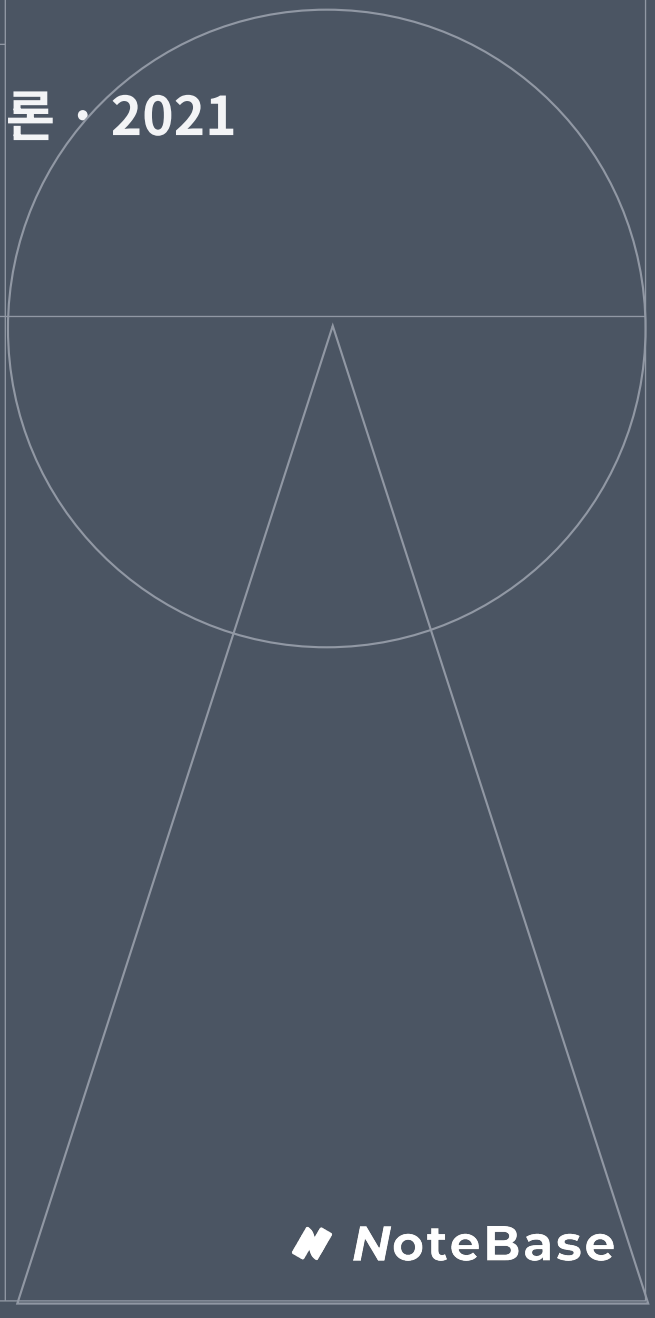
기출OX 해설집

공무원/서울시/9급 · 통신이론 · 2021



NoteBase

기출OX 해설집

공무원/서울시/9급 · 통신이론 · 2021

공무원/서울시/9급 · 통신이론 · 2021

문 1. 대역폭이 W인 실수 신호를 반송파 주파수 f_c($\gg W$)를 사용하여 양측파대 억압 반송파(DSB-SC) 변조했을 때, 변조된 신호의 전송 대역폭은?

① 0

② 0.5 W

③ W

④ $2W$

정답 4번

간단한 해설

DSB-SC는 폭이 각각 W인 **상측파대와 하측파대를 모두 전송**하므로, 전송 대역폭은 $2W$이다.

공통 해설

DSB-SC는 기저대역 신호에 정현파 반송파를 곱하여 신호의 스펙트럼을 반송파 주파수 주변으로 옮기는 변조이다. 대역폭이 W인 실수 기저대역 신호를 $f_c \gg W$인 반송파로 변조하면, 양의 주파수에서 하측파대는 $f_c - W$부터 f_c까지, 상측파대는 f_c부터 $f_c + W$까지 놓인다. 두 측파대의 폭이 각각 W이므로 전체 전송 대역폭은 $2W$이다.

'억압 반송파'는 반송파 성분을 제거한다는 뜻이며, **측파대 하나를 제거한다는 뜻이 아니다**. 따라서 반송파를 억압해도 상·하측파대가 차지하는 전체 주파수 범위는 유지된다.

NoteBase

문 2. 신호의 최대주파수가 $f_m = 40$ [kHz]를 가지도록 제한된 신호에서 나이퀴스트율(Nyquist rate)을 만족하는 최대 표본화 주기의 값 [μs]은?

① 37.5

② 25

③ 12.5

④ 6.25

정답 3번

간단한 해설

나이퀴스트율은 신호의 **최대주파수의 2배**이므로 최소 표본화 주파수는 80 kHz이다. 표본화 주기는 주파수의 역수이므로 최대 표본화 주기는 **12.5 μs**이다.

계산 과정

신호의 최대주파수는 $f_m = 40$kHz이다. 대역이 제한된 신호에 나이퀴스트 표본화 조건을 적용하면, 표본화 주파수 f_s는 **최대주파수의 2배 이상**이어야 하므로 $f_s \geq 2f_m$이다.

최소 표본화 주파수는 $f_{s,\,\min} = 2 \cdot 40 = 80$kHz이다. 이는 1초에 최소 80,000개의 표본을 취하는 빈도이다.

표본화 주기 T_s는 인접한 표본 사이의 시간 간격이며, $T_s = \frac{1}{f_s}$이다. 따라서 **표본화 주파수가 최소일 때 주기가 최대**가 된다. 80 kHz = 80,000 Hz이므로 $T_{s,\,\max} = \frac{1}{80{,}000}\text{s} = 12.5\mu\text{s}$이다.

최대 표본화 주기는 12.5 μs로, ③의 값에 해당한다.

