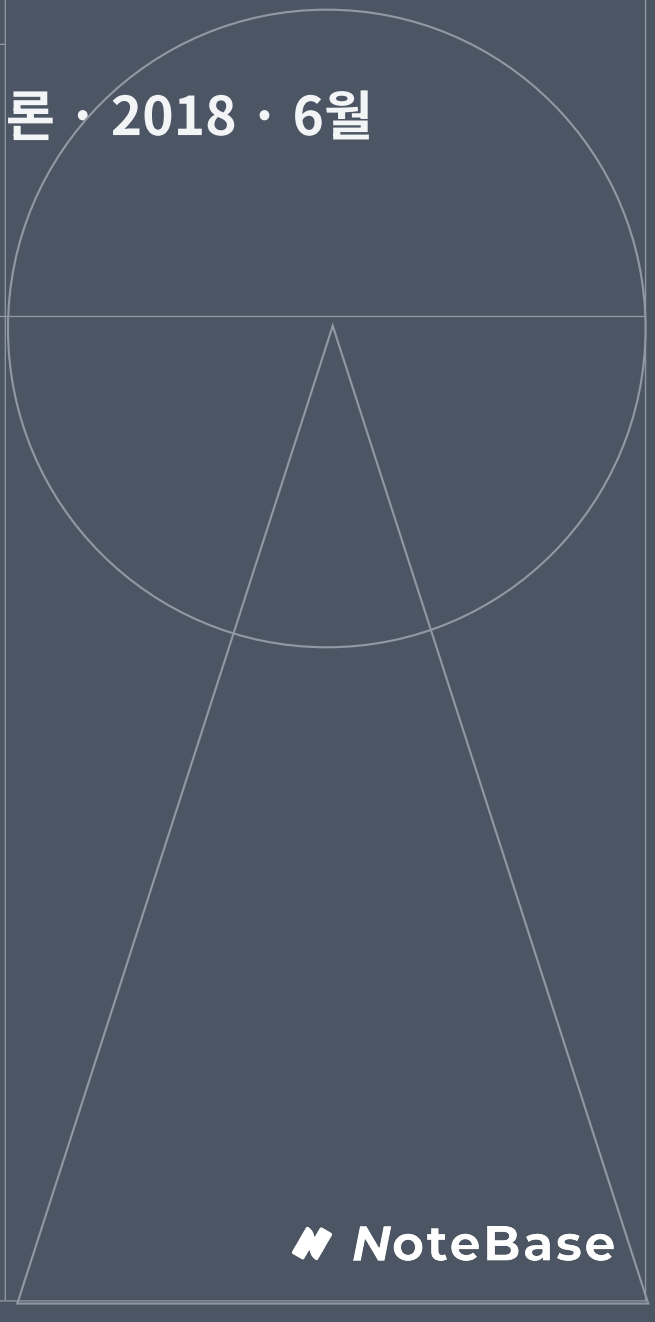
기출OX 해설집

공무원/서울시/9급 · 통신이론 · 2018 · 6월



NoteBase

기출OX 해설집

공무원/서울시/9급 · 통신이론 · 2018 · 6월

공무원/서울시/9급 · 통신이론 · 2018 · 6월

문 1. 0 [dBm]의 전력을 갖는 신호가 손실이 30 [dB]인 시스템을 통과하는 경우, 출력신호의 크기는?

① 0 [mW]

② 0.1 [mW]

③ 0.01 [mW]

④ 0.001 [mW]

정답 4번

간단한 해설

0 dBm은 **1 mW**이며, 30 dB의 손실은 전력을 **1000분의 1로 감소**시킨다. 따라서 출력 전력은 0.001 mW이다.

계산 과정

입력 전력: dBm은 **1 mW를 기준**으로 전력을 나타내는 로그 단위이다. 기준 전력과 같을 때 0 dBm이므로, 주어진 입력 전력은 1 mW이다.

손실과 전력비: 입력 전력을 P_{in}, 출력 전력을 P_{out}이라 하면, 전력 손실은 $L = 10\log_{10}\frac{P_{\text{in}}}{P_{\text{out}}}$으로 나타낸다. 손실이 30 dB이므로 $\frac{P_{\text{in}}}{P_{\text{out}}} = 10^{\frac{30}{10}} = 1000$이다. 즉, 출력 전력은 입력 전력의 1000분의 1이다.

출력 전력: $P_{\text{out}} = \frac{1}{1000}\text{mW} = 0.001\text{mW}$이다. 이는 ④의 0.001 mW와 일치한다.

NoteBase

문 2. 신호 $x(t) = \cos \omega_0 t + \sin^2 2\omega_0 t$의 복소 지수 푸리에 급수(Fourier series)로 가장 옳지 않은 것은? (단, 여기서 x(t)=Σ _n=-∞^∞X_ne^jn_0t이다.)

① $X_1 = 1/2$

② $X_2 = 0$

③ $X_3 = 0$

④ $X_4 = 1/4$

정답 4번

간단한 해설

제곱항을 전개하면 $\sin^2(2\omega_0 t) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2}\cos(4\omega_0 t)$이므로 **4차 고조파의 계수는 음수**이다. 복소 지수 표현에서는 코사인의 계수가 양·음 주파수에 절반씩 나뉘므로 $X_4 = -\frac{1}{4}$이다.

계산 과정

제곱항 전개: 반각공식 $\sin^2\theta = \frac{1-\cos(2\theta)}{2}$에 $\theta = 2\omega_0 t$를 대입한다. 따라서 $\sin^2(2\omega_0 t) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2}\cos(4\omega_0 t)$이다. 이 항은 **직류 성분과 4차 고조파 성분**으로 나뉜다.

복소 지수 변환: 오일러 공식에 따라 $\cos\theta = \frac{e^{j\theta} + e^{-j\theta}}{2}$이다. 따라서 $A\cos(n\omega_0 t)$는 $e^{jn\omega_0 t}$와 $e^{-jn\omega_0 t}$에 각각 $\frac{A}{2}$의 계수를 갖는다. **코사인 항의 부호도 그대로 유지**된다.

