데이터 심볼 길이 3.2[μs]에 보호 구간 0.8[μs]를 더한 4[μs]가 한 개의 OFDM 심볼 길이이다.

오답 포인트

가장 흔한 실수는 보호 구간을 더하지 않고 데이터 심볼 길이(3.2[μs])만 계산해 놓고 근사치인 3을 답으로 고르는 것이다. 또한 보호 구간 비율 25%를 전체 심볼 길이가 아니라 데이터 심볼 길이에 곱해야 한다는 점을 놓치지 않아야 한다.

다시 나오면 이렇게 판단

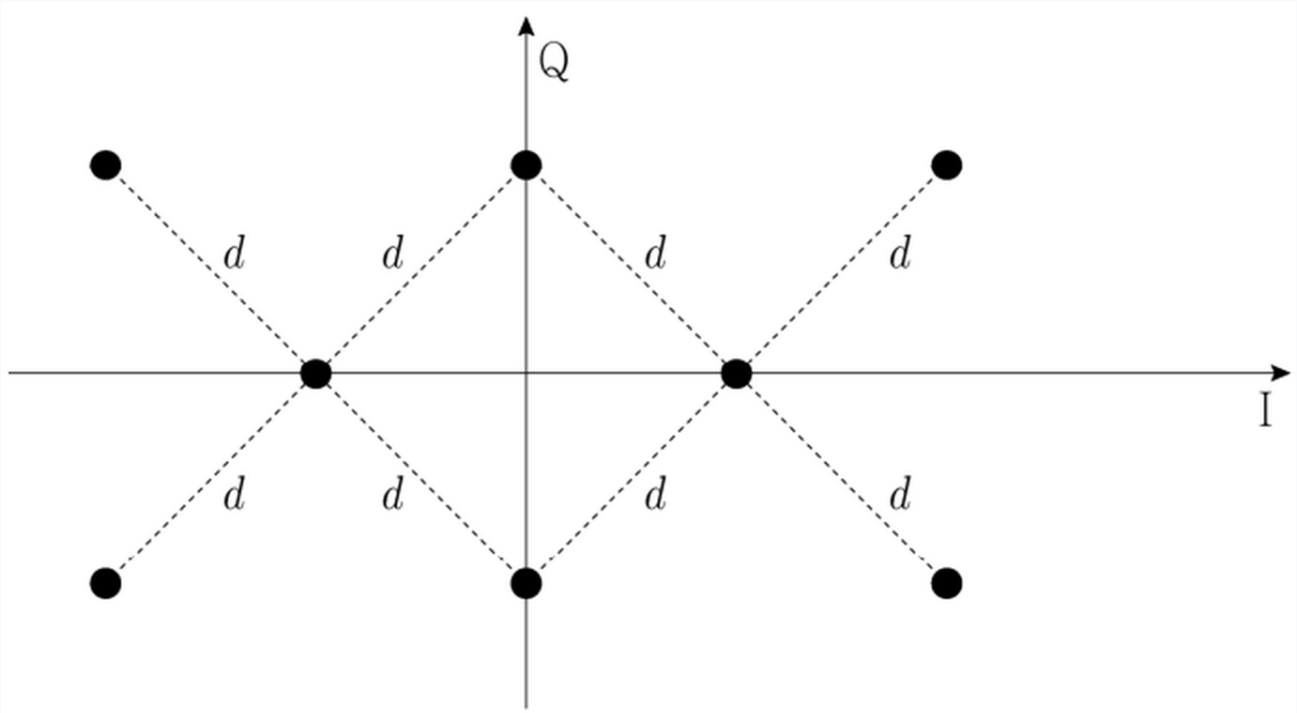
① 대역폭을 IFFT 점수로 나누어 부반송파 간격을 구한다. ② 부반송파 간격의 역수로 데이터 심볼 길이를 구한다. ③ 데이터 심볼 길이에 보호 구간 비율을 곱해 보호 구간 길이를 구한다. ④ 데이터 심볼 길이와 보호 구간 길이를 더해 전체 OFDM 심볼 길이를 구한다. 순서를 지키면 실수를 줄일 수 있다.

암기 포인트

부반송파 간격 $\Delta f = B/N$과 데이터 심볼 길이 $T_{data} = 1/\Delta f$는 서로 역수 관계이다. 전체 OFDM 심볼 길이는 항상 데이터 심볼 길이에 보호 구간(순환 전치)을 더한 값이라는 점을 기억해 둔다.

NoteBase

문 25. 다음 디지털 변조 성상도에서 각 심볼의 발생 확률이 동일할 때 평균 심볼 에너지는?