NoteBase

문 3. <보기>의 복소 신호 $x(t)$를 Σ _n=-∞^∞c_ne^jn_0t 형태의 복소 지수 푸리에 급수로 나타내면 최소 몇 개의 항의 합으로 표현이 되는가?

<보기>

$x(t) = 3\cos(\omega_0 t) + 3j\sin(\omega_0 t) + 2\cos(2\omega_0 t)$

① 2

② 3

③ 4

④ 6

정답 2번

간단한 해설

오일러 공식을 적용하면 $3\cos(\omega_0 t) + 3j\sin(\omega_0 t)$에서 **음의 주파수 성분이 상쇄**되어 $3e^{j\omega_0 t}$만 남는다. 여기에 $2\cos(2\omega_0 t)$의 양·음 주파수 성분 두 개가 더해지므로, 0이 아닌 복소 지수항은 총 3개이다.

계산 과정

복소 지수 푸리에 급수에서 각 항은 $c_n e^{jn\omega_0 t}$ 꼴이다. 따라서 삼각함수를 복소 지수함수로 바꾸고 같은 주파수끼리 합친 뒤, **계수가 0이 아닌 서로 다른 주파수 성분**의 수를 센다. 여기서 j는 $j^2 = -1$인 허수단위이다.

먼저 $\theta = \omega_0 t$로 놓는다. 오일러 공식에 따라 $\cos\theta = \frac{e^{j\theta} + e^{-j\theta}}{2}$, $j\sin\theta = \frac{e^{j\theta} - e^{-j\theta}}{2}$이다. 두 식에 각각 3을 곱해 더하면 $e^{-j\theta}$의 계수는 $\frac{3}{2} - \frac{3}{2} = 0$이 되고, $e^{j\theta}$의 계수는 3이 된다. 즉, $3\cos\theta + 3j\sin\theta = 3e^{j\theta}$이므로 이 부분은 한 항만 남는다.

나머지 코사인 항에도 같은 공식을 적용하면 $2\cos(2\theta) = e^{j2\theta} + e^{-j2\theta}$이다. 이는 각각 $n = 2$와 $n = -2$에 해당하며, 두 항의 계수는 모두 1이다.

따라서 전체 신호는 $x(t) = 3e^{j\omega_0 t} + e^{j2\omega_0 t} + e^{-j2\omega_0 t}$이다. 0이 아닌 계수는 $c_1 = 3$, $c_2 = c_{-2} = 1$이고 나머지는 모두 0이다. 서로 다른 세 주파수 성분이 남으므로 최소 항 수는 3개이며, ②의 값과 일치한다.

NoteBase

문 4. 각변조된 신호 $s(t) = 10\cos(100\pi t + 20\pi\sin 5t)$의 순시주파수(instantaneous frequency)의 값[Hz]은?

① $50 + 50\cos 5t$

② $50 + 10\cos 5t$

③ $50\pi + 10\pi\cos 5t$

④ $100 + 20\cos 5t$

정답 1번

간단한 해설

순시주파수는 **전체 위상을 시간으로 미분한 뒤** 2π로 나누어 구한다. 이 신호의 순시주파수는 $f_i(t) = 50 + 50\cos 5t$ Hz이다.

계산 과정

위상 확인: $s(t) = 10\cos\theta(t)$로 놓으면 전체 위상은 $\theta(t) = 100\pi t + 20\pi\sin 5t$이다. 순시주파수는 위상이 시간에 따라 얼마나 빠르게 변하는지를 나타내므로, 진폭 10이 아니라 코사인 안의 전체 위상을 이용한다.

순시각주파수 계산: $\omega_i(t) = \frac{d\theta(t)}{dt}$이며 단위는 rad/s이다. 합성함수 미분법에 따라 $\frac{d}{dt}\sin 5t = 5\cos 5t$이므로, **안쪽 함수의 미분값 5도 곱해야 한다**. 따라서 $\omega_i(t) = 100\pi + 100\pi\cos 5t$ rad/s이다.

Hz로 변환: 한 주기는 2π rad이므로 순시각주파수를 **2π로 나누어** 초당 주기 수로 바꾼다. $f_i(t) = \frac{\omega_i(t)}{2\pi}$에 위 결과를 대입하면 $f_i(t) = 50 + 50\cos 5t$ Hz이다. 반송파 주파수 50 Hz에 시간에 따라 변하는 $50\cos 5t$ Hz가 더해진 형태이며, ①과 일치한다.

NoteBase

문 5. 신호전력이 504[W]이고 잡음전력이 8[W]일 때, 잡음이 있는 채널에서 36,000[bits/s]의 채널 용량을 얻기 위해서 필요한 대역폭의 값[Hz]은?

① 9,000

② 7,200

③ 6,000

④ 3,000

정답 3번

간단한 해설

신호 대 잡음비가 63이면 섀넌의 채널 용량식에서 **대역폭 1 Hz당 채널 용량은 6 bits/s**이다. 따라서 36,000 bits/s를 얻는 데 필요한 대역폭은 6,000 Hz이다.

계산 과정

신호전력 S = 504 W, 잡음전력 N = 8 W, 채널 용량 C = 36,000 bits/s이며, 구할 값은 대역폭 B(Hz)이다. 잡음 채널을 가산 백색 가우스 잡음 채널로 모델링하면 섀넌의 채널 용량식 $C = B\log_2\left(1 + \frac{S}{N}\right)$을 적용한다. 여기서 S/N은 **신호전력과 잡음전력의 비**이다.

두 전력의 단위가 모두 W이므로 신호 대 잡음비는 $\frac{S}{N} = \frac{504}{8} = 63$이다. 따라서 $\log_2(1 + 63) = \log_2 64 = 6$이며, 이는 주어진 신호 대 잡음비에서 **대역폭 1 Hz당 6 bits/s의 채널 용량**을 얻는다는 뜻이다.