계수 읽기: X_n은 $e^{jn\omega_0 t}$에 곱해지는 계수이다. 상수항에서 $X_0 = \frac{1}{2}$, $\cos(\omega_0 t)$에서 $X_1 = X_{-1} = \frac{1}{2}$을 얻는다. 4차 코사인 항의 계수는 $-\frac{1}{2}$이므로 $X_4 = X_{-4} = -\frac{1}{4}$이다. 그 밖의 주파수 성분은 없으므로 $X_2 = X_3 = 0$이다.

선지 대조: ①의 $X_1 = \frac{1}{2}$, ②의 $X_2 = 0$, ③의 $X_3 = 0$은 계산한 계수와 일치한다. ④의 $X_4 = \frac{1}{4}$는 부호가 잘못되었으며, $X_4 = -\frac{1}{4}$로 고쳐야 한다.

NoteBase

문 3. s_1=(101011)과 s_2=(001101) 간의 해밍 거리는?

① 2

② 3

③ 4

④ 5

정답 2번

간단한 해설

해밍 거리는 두 비트열에서 **같은 위치의 비트가 서로 다른 자리의 개수**이다. 왼쪽부터 첫째·넷째·다섯째 자리에서만 다르므로 해밍 거리는 3이다.

계산 과정

해밍 거리는 길이가 같은 두 비트열을 같은 위치끼리 비교하여 서로 다른 비트의 개수를 센 값이다. 주어진 두 비트열은 모두 6비트이므로 각 자리를 차례로 비교한다.

101011과 001101을 왼쪽부터 비교하면 **첫째 자리(1과 0), 넷째 자리(0과 1), 다섯째 자리(1과 0)**에서 비트가 다르다. 둘째·셋째·여섯째 자리의 비트는 서로 같다.

서로 다른 자리는 각각 거리에 1씩 기여하므로 해밍 거리는 1 + 1 + 1 = 3이다. 이는 ②의 값과 일치하며, 비트 개수를 세는 값이므로 별도의 물리 단위는 없다.

NoteBase

문 4. 어느 해 서울특별시 9급 통신이론 시험의 점수를 평균 $a_X = 80$점과 표준편차 $\sigma_X = 10$점을 가진 Gauss 랜덤변수 X라 가정할 때, 시험 점수가 90점보다 더 높을 확률로 가장 옳은 것은? (다음 표는 $F(x) = \int_{-\infty}^{x} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\xi^2/2} d\xi$에서 x의 변화에 대한 $F(x)$ 값이다.)

<보기>

x	0.5	1.0	1.5	2.0	2.5
$F(x)$	0.692	0.841	0.933	0.977	0.994

① 약 30.8%

② 약 15.9%

③ 약 6.7%

④ 약 2.3%

정답 2번

간단한 해설

90점은 평균보다 표준편차 1개만큼 높은 점수이다. 표의 누적확률 0.841을 **전체 확률 1에서 빼면**, 90점을 초과할 확률은 약 15.9%이다.

계산 과정

평균이 80점이고 표준편차가 10점인 정규확률변수 X를 표준정규분포표에 적용하려면, **평균을 빼고 표준편차로 나누어 표준화**한다. $Z = \frac{X - a_X}{\sigma_X}$로 두면 Z의 평균은 0, 표준편차는 1이다. 90점에 대응하는 값은 $z = \frac{90 - 80}{10} = 1$로, 평균에서 표준편차 1개만큼 위에 있다는 뜻이다.

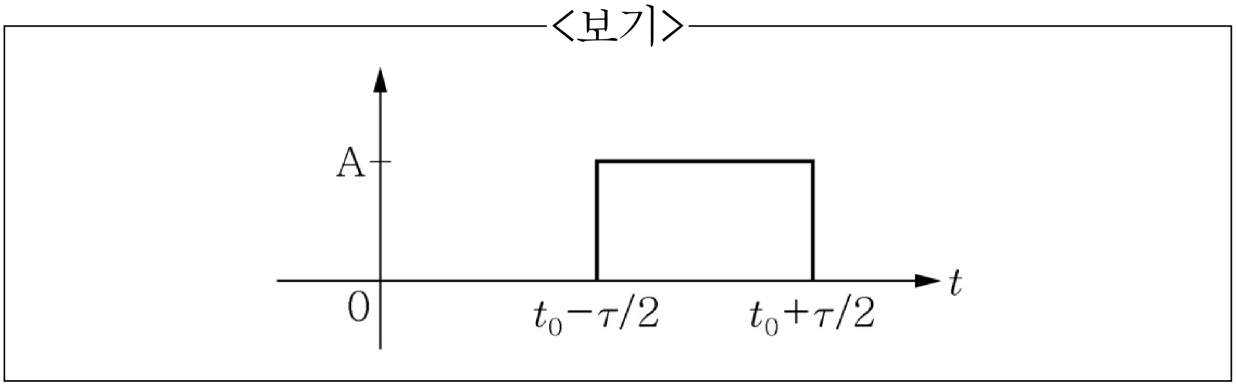
주어진 표의 $F(x)$는 표준정규변수가 x 이하일 누적확률이다. 표에서 $x = 1.0$인 열을 읽으면 $F(1) = 0.841$이므로, $P(Z \le 1) = 0.841$이다. 이는 시험 점수가 90점 이하일 확률에 해당한다.

구하려는 것은 90점을 초과할 확률이므로 **누적확률의 여사건**을 이용한다. $P(X > 90) = P(Z > 1)$이고, $P(Z > 1) = 1 - F(1)$이다. 따라서 $1 - 0.841 = 0.159$, 즉 약 15.9%이며 ②에 해당한다.

NoteBase

문 5. <보기>와 같이 폭이 τ이고 높이가 A인 구형함수로 이루어진 파형의 푸리에 변환(Fourier Transform)으로 가장 옳은 것은? (단, $\mathrm{Sa}(x)=\frac{\sin x}{x}$이고 $\mathrm{Sinc}(x)=\frac{\sin \pi x}{\pi x}$이다.)