① d^2

② $1.5d^2$

③ $2d^2$

④ $2.5d^2$

정답 2번

출제 포인트

성상도(constellation diagram) 위의 각 심볼점을 좌표 (I, Q)로 놓고, 심볼 에너지 $E = I^2 + Q^2$를 모든 점에 대해 구한 뒤 등확률 조건에서 산술평균을 내는 문제이다. 성상점의 절대 좌표값은 주어지지 않고 점들 사이의 대각선 거리 d만 주어지므로, 먼저 대각선이 45도로 그려진 것을 이용해 각 점의 I, Q 좌표를 d로 표현하는 과정이 핵심이다.

조건 정리

성상도에는 8개의 심볼점이 있다. I축 위에 좌우 대칭으로 두 점(내부점), Q축 위에 상하 대칭으로 두 점(내부점), 그리고 네 모서리 방향으로 바깥쪽에 네 점(외곽점)이 있다. 그림에 표시된 모든 인접 대각선의 길이는 동일하게 d이고, 대각선은 가로·세로 방향과 45도를 이루도록 그려져 있으므로 각 대각선의 가로성분과 세로성분의 크기가 서로 같다. 8개 심볼의 발생 확률은 모두 동일(각 1/8)하다.

NoteBase

사용할 공식

심볼 하나의 에너지는 $E_k = I_k^2 + Q_k^2$이고, 평균 심볼 에너지는 $E_{avg} = \frac{1}{8}\sum_{k=1}^{8} E_k$이다. 대각선 길이 d를 45도로 분해하면 가로·세로 성분은 각각 $a = \frac{d}{\sqrt{2}}$이다.

계산 과정

좌표축을 원점 기준으로 잡으면 I축 위 두 내부점은 $(-a, 0)$, $(a, 0)$이고 Q축 위 두 내부점은 $(0, a)$, $(0, -a)$이다(내부점과 축 원점 사이의 대각선은 그림에 나타나지 않지만, 내부점에서 이웃 축점·외곽점까지의 대각선이 모두 d이고 45도로 대칭이므로 내부점 좌표의 절대값은 a로 같다). 외곽 네 점은 내부점에서 대각선 방향으로 한 칸 더 나간 위치이므로 좌표가 $(\pm 2a, \ \pm a)$이다. 대각선 성분 관계에서 $a^2 + a^2 = d^2$이므로 $a^2 = \frac{d^2}{2}$이다.
내부점 4개(좌·우·상·하)의 에너지는 각각 $E = a^2 = \frac{d^2}{2}$이다.
외곽점 4개의 에너지는 각각 $E = (2a)^2 + a^2 = 4a^2 + a^2 = 5a^2 = \frac{5d^2}{2}$이다.
평균 심볼 에너지는 $E_{avg} = \frac{1}{8}\left(4 \times \frac{d^2}{2} + 4 \times \frac{5d^2}{2}\right) = \frac{1}{8}(2d^2 + 10d^2) = \frac{12d^2}{8} = 1.5d^2$이다.

선지 판단

① d^2: X — 외곽점의 에너지 $5d^2/2$를 반영하지 않고 대각선 길이 자체를 에너지로 오인한 값이다.
② $1.5d^2$: O — 내부점 4개와 외곽점 4개의 에너지를 각각 구해 등확률로 평균 내면 $1.5d^2$이 된다.
③ $2d^2$: X — 외곽점 에너지만 평균에 과도하게 반영하거나 내부점 개수를 잘못 반영했을 때 나오는 값이다.
④ $2.5d^2$: X — 외곽점 한 점의 에너지 $5d^2/2$를 전체 평균으로 잘못 취한 값이다.

오답 포인트

이 문제에서 가장 흔한 실수는 8개 점을 모두 같은 에너지로 착각하거나, 대각선 길이 d를 바로 좌표값으로 쓰는 것이다. 성상도에서 점과 점 사이의 거리(대각선 d)와 점과 원점 사이의 거리(에너지의 제곱근)는 다른 개념이므로, 반드시 원점을 기준으로 각 점의 I, Q 좌표를 따로 구한 뒤 에너지를 계산해야 한다. 또한 내부점 4개와 외곽점 4개의 개수를 정확히 세어 산술평균을 내야 하며, 일부 점만으로 평균을 낸 값(예: 외곽점 하나의 에너지)을 답으로 고르지 않도록 주의한다.

다시 나오면 이렇게 판단

성상도 문제가 나오면 먼저 각 심볼점의 I, Q 좌표를 원점 기준으로 표시하고, 점들 사이에 주어진 거리(예: d)는 좌표를 구하기 위한 보조 정보로만 사용한다. 좌표가 확정되면 각 점의 에너지 $I^2 + Q^2$를 모두 구한 뒤, 등확률 조건이면 산술평균, 확률이 다르면 가중평균을 취해 평균 심볼 에너지를 구한다.

암기 포인트

평균 심볼 에너지 $E_{avg} = \frac{1}{M}\sum_{k=1}^{M}(I_k^2 + Q_k^2)$이며, 45도 대각선 거리 d는 가로·세로 성분이 각각 $d/\sqrt{2}$로 분해된다는 점을 기억해 둔다.

NoteBase