채널 용량식은 $36{,}000 = B \cdot 6$이므로, 필요한 대역폭은 $B = \frac{36{,}000}{6} = 6{,}000\text{Hz}$이다. 이는 ③의 6,000 Hz에 해당한다.

NoteBase

문 6. 동일한 전력을 사용하는 BPSK와 QPSK 변조 방식에 대한 설명으로 가장 옳지 않은 것은?

① 둘 다 위상 천이 변조 방식이다.

② QPSK의 비트 오류 확률이 BPSK의 비트 오류 확률보다 높다.

③ QPSK의 대역폭 효율이 BPSK보다 좋다.

④ 둘 다 NRZ 신호를 변조하는 방식이다.

정답 2번

간단한 해설

그레이 부호를 쓰는 QPSK와 BPSK는 AWGN 채널에서 동기 검파할 때, 같은 비트당 에너지와 잡음 조건이면 **비트 오류 확률이 같다**. 따라서 QPSK의 비트 오류 확률이 더 높다는 설명은 적절하지 않다.

선지별 해설

① O: 위상 천이 변조는 디지털 정보에 따라 반송파의 위상을 바꾸는 방식이다. BPSK는 180° 떨어진 두 위상으로 심벌당 1비트를, QPSK는 90° 간격의 네 위상으로 심벌당 2비트를 나타내므로 **둘 다 반송파의 위상에 정보를 싣는다**.

② X: 통상적인 오류 성능 비교는 동일 비트율과 동일 잡음 조건의 AWGN 채널에서 동기 검파하고, QPSK에 그레이 부호를 사용하는 경우를 기준으로 한다. 전력이 P, 비트율이 R_b이면 비트당 에너지는 $E_b = \frac{P}{R_b}$이므로 동일 전력·동일 비트율에서는 비트당 에너지도 같다. 이때 두 방식의 비트 오류 확률은 모두 $P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$로 **서로 같다**. 여기서 $\frac{N_0}{2}$는 잡음의 양측 전력 스펙트럼 밀도이고, $Q(x)$는 표준정규 확률변수가 x보다 클 확률이다. QPSK는 서로 직교하는 두 BPSK 성분으로 나누어 각 비트를 판정하므로, 위상 수가 많다는 이유만으로 비트 오류 확률이 더 높아지는 것은 아니다.

③ O: 대역폭 효율은 단위 대역폭으로 전송할 수 있는 비트율을 뜻한다. BPSK는 심벌당 1비트, QPSK는 심벌당 2비트를 전송한다. 같은 비트율에서 QPSK의 심벌율은 BPSK의 절반이므로, 같은 펄스 성형 조건에서는 필요한 대역폭도 절반이다. 따라서 QPSK의 **대역폭 효율은 BPSK의 2배**이다.

④ O: NRZ는 각 비트 구간 안에서 신호가 영준위로 복귀하지 않고 해당 준위를 유지하는 기저대역 신호 방식이다. 기본적인 BPSK 구현에서는 이진 데이터를 양·음의 NRZ 신호로 바꾸어 반송파를 변조한다. QPSK에서는 입력 비트열을 두 NRZ 신호열로 나누어 **서로 직교하는 I·Q 반송파를 각각 변조한 뒤 합한다**.

NoteBase

문 7. 아날로그 신호를 샘플링 간격 0.001초로 샘플링하고 16레벨로 양자화하여 디지털 데이터를 전송할 때, 비트 전송률의 값[kbps]은?

① 0.4

② 1

③ 4

④ 16

정답 3번

간단한 해설

샘플링 간격이 0.001초이므로 초당 1,000개의 표본을 얻고, 16레벨을 구분하려면 **표본당 4비트**가 필요하다. 따라서 비트 전송률은 1,000 × 4 = 4,000 bps, 즉 4 kbps이다.

계산 과정

샘플링 빈도: 샘플링 간격 T_s는 표본을 얻는 시간 간격이고, 샘플링 빈도 f_s는 1초에 얻는 표본 수이다. 따라서 $f_s = \frac{1}{T_s}$이며, $f_s = \frac{1}{0.001} = 1{,}000\text{Hz}$이다. 즉, 초당 1,000개의 표본이 생성된다.

표본당 비트 수: 각 표본의 양자화 레벨을 고정 길이 이진 부호로 나타낸다. n비트로 구분할 수 있는 레벨 수는 2^n개이므로, $16 = 2^4$에서 **표본 하나에 4비트**가 필요하다.

비트 전송률: **초당 표본 수에 표본당 비트 수를 곱한다.** 부가적인 전송 비트를 고려하지 않은 양자화 데이터의 비트 전송률은 $R_b = f_s \cdot n$이므로, 1,000 × 4 = 4,000 bps이다. 1 kbps = 1,000 bps이므로 4 kbps이며, ③의 값과 일치한다.

NoteBase

문 8. 아날로그 신호를 디지털 신호로 변환하는 신호 변환 방법 중 하나로서, 표본화 속도를 매우 빠르게 하여 표본 간 상관도를 높이고, 1비트 양자화 비트 수를 이용하는 변조 방식은?

① 펄스 진폭 변조(pulse amplitude modulation)

② 펄스 위치 변조(pulse position modulation)

③ 펄스 부호 변조(pulse code modulation)

④ 델타 변조(delta modulation)

정답 4번

간단한 해설

델타 변조는 빠르게 표본화한 신호를 이전 복원값과 비교하여, 신호를 **증가시킬지 감소시킬지를 1비트**로 나타낸다. 인접 표본의 값이 비슷하다는 성질을 이용하므로 각 표본의 진폭 전체를 여러 비트로 표현할 필요가 없다.

핵심 풀이

고속 표본화: 표본화 간격을 짧게 하면 인접한 표본 사이의 신호 변화가 작아져 표본 간 상관도가 높아진다. 델타 변조는 이 성질을 이용하여 이전 복원값에서 조금씩 올라가거나 내려가는 계단 모양으로 원신호를 근사한다.