<보기>



① $A\tau\mathrm{Sa}(\frac{\omega\tau}{2})e^{+j\omega t_0}$

② $A\tau\mathrm{Sinc}(\frac{\omega\tau}{2})e^{+j\omega t_0}$

③ $A\tau\mathrm{Sa}(\frac{\omega\tau}{2})e^{-j\omega t_0}$

④ $A\tau\mathrm{Sinc}(\frac{\omega\tau}{2})e^{-j\omega t_0}$

정답 3번

간단한 해설

원점 중심 구형파의 푸리에 변환은 $A\tau\mathrm{Sa}(\omega\tau/2)$이다. 그림에서는 펄스가 **오른쪽으로 시간 지연**되어 있으므로 $e^{-j\omega t_0}$를 곱한다.

NoteBase

계산 과정

그림에서 신호가 높이 A를 갖는 구간은 $t_0 - \tau/2$부터 $t_0 + \tau/2$까지이다. 따라서 폭은 τ, 중심 시각은 t_0이다. 각주파수 ω에 대한 푸리에 변환은 $X(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt$로 정의한다.

먼저 원점을 중심으로 같은 폭과 높이를 갖는 펄스를 $g(t)$라 하자. 이 신호는 $-\tau/2$부터 $\tau/2$까지에서만 A이므로 $G(\omega) = A\int_{-\tau/2}^{\tau/2} e^{-j\omega t} dt$이다. 적분하면 $G(\omega) = \frac{2A}{\omega}\sin\left(\frac{\omega\tau}{2}\right)$을 얻는다. 주어진 Sa의 정의를 적용하면 $G(\omega) = A\tau\,\mathrm{Sa}\left(\frac{\omega\tau}{2}\right)$이다. 즉, 펄스의 폭과 높이는 계수 $A\tau$에, 폭에 따른 주파수 변화는 Sa의 인수에 반영된다. $\omega = 0$에서는 극한값을 적용하며, 이때 변환값은 펄스의 면적인 $A\tau$이다.

그림의 신호는 원점 중심 펄스를 오른쪽으로 t_0만큼 옮긴 것이므로 $x(t) = g(t - t_0)$이다. 변환 적분에서 $u = t - t_0$로 치환하면 지수항이 $e^{-j\omega(u + t_0)}$가 되어, 적분 밖으로 $e^{-j\omega t_0}$가 나온다. 따라서 $X(\omega) = G(\omega) e^{-j\omega t_0}$이다. **시간 지연에는 음의 부호를 갖는 위상 인자**가 붙으며, $e^{+j\omega t_0}$는 반대 방향의 시간 이동에 해당한다.

문제에서 Sa와 Sinc는 **인수에 포함되는 π가 다르다**. 두 정의를 비교하면 $\mathrm{Sa}(x) = \mathrm{Sinc}(x/\pi)$이므로, 위 결과를 Sinc로 쓰려면 인수가 $\frac{\omega\tau}{2\pi}$여야 한다. 따라서 같은 인수 $\omega\tau/2$를 유지한 채 Sa만 Sinc로 바꾼 ②·④의 식은 해당 펄스의 변환이 아니다.

구한 결과는 $X(\omega) = A\tau\,\mathrm{Sa}\left(\frac{\omega\tau}{2}\right) e^{-j\omega t_0}$이며, ③의 식과 일치한다.

NoteBase

문 6. 순회 잔여 검사 부호(Cyclic Redundancy Check(CRC) Code)에서 메시지 D=1010001101이고 나눗수 P=110101일 때 전송되는 부호 T로 가장 옳은 것은?

① 101000110101110
② 101000110111001
③ 101000110101101
④ 101000110110110

정답 1번

간단한 해설

CRC는 메시지 뒤에 검사 비트 수만큼 0을 붙여 나눈 **나머지를 메시지 뒤에 덧붙이는** 방식이다. 나눗수 110101은 6비트이므로 검사 비트는 5비트이며, XOR 나눗셈으로 얻은 나머지 01110을 붙이면 전송 부호는 1010001101011110이다.

계산 과정

1. 검사 비트 수와 나눌 데이터: 메시지 D는 1010001101이고 나눗수 P는 110101이다. P는 6비트로, 생성 다항식의 차수가 5이므로 검사 비트는 5비트이다. 나머지를 넣을 자리를 확보하기 위해 **메시지 뒤에 0을 5개** 붙인 101000110100000을 나눈다.

2. 모듈로-2 나눗셈: CRC의 뺄셈은 **빌림 없는 XOR 연산**이다. 같은 비트끼리는 0, 다른 비트끼리는 1이 된다. 왼쪽의 첫 1에 P의 첫 1을 맞추어 XOR한 뒤, 다음 1로 이동하여 반복한다. 각 단계에서 XOR하는 6비트 묶음과 그 결과는 다음과 같다.
101000 ⊕ 110101 = 011101
111011 ⊕ 110101 = 001110
111010 ⊕ 110101 = 001111
111110 ⊕ 110101 = 001011
101100 ⊕ 110101 = 011001
110010 ⊕ 110101 = 000111
더 나눌 수 없을 때 남는 마지막 5비트가 나머지 R이며, R은 01110이다. 맨 앞의 0도 검사 비트 길이를 맞추기 위해 유지한다.

3. 전송 부호 구성: 메시지 뒤에 붙여 둔 0 다섯 자리를 나머지 01110으로 바꾼다. 따라서 전송 부호 T는 메시지 1010001101과 검사 비트 01110을 이어 붙인 1010001101011110이며, ①의 부호와 일치한다.

NoteBase

문 7. 메시지 신호 $m(t) = A\cos\omega_m t$를 주파수 변조하였을 때 변조된 반송파의 위상 편이로 가장 옳은 것은? (단, k_f는 주파수-편이 상수이다.)

① $Ak_f\cos\omega_m t$

② $Ak_f\sin\omega_m t$

③ $\frac{Ak_f}{\omega_m}\cos\omega_m t$

④ $\frac{Ak_f}{\omega_m}\sin\omega_m t$

정답 4번

간단한 해설

주파수 변조에서는 위상 편이가 **메시지 신호의 시간 적분**에 비례한다. 따라서 $m(t) = A\cos(\omega_m t)$에 대한 위상 편이는 $\frac{Ak_f}{\omega_m}\sin(\omega_m t)$이다.

계산 과정

위상과 주파수의 관계: 변조된 반송파의 전체 위상을 $\theta(t) = \omega_c t + \phi(t)$라 하면, ω_c는 반송파의 각주파수이고 $\phi(t)$는 변조로 생긴 위상 편이이다. 순간 각주파수는 전체 위상의 시간 미분이므로 $\omega_i(t) = \omega_c + \frac{d\phi(t)}{dt}$이다. 주파수 변조에서는 $\omega_i(t) - \omega_c = k_f m(t)$이므로, 위상 편이는 **각주파수 편이를 시간에 대해 적분**하여 구한다.

메시지 신호의 적분: 일정한 초기 위상은 반송파의 기준 위상에 포함시키고 $\phi(0) = 0$으로 두면 $\phi(t) = k_f\int_0^t m(\tau)d\tau$이다. 주어진 신호에서 A는 진폭, ω_m은 메시지 신호의 각주파수이다. $\int_0^t\cos(\omega_m\tau)d\tau = \frac{\sin(\omega_m t)}{\omega_m}$이므로, 코사인을 적분하면 사인이 되고 **각주파수로 나누는 인자**가 생긴다.

위상 편이: 위 적분에 Ak_f를 곱하면 $\phi(t) = \frac{Ak_f}{\omega_m}\sin(\omega_m t)$이다. 이 식은 ④와 일치하며, 위상 편이의 단위는 rad이다. 이를 미분하면 $\frac{d\phi(t)}{dt} = Ak_f\cos(\omega_m t)$가 되어 주어진 메시지 신호에 비례하는 각주파수 편이가 다시 얻어진다.

NoteBase

문 8. 변조신호 $x(t) = 10\cos 200\pi t$를 임펄스 열 $p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT)$를 이용하여 DSB-SC 변조하려고 한다. 이때 $x(t)p(t)$에 나타나는 주파수 성분으로 가장 옳은 것은? (단, $T = 1/1,000[s]$이다.)

① 1000n ± 100[Hz]

② 1000n ± 200[Hz]

③ 2000n ± 100[Hz]

④ 2000n ± 200[Hz]

정답 1번

간단한 해설

변조신호의 주파수는 100 Hz이고, 임펄스 열의 반복 주파수는 1000 Hz이다. 두 신호를 곱하면 **100 Hz 성분이 1000 Hz 간격으로 복제**되므로 주파수 성분은 $(1000n \pm 100)$Hz로 나타난다.

계산 과정

변조신호의 주파수: 코사인 신호의 표준형 $A\cos(2\pi f_m t)$와 $x(t) = 10\cos(200\pi t)$를 비교하면 $2\pi f_m = 200\pi$이다. 따라서 $f_m = \frac{200\pi}{2\pi} = 100$Hz이며, 양쪽 주파수 축에서 스펙트럼 성분은 ± 100 Hz에 존재한다. 계수 10은 진폭이므로 주파수 위치에는 영향을 주지 않는다.

임펄스 열의 반복 주파수: 주기가 $T = \frac{1}{1000}$s이므로 반복 주파수는 $f_s = \frac{1}{T} = 1000$Hz이다. 주기적인 임펄스 열의 스펙트럼은 **반복 주파수의 정수배**인 $nf_s = 1000n$Hz에 존재하며, 여기서 n은 모든 정수이다.

곱한 신호의 주파수: **시간 영역의 곱셈은 주파수 영역의 컨볼루션**에 해당한다. 따라서 ± 100 Hz에 있던 성분이 임펄스 열의 각 주파수 위치로 이동하여 $f = nf_s \pm f_m$에 나타난다. 값을 대입하면 $f = (1000n \pm 100)$Hz이다. 예를 들어 n = 1이면 900 Hz와 1100 Hz 성분이 생긴다. 이 주파수 성분을 나타낸 선지는 ①이다.

NoteBase

문 9. 1Mbits/s의 비트율을 갖는 BPSK 시스템에 대한 비트 오류 확률 P_B로 가장 옳은 것은? (단, 수신된 파형들인 $s_1 = A\cos\omega_0 t$와 $s_2 = -A\cos\omega_0 t$는 정합 필터로 동기적으로 검출된다. 진폭 $A = 10\text{mV}$이고 단측 잡음 전력 스펙트럼 밀도 $N_0 = 10^{-11}\text{W/Hz}$이다. 신호 전력과 비트당 에너지는 1Ω부하에 대해 정규화되었다. 그리고 $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_x^\infty e^{-z^2/2}dz$이다.)

① $P_B = Q(\sqrt{2})$

② $P_B = Q(\sqrt{5})$

③ $P_B = Q(\sqrt{10})$

④ $P_B = Q(\sqrt{20})$

정답 3번

간단한 해설

동기 검출 BPSK의 비트 오류 확률은 $P_B = Q(\sqrt{2E_b/N_0})$이다. 진폭에서 구한 평균 전력과 비트율을 이용하면 **비트당 에너지 대 잡음 밀도 비**가 $E_b/N_0 = 5$이므로, $P_B = Q(\sqrt{10})$이다.

계산 과정

오류 확률 공식: 두 신호는 크기가 같고 부호가 반대인 BPSK 신호이다. 백색 가우스 잡음에서 정합 필터로 **동기 검출**하면 비트 오류 확률은 $P_B = Q(\sqrt{2E_b/N_0})$이다. 여기서 E_b는 비트당 에너지이고, N_0는 단측 잡음 전력 스펙트럼 밀도이다. 이때 양측 잡음 밀도는 $N_0/2$이므로, 주어진 단측 값을 공식의 N_0에 그대로 넣는다.

비트 시간: 비트율이 $R_b = 10^6\text{bit/s}$이므로 한 비트의 지속 시간은 $T_b = 1/R_b = 10^{-6}\text{s}$, 즉 1 μs이다.

평균 신호 전력: 진폭은 A = 10 mV = 0.01 V이고 부하 저항은 R = 1 Ω이다. 정현파의 제곱 평균은 진폭 제곱의 절반이므로, **최대 진폭을 실효값으로 바꾸어** 전력을 구한다. 평균 전력은 $P = \frac{A^2}{2R}$이며, $P = \frac{(0.01)^2}{2}\text{W} = 5\cdot 10^{-5}\text{W}$이다. 두 파형은 부호만 다르므로 전력은 같다.