1비트 양자화: 델타 변조는 현재 표본값과 이전 복원값의 차이를 비교하여 **차이의 부호를 1비트로 표현**한다. 현재 표본값이 더 크면 복원값을 일정한 크기만큼 올리고, 더 작으면 같은 크기만큼 내린다. 따라서 1비트는 표본의 진폭 전체가 아니라 복원값의 증가·감소 방향을 나타낸다. 문제의 '매우 빠른 표본화'와 '1비트 양자화'가 함께 가리키는 방식은 델타 변조이다.

다른 펄스 변조와의 구분: 펄스 부호 변조(PCM)는 각 표본의 **양자화된 진폭 레벨**을 이진 부호로 표현하며, 일반적으로 표본마다 여러 비트를 사용한다. 펄스 진폭 변조(PAM)는 펄스의 진폭에, 펄스 위치 변조(PPM)는 펄스의 시간 위치에 신호 정보를 담으므로, 변화 방향을 1비트로 부호화한다는 단서와 구별된다.

NoteBase

문 9. 연속 시간 신호 $x_1(t) = 2\sin(4\pi t + 30°)$와 $x_2(t) = 2\sin(2\pi t - 60°)$에 대한 설명으로 가장 옳지 않은 것은?

① 두 신호 모두 주기 신호이다.

② 두 신호는 모두 위상이 0이 아니다.

③ $x_1(t)$은 주파수가 4π[Hz]이다.

④ $x_2(t)$는 주기가 1초이다.

정답 3번

간단한 해설

③의 4π는 주파수가 아니라 **각주파수**이다. 각주파수는 주파수의 2π배이므로 $x_1(t)$의 주파수는 **2 Hz**이다.

선지별 해설

사인파 $x(t) = A\sin(\omega t + \phi)$에서 ω는 각주파수(rad/s), ϕ는 초기 위상이다. 주파수 f는 1초 동안 반복하는 횟수이며, $\omega = 2\pi f$의 관계가 있다. 주기 T는 한 번 반복하는 데 걸리는 시간으로, $T = \frac{1}{f} = \frac{2\pi}{\omega}$이다.

① O: 두 신호 모두 각주파수가 일정하고 0이 아닌 사인파이다. 각 신호의 주기만큼 시간이 지나면 사인함수의 각도가 2π만큼 증가하여 **같은 파형이 반복**된다. 초기 위상이 달라도 이러한 주기성은 유지된다.

② O: 주어진 사인함수 표현에서 초기 위상은 시간에 무관한 상수항이다. $x_1(t)$의 초기 위상은 +30°, $x_2(t)$의 초기 위상은 −60°이므로 **둘 다 0이 아니다**.

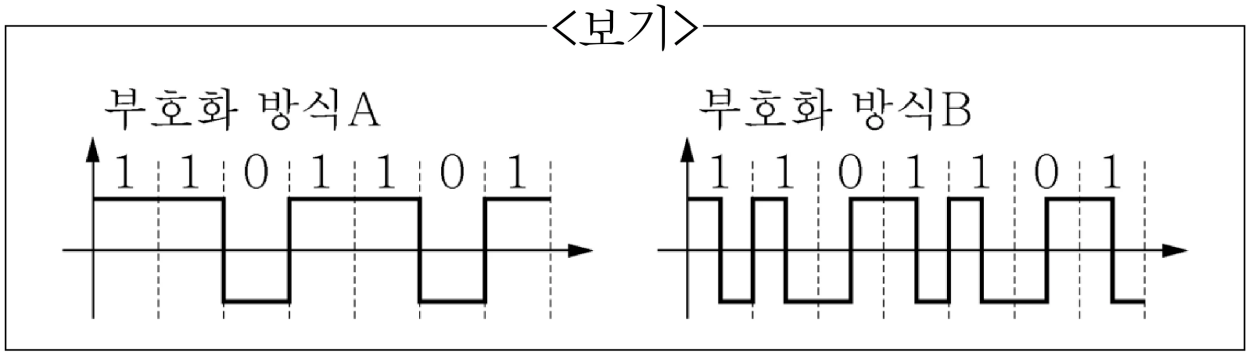
③ X: $x_1(t)$에서 시간 t의 계수인 4π는 **각주파수 4π rad/s**를 뜻한다. 주파수는 각주파수를 2π로 나눈 값이므로 $f_1 = \frac{4\pi}{2\pi} = 2$Hz이다. 따라서 주파수 4π Hz는 2 Hz로 고쳐야 한다.

④ O: $x_2(t)$의 각주파수는 2π rad/s이므로 $T_2 = \frac{2\pi}{2\pi} = 1$s이다. 즉, **1초마다 같은 파형이 반복**되며 초기 위상 −60°는 이 주기를 바꾸지 않는다.

NoteBase

문 10. <보기>에 주어진 디지털 회선 부호화 방식에 대한 설명으로 가장 옳지 않은 것은?

<보기>



① 부호화 방식 A는 직류(DC) 성분이 존재한다.

② 부호화 방식 A는 극형 영비복귀(NRZ) 방식이다.

③ 부호화 방식 B에서 필요한 대역폭은 부호화 방식 A에서 필요한 대역폭과 같다.

④ 부호화 방식 B는 부호화 방식 A에 비해 동기화에 유리하다.

정답 3번

간단한 해설

B는 각 비트의 중앙에서 전압이 반전되는 **맨체스터 부호**이다. 같은 비트 전송률에서 비트 구간을 두 부분으로 나누어 전송하므로, 필요한 대역폭은 극형 NRZ인 A와 같지 않고 **약 2배**이다.

NoteBase

선지별 해설

① O: 직류 성분은 신호의 평균값과 관련된다. A는 1을 양의 전압, 0을 음의 전압으로 나타내는데, 그림에서는 1이 5개이고 0이 2개이므로 양의 전압을 유지하는 시간이 더 길다. 따라서 제시된 구간의 평균 전압은 0이 아니며 직류 성분이 나타난다. 극형 NRZ는 **데이터에 관계없이 평균값이 0이 되도록 보장하는 방식이 아니다**.