비트당 에너지: 한 비트 동안 전달되는 에너지는 평균 전력과 비트 시간의 곱이다. 따라서 $E_b = PT_b$이고, $E_b = (5\cdot 10^{-5})\cdot 10^{-6}\text{J} = 5\cdot 10^{-11}\text{J}$이다.

오류 확률 계산: $\frac{E_b}{N_0} = \frac{5\cdot 10^{-11}}{10^{-11}} = 5$이다. 이는 에너지와 잡음 밀도의 비로서 무차원 값이다. 이를 대입하면 $P_B = Q(\sqrt{2\cdot 5}) = Q(\sqrt{10})$이며, ③의 식과 일치한다.

NoteBase

문 10. 수신기 전치증폭기의 잡음지수가 F_1, 이득이 G_1이고, 주증폭기의 잡음지수가 F_2, 이득이 G_2일 때, 이 수신기의 잡음지수는?

① $F = F_1 + (F_2 - 1)/G_1$

② $F = F_1 + F_2/G_2$

③ $F = F_1 + F_2/G_1$

④ $F = F_1 + (F_2 - 1)/G_2$

정답 1번

간단한 해설

두 증폭기를 직렬로 연결하면 후단의 추가 잡음 기여분은 **앞단 이득으로 나누어** 반영한다. 따라서 전체 잡음지수는 $F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1}$이다.

공통 해설

잡음지수는 입력 신호 대 잡음비를 출력 신호 대 잡음비로 나눈 값으로, 증폭 과정에서 신호 대 잡음비가 얼마나 나빠지는지를 나타낸다. 이 문제의 F_1, F_2는 **dB가 아닌 선형 비율**이며, G_1, G_2도 선형 전력 이득으로 사용한다.

전치증폭기 뒤에 주증폭기가 연결되므로, 두 단의 전체 잡음지수에는 프리스 공식을 적용한다. 그 관계는 $F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1}$이다. 첫 단의 잡음지수 F_1에, 두 번째 단이 추가하는 잡음의 입력 환산 기여분을 더한 것이다.

두 번째 단의 F_2에서 1을 빼는 것은 이미 입력에 존재하던 잡음의 몫을 제외하고 **그 단 자체가 추가한 잡음**을 반영하기 위해서이다. 이를 수신기 입력 기준으로 환산할 때에는 그 단보다 앞에 있는 전치증폭기의 이득 G_1으로 나눈다. 따라서 분자는 F_2가 아니라 $F_2 - 1$이고, 분모는 주증폭기 자신의 이득 G_2가 아니라 **앞단 이득**인 G_1이다.

NoteBase

문 11. 통계적으로 서로 독립인 랜덤변수 X와 Y가 있다. X의 분산은 4, Y의 분산은 3이다. $Z = 2X + Y$이면, Z의 분산은?

① 7

② 11

③ 17

④ 19

정답 4번

간단한 해설

서로 독립인 랜덤변수는 공분산이 0이므로 합의 분산은 각 분산의 합이다. 이때 **계수 2는 제곱하여 적용**하므로, Z의 분산은 16 + 3 = 19이다.

계산 과정

독립 조건: X와 Y는 서로 독립이므로 공분산이 0이다. 따라서 $2X$와 Y의 공분산도 0이며, 두 변수를 더한 Z의 분산은 **각 변수의 분산을 더하여** 구한다.

$2X$의 분산: 분산은 평균으로부터의 편차를 제곱한 값의 평균이다. 랜덤변수에 2를 곱하면 평균도 2배가 되어 편차가 2배, 편차의 제곱은 4배가 된다. 즉, 분산에는 **계수의 제곱**을 곱하므로 $\mathrm{Var}(2X) = 2^2 \cdot 4 = 16$이다.

Z의 분산: $2X$의 분산 16과 Y의 분산 3을 더하면 16 + 3 = 19이다. 따라서 Z의 분산은 19로, ④의 값과 일치한다.

NoteBase

문 12. 통과대역이 2.1[GHz]⌧2.5[GHz]인 이상적인 대역통과 여파기의 위상이 $\theta(f) = -2 \times 10^{-11}\pi f$ 이다. 2.3[GHz] 신호가 이 여파기를 통과할 때 시간지연은?

① 2.3[ps]

② 4.6[ps]

③ 10[ps]

④ 20[ps]

정답 3번

간단한 해설

위상이 주파수에 비례하는 **선형 위상**이므로, 시간지연은 $\theta(f) = -2\pi f\tau$의 계수를 비교하여 구한다. 주어진 위상에 대응하는 지연은 **10 ps**이다.

계산 과정

통과대역은 2.1 GHz부터 2.5 GHz까지이며, 입력 주파수 2.3 GHz는 이 범위 안에 있으므로 신호가 여파기를 통과한다. 주어진 위상식에서 f는 Hz 단위의 주파수이고, $\theta(f)$는 라디안 단위의 위상이다.

시간지연을 τ라 하면 정현파의 시간 변수가 t에서 $t - \tau$로 바뀌므로 위상 변화는 $-2\pi f\tau$이다. 따라서 **시간지연은 위상식의 주파수 계수로 결정**되며, $\theta(f) = -2\pi f\tau$를 이용한다.

주어진 $\theta(f) = -2 \times 10^{-11}\pi f$를 대입하면 $\tau = -\frac{\theta(f)}{2\pi f}$이고, $\tau = \frac{2 \times 10^{-11}\pi f}{2\pi f} = 10^{-11}$s이다. 주파수 f가 약분되므로 통과대역 안에서는 같은 시간지연을 갖는다. $1\text{ps} = 10^{-12}$s이므로 지연은 10 ps이며, ③의 값에 해당한다.

NoteBase

문 13. 스펙트럼 확산 통신방식의 장점으로 가장 옳지 않은 것은?

① 통신 내용의 보안 유지 가능

② 전송 중 발생하는 간섭에 강함

③ 통신 자원인 주파수의 공동 이용 가능

④ 전송 대역폭이 좁음

정답 4번

간단한 해설

스펙트럼 확산은 정보 전송에 필요한 대역보다 **더 넓은 주파수 대역**에 신호를 퍼뜨리는 방식이다. 따라서 '전송 대역폭이 좁음'은 장점이 아니며, 넓은 대역폭을 사용하는 것이 간섭 내성과 보안성 향상을 얻는 대가이다.