② O: A는 양·음 두 극성의 전압으로 1과 0을 구분하고, **한 비트 구간 동안 해당 전압을 유지**한다. 비트 도중에 전압을 0으로 되돌리지 않으며, 같은 비트가 연속되면 비트 경계에서도 전압이 바뀌지 않는다. 따라서 극형 영비복귀(NRZ) 중 전압 레벨로 비트를 구분하는 NRZ-L 방식이다.

③ X: B에서는 1이 양의 전압에서 음의 전압으로, 0이 음의 전압에서 양의 전압으로 비트 중앙에서 반전된다. 이는 맨체스터 부호로, 한 비트를 서로 반대인 두 개의 반비트 신호로 표현한다. 따라서 같은 비트 전송률에서 필요한 대역폭은 A와 같지 않고 **A의 약 2배**이다.

④ O: B는 데이터가 1인지 0인지와 관계없이 **매 비트 중앙에서 전압 전이가 발생**하므로, 수신기가 이 전이를 이용해 비트의 시간 간격을 파악하고 클록을 복구하기 쉽다. 반면 A는 같은 비트가 길게 이어지면 전압 전이가 없어 시간 기준을 얻기 어렵다. 따라서 B가 A보다 동기화에 유리하다.

NoteBase

문 11. 주파수 대역에서 파장이 짧은 순서대로 바르게 나열한 것은?

① EHF → SHF → UHF → VHF → LF

② EHF → UHF → SHF → VHF → LF

③ UHF → SHF → EHF → LF → VHF

④ LF → VHF → UHF → SHF → EHF

정답 1번

간단한 해설

전파 속도가 같을 때 **주파수가 높을수록 파장이 짧다**. 따라서 파장이 짧은 순서를 구하려면 주파수 대역을 높은 쪽부터 배열한다.

올바른 순서

EHF → SHF → UHF → VHF → LF

EHF: 자유공간에서 파장과 주파수의 관계는 $\lambda = \frac{c}{f}$이다. 여기서 c는 빛의 속도, f는 주파수이므로 **파장과 주파수는 반비례**한다. EHF는 30–300 GHz 대역으로, 제시된 대역 중 주파수가 가장 높아 파장이 가장 짧다.

SHF: 3–30 GHz 대역이다. EHF보다 주파수가 낮고 UHF보다 높으므로, 파장은 EHF보다 길고 UHF보다 짧다.

UHF: 300–3,000 MHz 대역으로, GHz로 나타내면 0.3–3 GHz이다. SHF보다 주파수가 낮고 VHF보다 높으므로 두 대역 사이에 놓인다.

VHF: 30–300 MHz 대역이다. UHF보다 주파수가 낮으므로 파장이 더 길다. 다만 LF보다 주파수가 높아 파장은 LF보다 짧다.

LF: 30–300 kHz 대역이다. 제시된 대역 중 **주파수가 가장 낮아 파장이 가장 길다**. 따라서 파장이 짧은 순서로 배열할 때 마지막에 놓인다.

NoteBase

문 12. <보기>의 푸리에 급수에서, 3차 고조파와 5차 고조파의 진폭의 합은?

<보기>

$$x(t) = 25 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{13.5}{n}[1-(-1)^n]\cos n\omega_0 t$$

① 15.0

② 14.8

③ 14.6

④ 14.4

정답 4번

간단한 해설

3차와 5차는 모두 홀수차이므로 $1-(-1)^n = 2$가 되어 **각 진폭은 27을 차수로 나눈 값**이다. 두 진폭은 각각 9와 5.4이며, 합은 14.4이다.

계산 과정

진폭을 읽는 기준: n차 고조파는 기본 각주파수 ω_0의 n배인 $n\omega_0$의 성분이다. 주어진 급수에는 사인항이 없으므로 **각 코사인항 계수의 절댓값**이 해당 고조파의 진폭이다. 상수항 25는 직류 성분이므로 고조파 진폭의 합에 더하지 않는다.

홀수차 계수: 3과 5는 모두 홀수이므로 $(-1)^n = -1$이고, $1-(-1)^n = 2$이다. 따라서 두 고조파의 진폭에는 $A_n = \frac{13.5}{n} \cdot 2 = \frac{27}{n}$을 적용한다.

3차 고조파의 진폭: $n = 3$을 대입하면 $A_3 = \frac{27}{3} = 9$이다.

5차 고조파의 진폭: $n = 5$를 대입하면 $A_5 = \frac{27}{5} = 5.4$이다.

진폭의 합: $9 + 5.4 = 14.4$이므로 ④의 값과 일치한다.

NoteBase

문 13. OFDM 시스템에 대한 설명으로 가장 옳지 않은 것은?

① 직교하는 수많은 협대역 부반송파에 정보를 나누어 싣고 다중화해 고속 전송한다.

② 전통적인 FDM 방식에 비해 필요한 주파수대역폭이 약간 늘어난다.

③ 보호 구간을 사용해 다중경로에서 지연 확산에 대한 내성을 높인다.

④ PAPR이 높아 무선 증폭기의 전력효율이 떨어진다.

정답 2번

간단한 해설

②의 '주파수대역폭이 약간 늘어난다'는 설명이 잘못되었다. OFDM은 부반송파의 **직교성**을 이용해 스펙트럼을 겹쳐 배치하므로, 같은 정보를 전송할 때 전통적인 FDM보다 **주파수대역폭을 절약**할 수 있다.

선지별 해설

① O: OFDM은 고속 데이터열을 여러 저속 데이터열로 나누고, 각각을 **서로 직교하는 협대역 부반송파**에 실어 병렬로 전송한다. 각 부반송파의 전송률은 낮지만, 여러 부반송파가 동시에 정보를 전달하므로 전체적으로 고속 전송을 구현한다.

② X: 전통적인 FDM은 인접 채널의 간섭을 줄이기 위해 채널 사이에 주파수 보호 대역을 둔다. OFDM은 **스펙트럼이 겹쳐도 직교성으로 각 부반송파를 분리**할 수 있어 부반송파를 더 촘촘하게 배치한다. 따라서 같은 정보를 전송하는 조건에서 필요한 주파수대역폭을 줄이고 주파수 이용 효율을 높일 수 있으므로, '약간 늘어난다'는 설명은 '절약할 수 있다'로 고쳐야 한다.

③ O: 다중경로에서는 같은 신호가 경로마다 다른 시간에 도착하여 지연 확산이 생기고, 앞 심볼의 지연 성분이 다음 심볼에 간섭할 수 있다. OFDM은 일반적으로 심볼 끝부분을 복사한 순환 전치부호(CP)를 시간상의 보호 구간으로 붙인다. **보호 구간이 채널의 최대 초과 지연을 충분히 수용하면** 지연 성분이 유효 심볼 구간을 침범하는 것을 막아 심볼 간 간섭을 억제하고 부반송파의 직교성을 유지할 수 있다.

④ O: PAPR은 평균 전력에 대한 최대 순간 전력의 비율이다. OFDM에서는 여러 부반송파가 순간적으로 같은 위상으로 더해지면서 큰 전력 첨두가 발생할 수 있어 PAPR이 높다. 이 첨두가 증폭기의 포화 영역에 들어가 왜곡되는 것을 피하려면 **평균 동작 전력을 낮추는 백오프**가 필요하며, 이로 인해 전력증폭기의 전력효율이 낮아진다.

NoteBase

문 14. <보기>는 어떤 필터의 주파수 응답을 나타낸다. 이 필터의 3[dB] 대역폭은?

<보기>

$H(f) = \frac{1}{1 + j(0.5f)}$

① 0.5

② 1

③ 2

④ 4

정답 3번

간단한 해설

3 dB 대역폭은 전력 이득이 **최댓값의 절반**이 되는 양의 주파수로 구한다. 이 필터는 그 조건을 f = 2에서 만족하므로 대역폭은 2이다.

계산 과정

주파수 응답의 크기를 제곱하면 $|H(f)|^2 = \frac{1}{1 + (0.5f)^2}$이다. f = 0에서 이 값은 1이고, 주파수가 커질수록 작아지므로 저역통과 필터이다.

3 dB 차단 주파수를 B라 하면, 이 지점에서는 **전력 이득이 최댓값의 절반**이 된다. 따라서 $|H(B)|^2 = \frac{1}{2}$이며, 크기 응답으로는 $|H(B)| = \frac{1}{\sqrt{2}}$이다. 이때의 이득 감소량은 $10\log_{10}\frac{1}{2} \approx -3\text{dB}$이다.

주어진 응답을 대입하면 $\frac{1}{1 + (0.5B)^2} = \frac{1}{2}$이므로 $1 + (0.5B)^2 = 2$, $(0.5B)^2 = 1$이다. B는 양의 주파수이므로 $0.5B = 1$에서 $B = 2$를 얻는다.

저역통과 필터의 대역폭은 **0에서 양의 차단 주파수까지의 폭**이다. 따라서 3 dB 대역폭은 f와 같은 주파수 단위로 2이며, ③의 값과 일치한다.

NoteBase

문 15. OSI 7계층에 대한 설명으로 가장 옳지 않은 것은?

① 물리 계층은 전송매체를 통해 비트를 전달하기 위한 기계적·전기적 규격을 제공한다.

② 데이터링크 계층은 비트를 프레임으로 만들어 노드-대-노드 프레임 전달을 책임진다.

③ 네트워크 계층은 네트워크 간 상호 연결을 통해 발신지에서 목적지까지 패킷을 전달한다.

④ 세션 계층은 신뢰할 수 있는 프로세스-대-프로세스 메시지 전달과 오류 복구 기능을 제공한다.

정답 4번

간단한 해설

④의 '신뢰할 수 있는 프로세스-대-프로세스 메시지 전달과 오류 복구'는 **전송 계층**의 기능이다. 세션 계층은 응용 프로그램 사이의 대화를 관리하고 동기점을 설정한다.

선지별 해설

① O: 물리 계층은 비트 0과 1을 실제 전송매체로 보내기 위한 규격을 정한다. 커넥터의 형태 같은 기계적 규격과 신호 전압 같은 전기적 규격을 제공하여 **비트의 물리적 전송**을 가능하게 한다.

② O: 데이터링크 계층은 전송할 비트열을 프레임 단위로 구성하고, 수신 측에서 프레임의 경계를 구분할 수 있게 한다. 전달 범위는 **하나의 링크로 연결된 인접 노드 사이**이므로 노드-대-노드 프레임 전달을 담당한다.

③ O: 네트워크 계층은 서로 다른 네트워크를 거쳐서도 발신지에서 목적지까지 패킷을 보낼 수 있도록 논리 주소와 경로 선택을 이용한다. 데이터링크 계층이 인접 노드 사이의 전달을 맡는 데 비해, 네트워크 계층은 **여러 링크를 거치는 목적지까지의 패킷 전달**을 담당한다.

④ X: 신뢰할 수 있는 프로세스-대-프로세스 전달과 이를 위한 오류 복구는 **전송 계층의 기능**이다. 전송 계층은 포트 번호로 통신할 프로세스를 구분하고, 신뢰성 있는 전송 서비스를 제공할 때 순서 제어와 재전송 등으로 데이터의 누락이나 순서 뒤바뀜을 처리한다. 세션 계층은 응용 프로그램 사이의 세션을 설정·유지·종료하고 대화를 제어하며, 동기점을 설정하여 중단된 대화를 재개할 수 있게 한다. 따라서 선지의 '세션 계층'을 '전송 계층'으로 고쳐야 한다.