선지별 해설

① O: 확산 신호는 넓은 대역에 전력이 분산되어 잡음처럼 보일 수 있고, 확산 부호를 모르는 수신자는 원래 정보를 복원하기 어렵다. 이 때문에 **탐지와 도청이 어려워지는** 보안상 이점이 있다. 다만 확산 자체가 통신 내용의 완전한 기밀성을 보장하는 것은 아니다.

② O: 수신기는 송신 측과 동기화된 확산 부호로 원하는 신호를 역확산하여 원래 대역으로 모은다. 직접확산 방식에서는 이 과정에서 부호가 일치하지 않는 협대역 간섭이 넓은 대역으로 퍼지므로, 정보 대역만 통과시키면 간섭의 영향을 줄일 수 있다. 따라서 **특히 협대역 간섭에 강하다**.

③ O: 사용자마다 상호 상관이 작은 확산 부호를 부여하면, 같은 주파수 대역에서 동시에 전송해도 수신기가 원하는 부호에 대응하는 신호를 구별할 수 있다. 이를 이용한 **코드분할다중접속(CDMA)**은 여러 사용자의 주파수 공동 이용을 가능하게 한다.

④ X: 스펙트럼 확산은 원래 정보 신호에 필요한 대역보다 **전송 대역폭을 넓히는** 방식이다. 따라서 '전송 대역폭이 좁음'은 '전송 대역폭이 넓음'으로 고쳐야 하며, 대역폭이 넓어지는 것은 장점이 아니라 필요한 주파수 자원이 증가하는 부담이다.

NoteBase

문 14. A, B, C, D 4개의 소스 알파벳에 대하여 각각 발생 확률이 0.1, 0.3, 0.2, 0.4일 때 최소 분산 허프만(Huffman) 코드를 작성한 결과 D의 코드가 1로 되었다면 A의 코드는?

① 001

② 000

③ 01

④ 10

정답 1번

간단한 해설

최소 분산 허프만 코드의 통상적인 작성 규칙에서는 새 결합 항목을 같은 확률의 기존 항목보다 위에 놓고, 위쪽 가지에 0·아래쪽 가지에 1을 붙인다. 이 규칙으로 D의 코드 1에서 나머지 가지를 역추적하면 A로 가는 비트는 **0 → 0 → 1**이 된다.

계산 과정

작성 규칙: 허프만 코드는 매 단계에서 **확률이 가장 작은 두 항목**을 합쳐 트리를 만든다. 이 문항에서는 확률을 내림차순으로 정렬하고, 새 결합 항목은 같은 확률의 기존 항목보다 위에 두는 최소 분산 코드의 통상적인 작성 규칙을 적용한다. 두 항목을 결합할 때 위쪽 항목에 0, 아래쪽 항목에 1을 부여하며, 각 문자의 코드는 트리의 뿌리에서 해당 문자까지 내려가며 읽는다.

첫 번째 결합: 확률이 가장 작은 A(0.1)와 C(0.2)를 합치면 AC의 확률은 0.1 + 0.2 = 0.3이다. 새 항목 AC를 같은 확률의 B보다 위에 두므로 정렬 순서는 D(0.4), AC(0.3), B(0.3)가 된다.

나머지 결합: AC와 B를 합치면 확률은 0.3 + 0.3 = 0.6이고, 이를 D(0.4)와 합치면 전체 확률 1이 된다. 마지막 결합에서 확률 0.6인 항목은 위쪽이므로 0, D는 아래쪽이므로 1을 받는다. 이는 주어진 D의 코드와 일치하며, A·B·C의 코드가 모두 0으로 시작한다는 뜻이다.

코드 읽기: 첫 비트 0인 항목 안에서 AC는 위쪽, B는 아래쪽이므로 AC의 공통 앞부분은 00, B의 코드는 01이다. AC 안에서는 C(0.2)가 위쪽이므로 0, A(0.1)가 아래쪽이므로 1을 받는다. 따라서 C의 코드는 000, **A의 코드는 001**이며, 이는 ①의 값과 일치한다.

NoteBase

문 15. 신호 $x(t)$에 대한 설명으로 가장 옳은 것은?

① $x(t+t_0)$는 신호 $x(t)$를 오른쪽으로 t_0만큼 이동시킨 신호이다.

② $x(at)$는 상수 $|a|<1$이면 시간축 상에서 확장된 신호이다.

③ $x(t)=x(-t)$이면 기함수이다.

④ $x(t)\neq x(t+T)$이면 주기 T인 주기함수이다.

정답 2번

간단한 해설

$x(at)$에서 $0<|a|<1$이면 같은 신호 변화가 원래보다 긴 시간에 걸쳐 나타나므로 **시간축이 확장**된다. 확장 배율은 $\frac{1}{|a|}$이다.

선지별 해설

① X: $t_0>0$일 때 $x(t+t_0)$는 원래 신호를 **왼쪽으로 이동**시킨 신호이다. 원래 $t=0$에 있던 특징이 $t+t_0=0$, 즉 $t=-t_0$에 나타나기 때문이다. 오른쪽으로 t_0만큼 이동시키려면 $x(t-t_0)$로 써야 한다.

② O: 시간축 확대·축소는 $a\neq 0$인 배율 변환을 전제로 한다. $x(at)$에서는 원래 시간 τ에 있던 특징이 $t=\frac{\tau}{a}$에 나타나므로, $0<|a|<1$이면 시간 간격이 $\frac{1}{|a|}$배로 늘어나 **시간축이 확장**된다. 예를 들어 $x\left(\frac{t}{2}\right)$에서는 원래 $t=1$에 있던 특징이 $t=2$에 나타나 시간축이 2배로 확장된다. $a<0$이면 시간 반전도 함께 일어난다. 단, $a=0$이면 $x(at)=x(0)$인 상수 신호가 되므로 일반적인 시간축 확장에 포함하지 않는다.