NoteBase

문 16. 이동통신 환경에서 다중 경로 채널로 인한 문제점과 가장 관련이 없는 것은?

① 심볼 간 간섭

② 시간 지연확산

③ 주파수 선택적 페이딩

④ 도플러 효과

정답 4번

간단한 해설

도플러 효과의 직접 원인은 **상대 운동에 따른 전파 경로 길이의 시간적 변화**이다. 여러 경로의 도착 시간 차이로 생기는 지연확산과 구별되며, 단일 경로에서도 발생할 수 있다.

NoteBase

선지별 해설

각 현상이 여러 경로의 도착 시간 차이에서 비롯되는지, 전파 경로 길이의 시간적 변화에서 비롯되는지를 비교한다. 다중 경로 채널에서는 같은 송신 신호가 서로 다른 경로를 거쳐 지연 시간과 세기가 다른 성분들로 수신된다.

① 심볼 간 간섭: 지연되어 도착한 앞 심볼의 성분이 뒤 심볼 구간까지 남으면 **서로 다른 심볼이 겹쳐** 판별을 방해한다. 지연확산이 심볼 주기에 비해 무시할 수 없을 때 문제가 커지므로, 다중 경로의 도착 시간 차이와 직접 관련된다.

② 시간 지연확산: 경로마다 이동 거리가 달라 같은 신호의 복사본들이 서로 다른 시각에 도착하고, 수신 신호가 시간축에서 퍼지는 현상이다. **경로별 도착 시간의 차이**를 나타내므로 다중 경로 채널의 직접적인 특성이다.

③ 주파수 선택적 페이딩: 지연 시간이 다른 경로 성분들의 위상 차이는 주파수에 따라 달라진다. 이들이 합쳐질 때 어떤 주파수에서는 보강되고 다른 주파수에서는 상쇄되어, 주파수별 감쇠가 달라진다. 특히 **신호 대역폭이 채널의 코히런스 대역폭보다 넓으면** 신호 대역 내에서 이러한 차이가 두드러진다. 따라서 다중 경로의 지연 차이와 직접 관련된다.

④ 도플러 효과: 송수신기의 상대 운동 등으로 전파 경로 길이가 시간에 따라 변하면 수신 주파수가 송신 주파수와 달라지는 현상이다. 경로가 하나여도 발생할 수 있으므로, **여러 경로의 존재 자체가 발생 조건은 아니다**. 다중 경로 환경에서 경로별 도플러 이동이 서로 다르면 도플러 확산이 생길 수 있지만, 그때도 주파수 변화에는 운동에 따른 경로 길이 변화가 필요하다.

①~③은 여러 경로의 지연 차이와 직접 연결되는 반면, ④는 운동에 따른 주파수 변화이므로 다중 경로 채널로 인한 문제점과 가장 관련이 적다.

NoteBase

문 17. 의사잡음(Pseudo Noise : PN) 코드를 이용하여 사용자를 구분하면서 동시 접속하게 하는 방식은?

① TDMA

② FDMA

③ CDMA

④ OFDMA

정답 3번

간단한 해설

CDMA는 **사용자별로 구분되는 코드**를 이용해 같은 주파수 대역에서 여러 사용자가 동시에 통신하게 한다. 수신기는 원하는 사용자의 코드와 수신 신호의 상관관계를 이용해 해당 신호를 분리한다.

개념 구분

CDMA: 코드분할 다중접속 방식이다. PN 코드와 같은 확산 코드를 이용해 신호의 대역을 넓혀 전송하고, 수신기에서는 원하는 사용자의 코드로 역확산하여 데이터를 복원한다. 따라서 같은 시간과 주파수 대역을 공유하더라도 **코드의 차이로 사용자 신호를 구분**할 수 있다. 문제의 PN 코드라는 단서는 CDMA를 가리킨다.

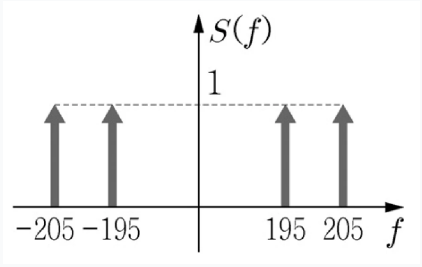
TDMA: 사용자마다 **서로 다른 시간 슬롯**을 배정하여 구분한다. 같은 주파수를 쓰더라도 사용자의 전송 시간을 나누는 방식이다.

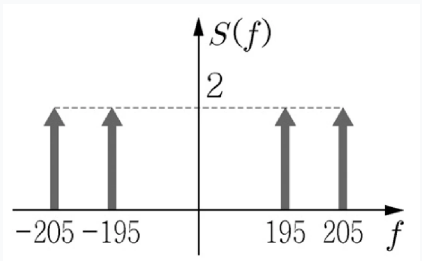
FDMA: 사용자마다 **서로 다른 주파수 대역**을 배정하여 구분한다. 사용자를 나누는 기준이 PN 코드가 아니라 주파수이다.

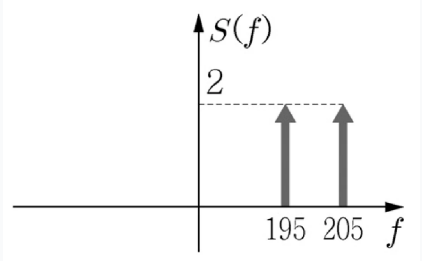
OFDMA: 서로 직교하는 여러 부반송파 중 **서로 다른 부반송파 집합**을 사용자에게 배정하는 방식이다. 사용자 구분의 기준은 PN 코드가 아니라 할당된 부반송파 자원이다.