③ X: $x(t)=x(-t)$는 **우함수의 조건**이다. 시간축을 반전해도 신호가 같다는 뜻으로, 그래프가 세로축에 대해 대칭이다. 기함수의 조건은 $x(-t)=-x(t)$이며, 시간 반전 후 신호의 부호가 바뀐다.

④ X: 주기 T인 신호는 $T>0$이고 모든 t에 대해 **한 주기 뒤의 값이 같아야** 하므로 $x(t+T)=x(t)$를 만족해야 한다. 선지의 부등호는 등호로 고쳐야 한다. 어떤 시점에서라도 두 값이 다르면 그 T는 해당 신호의 주기가 아니다.

NoteBase

문 16. 무선랜(wireless LAN)에 대한 설명으로 가장 옳지 않은 것은?

① IEEE 802.11a/b/g/n 표준규격을 따르는 기술을 의미하며, Wi-Fi 용어로 사용되고 있다.

② 전송방식으로 초기에는 대역확산방식인 FH(Frequency Hopping) 방식이 이용되었다가 802.11a/g/n에서는 고속의 DS(Direct Sequence) 방식이 이용되고 있다.

③ 분산제어방식으로 다른 노드가 전파를 전송하고 있는지를 확인한 후 전송하는 노드가 없는 경우 데이터를 송출하는 방식인 CSMA/CA(Carrier Sense Multiple Access / Collision Avoidance)를 사용한다.

④ 무선랜 기기는 소출력으로 별도의 무선국허가 등의 관리 절차가 필요 없다.

정답 2번

간단한 해설

②의 '802.11a/g/n에서는 고속의 DS 방식을 이용한다'는 설명이 잘못되었다. 이들 규격의 고속 전송은 **OFDM(직교 주파수 분할 다중화)**을 기반으로 하며, DS 계열의 대역확산 방식은 802.11b의 대표적인 전송 방식이다.

선지별 해설

① O: 무선랜은 제한된 구역 안에서 전파를 이용하여 기기들을 연결하는 통신망이다. IEEE 802.11a/b/g/n은 이러한 무선랜의 표준규격이며, 이 계열의 기술은 일반적으로 **Wi-Fi**라고 불린다.

② X: 초기 IEEE 802.11에는 주파수를 바꾸어 가며 전송하는 FH 방식과 확산 부호를 이용하는 DS 방식이 모두 포함되었다. 이후 802.11b는 DS 계열인 HR-DSSS를 사용하지만, **802.11a/g/n의 고속 전송은 OFDM을 기반**으로 한다. OFDM은 데이터를 여러 직교 부반송파에 나누어 병렬로 전송하는 방식이므로 DS 방식과 구별된다. 다만 802.11g는 802.11b와의 호환성을 위해 DS 계열의 저속 전송도 지원한다.

③ O: 무선랜의 기본 분산 매체 접근 방식은 **CSMA/CA에 의한 충돌 회피**이다. 각 노드는 채널이 사용 중인지 감지하고, 사용 중이면 전송을 미룬다. 채널이 비어 있더라도 정해진 대기 절차와 임의의 백오프를 거쳐 전송하여 여러 노드가 동시에 송신할 가능성을 줄인다. 이는 충돌을 완전히 없앤다는 뜻은 아니다.

④ O: 기술기준에 맞고 적합성평가를 받은 일반적인 소출력 무선랜 기기는 이용자가 **별도의 무선국 허가·신고 없이** 사용할 수 있다. 이 면제는 무선국 개설 절차에 관한 것으로, 기기의 주파수·출력 등 기술기준과 적합성평가까지 면제한다는 뜻은 아니다.

NoteBase

문 17. 슈퍼헤테로다인 (superheterodyne) AM (Amplitude Modulation) 수신기에서 믹서(mixer)의 기능으로 가장 옳은 것은?

① 안테나로부터 수신한 신호를 반송파 주파수로 동조시켜 증폭한다.

② RF (Radio Frequency)단 출력과 중간주파수 차의 주파수를 발생시킨다.

③ RF단의 주파수를 중간주파수 대역으로 이동시킨다.

④ 중간주파수 대역의 신호만 통과시켜 증폭한다.

정답 3번

간단한 해설

믹서는 수신 RF 신호와 국부발진 신호를 혼합하여 **RF 신호를 중간주파수(IF) 대역으로 변환**한다. 이때 AM 신호에 실린 정보는 유지된다.

선지별 해설

① X: 수신하려는 반송파 주파수에 동조하여 신호를 선택하고 증폭하는 것은 **RF 동조·증폭단**의 기능이다. 믹서는 이 RF 신호를 국부발진 신호와 혼합하여 주파수를 변환한다.

② X: 주파수 변환에 필요한 신호를 발생시키는 것은 **국부발진기**의 기능이다. 국부발진 주파수는 수신 RF 주파수와의 차이가 중간주파수가 되도록 정한다. RF 주파수보다 낮게 설정하는 경우에는 RF 주파수에서 중간주파수를 뺀 주파수가 된다. 믹서는 이렇게 발생한 국부발진 신호를 입력받아 RF 신호와 혼합한다.

③ O: 믹서는 RF 신호와 국부발진 신호를 혼합하여 두 주파수의 합과 차에 해당하는 성분을 만든다. 일반적인 슈퍼헤테로다인 AM 수신기에서는 차 주파수 성분을 이용하며, 그 관계는 $f_{IF} = |f_{RF} - f_{LO}|$이다. 여기서 RF는 수신 신호, LO는 국부발진 신호, IF는 중간주파수를 뜻한다. 따라서 믹서는 AM 변조 정보를 유지하면서 **수신 신호의 중심 주파수를 IF 대역으로 이동**시킨다.

④ X: 중간주파수 대역을 선택하여 통과시키고 증폭하는 것은 **IF 필터·증폭단**의 기능이다. 믹서가 주파수를 변환한 뒤, IF단이 필요한 대역의 신호를 선택하고 증폭한다.

NoteBase

문 18. 랜덤변수 Θ가 <보기>와 같은 pdf(probability density function)를 가질 때 2차모멘트(moment)는?

<보기>

f_(θ)=cases(1)/(2π),& |θ|≤ π\\0,& |θ|>πcases

① 0

② $\frac{\pi}{2}$

③ $\frac{\pi^2}{3}$

④ $\frac{\pi^3}{4}$

정답 3번

간단한 해설

2차모멘트는 **확률변수를 제곱한 값의 평균**이다. 주어진 균일분포에서 제곱값을 확률밀도로 가중하여 적분하면 $E[\Theta^2] = \frac{\pi^2}{3}$이다.

계산 과정

2차모멘트의 정의: 원점에 대한 2차모멘트는 $E[\Theta^2]$이며, 연속확률변수에서는 $E[\Theta^2] = \int_{-\infty}^{\infty} \theta^2 f_{\Theta}(\theta) d\theta$로 구한다. 즉, 각 제곱값을 확률밀도로 가중하여 평균낸 값이다.

밀도함수 적용: 주어진 분포는 $-\pi \le \theta \le \pi$에서 확률밀도가 $\frac{1}{2\pi}$로 일정하고, 그 밖에서는 0이다. 따라서 $E[\Theta^2] = \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi} \theta^2 d\theta$이다.

적분 계산: θ^2은 짝함수이므로 **대칭 구간의 적분은 양의 절반 구간 적분의 2배**이다. 이에 따라 $E[\Theta^2] = \frac{1}{\pi}\int_{0}^{\pi} \theta^2 d\theta$이고, 적분하면 $\left[\frac{\theta^3}{3\pi}\right]_0^{\pi} = \frac{\pi^2}{3}$이다. 이 값은 ③의 값과 일치한다.

NoteBase

문 19. 16QAM(Quadrature Amplitude Modulation)에서 심벌(symbol)들이 실수축과 허수축에 각각 −3A, −A, +A, +3A 점에 배치된다고 할 때, 두 심벌 간의 거리로 가장 옳지 않은 것은?

① $2A$

② $5A$

③ $2\sqrt{2}A$

④ $6\sqrt{2}A$

정답 2번

간단한 해설

두 심벌의 각 축 좌표 차는 **2A의 정수배**이므로 거리의 제곱은 $4A^2$의 정수배이다. $5A$는 이 조건을 만족하지 않아 두 심벌 사이의 거리가 될 수 없다.

계산 과정

A는 양의 진폭 간격을 정하는 값이다. 각 축의 좌표가 −3A, −A, +A, +3A이므로, 두 심벌의 실수축·허수축 좌표 차의 크기는 각각 0, 2A, 4A, 6A 중 하나이다. 이를 $|\Delta I| = 2Am$, $|\Delta Q| = 2An$으로 쓰면 m과 n은 각각 0, 1, 2, 3 중 하나이며, 서로 다른 심벌에서는 둘 다 0일 수 없다.

두 축이 서로 직교하므로 심벌 간 거리는 피타고라스 정리로 구한다. $d = \sqrt{(\Delta I)^2 + (\Delta Q)^2}$에 좌표 차를 대입하면 $d = 2A\sqrt{m^2 + n^2}$이다. 따라서 **거리의 제곱을** $4A^2$으로 나눈 값은 정수 $m^2 + n^2$이어야 한다.

가능한 거리 확인: 한 축의 좌표 차가 2A이고 다른 축은 같으면 거리는 2A이다. 두 축의 좌표 차가 모두 2A이면 $d = \sqrt{(2A)^2 + (2A)^2} = 2\sqrt{2}A$이다. 두 축의 좌표 차가 모두 6A이면 $d = \sqrt{(6A)^2 + (6A)^2} = 6\sqrt{2}A$이다. 따라서 ①·③·④의 값은 실제로 가능하다.

5A의 가능 여부: $d = 5A$를 거리식에 대입하면 $m^2 + n^2 = \frac{25}{4}$이다. 왼쪽은 정수의 제곱을 더한 정수인데 오른쪽은 정수가 아니므로 성립할 수 없다. 따라서 **두 심벌 사이의 거리로 불가능한 값**은 ②의 5A이다.

NoteBase

문 20. OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)에 대한 설명으로 가장 옳은 것은?

① 데이터를 직렬로 처리하기 때문에 고속 데이터 전송이 가능하다.

② 신호를 처리하는 주기는 각 데이터 심벌 간격 T와 부반송파(sub-carrier) 수 N의 곱인 NT이다.

③ 수신기에서는 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform) 연산 후에 채널 등화기(channel equalizer)를 사용하여 심벌을 재생한다.

④ 4세대 LTE(Long Term Evolution) 이동통신에서만 사용되고 있다.

정답 2번

간단한 해설

OFDM은 입력 데이터를 여러 부반송파에 나누어 **병렬로 전송**한다. 입력 데이터의 심벌 간격이 T이고 부반송파가 N개이면, 보호구간을 제외한 OFDM 심벌 주기는 N배로 늘어난 NT가 된다.

선지별 해설

① X: OFDM은 고속의 직렬 데이터열을 여러 저속 데이터열로 나누어 **병렬로 전송**한다. 서로 직교하는 부반송파에 데이터를 나누어 실으므로, 각 부반송파의 심벌 전송률을 낮추면서 전체적으로 고속 데이터를 전송할 수 있다.

② O: T는 병렬 변환 전 데이터의 심벌 간격이고, N은 부반송파 수이다. 연속된 N개 심벌을 모으는 데 NT가 걸리며, 이 심벌들을 N개 부반송파에 하나씩 배분하여 동시에 전송한다. 따라서 각 부반송파의 심벌 지속시간과 OFDM 신호의 처리 주기는 NT이다. 여기서 NT는 **보호구간을 제외한 유효 심벌 주기**이며, 보호구간을 삽입하면 전체 심벌 주기는 그만큼 길어진다.

③ X: 일반적인 OFDM에서 **송신기는 IFFT, 수신기는 FFT**를 사용한다. 송신기는 부반송파별 데이터 심벌을 IFFT로 시간 영역의 신호로 합성한다. 수신기는 보호구간을 제거한 뒤 FFT로 부반송파별 심벌을 분리하고, 채널 등화기로 채널에 의한 진폭·위상 왜곡을 보상하여 심벌을 복원한다.

④ X: OFDM은 **LTE에만 사용되는 방식이 아니다**. LTE 외에도 무선 LAN의 여러 IEEE 802.11 규격에서 사용된다.

NoteBase