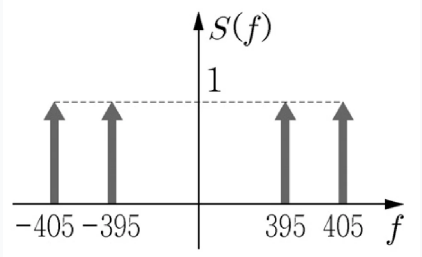
NoteBase

문 18. 기저 대역 신호 $m(t) = 4\cos(10\pi t)$를 반송파 $\cos(400\pi t)$를 사용하여 양측파대 억압 반송파(DSB-SC) 변조를 할 경우 변조된 신호 $s(t)$의 스펙트럼 $S(f)$로 가장 옳은 것은? [단, $\cos(2\pi f_0 t)$의 주파수 스펙트럼은 $\frac{1}{2}\{\delta(f+f_0)+\delta(f-f_0)\}$이다.]

① 

② 

③ 

④ 

정답 1번

간단한 해설

DSB-SC 변조에서는 반송파 주파수 200 Hz의 양쪽에 기저 대역 주파수 5 Hz만큼 떨어진 성분이 생긴다. 각 측파대의 코사인 진폭이 2이므로, 양측 스펙트럼은 **±195 Hz와 ±205 Hz에서 각각 가중치 1**인 임펄스로 나타난다.

NoteBase

계산 과정

주파수 확인: 코사인의 위상은 $2\pi ft$이므로, 기저 대역 주파수는 $f_m = \frac{10\pi}{2\pi} = 5\text{Hz}$, 반송파 주파수는 $f_c = \frac{400\pi}{2\pi} = 200\text{Hz}$이다. 위상에 쓰인 각주파수와 Hz 단위의 주파수를 구분해야 한다.

변조 신호 계산: DSB-SC는 **기저 대역 신호와 반송파를 곱하는** 변조이므로 $s(t) = 4\cos(10\pi t)\cos(400\pi t)$이다. 곱을 합으로 바꾸는 공식 $\cos a \cos b = \frac{1}{2}\{\cos(a-b) + \cos(a+b)\}$을 적용하면 $s(t) = 2\cos(390\pi t) + 2\cos(410\pi t)$가 된다. 즉, 200 − 5 = 195 Hz와 200 + 5 = 205 Hz의 두 측파대가 생기며, 각 코사인의 진폭은 2이다.

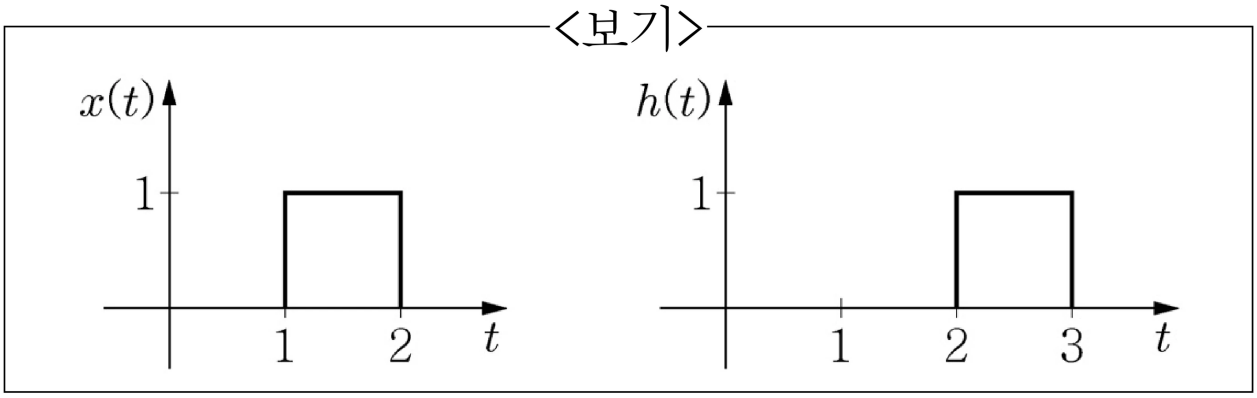
스펙트럼의 위치와 가중치: 문제에 주어진 변환식에 따르면 진폭 A인 코사인은 양·음의 주파수에 각각 $\frac{A}{2}$의 가중치를 갖는 임펄스를 만든다. 따라서 195 Hz 성분은 ±195 Hz에, 205 Hz 성분은 ±205 Hz에 임펄스를 만들고, 각각의 가중치는 $\frac{2}{2} = 1$이다. **코사인의 진폭 2와 각 임펄스의 가중치 1**을 구분해야 한다. 그래프의 화살표 높이에 표시된 값은 이 가중치를 뜻한다.

그래프 대응: −205, −195, 195, 205 Hz에 가중치 1인 임펄스가 있는 ①의 그래프와 일치한다. 억압 반송파 변조이므로 반송파 자체에 해당하는 ±200 Hz의 임펄스는 나타나지 않는다.

NoteBase

문 19. 두 신호 $x(t)$와 $h(t)$가 <보기>와 같이 주어졌을 때, 컨볼루션 연산 $x(t) * h(t)$의 값이 최대가 되는 t의 값은?

<보기>



① 1

② 2

③ 3

④ 4

정답 4번

간단한 해설

컨볼루션은 한 신호를 시간 반전·이동한 뒤 다른 신호와 곱하여 적분한 값이다. 이 문제에서는 **높이가 1인 두 펄스의 겹치는 구간 길이**와 같으므로, 두 구간이 완전히 겹치는 t = 4에서 최대가 된다.

계산 과정

신호의 조건: 그림에서 $x(t)$는 1부터 2까지, $h(t)$는 2부터 3까지 높이가 1인 직사각형 펄스이며, 그 밖에서는 0이다. 두 펄스의 폭은 모두 1이다.

컨볼루션의 의미: $y(t) = x(t) * h(t)$로 놓으면 $y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)h(t-\tau)d\tau$이다. $x(\tau)$가 1인 구간은 $1 \le \tau \le 2$이고, $h(t-\tau)$가 1이려면 $2 \le t-\tau \le 3$, 즉 $t-3 \le \tau \le t-2$여야 한다. 따라서 적분값은 **두 구간의 교집합 길이**이다.

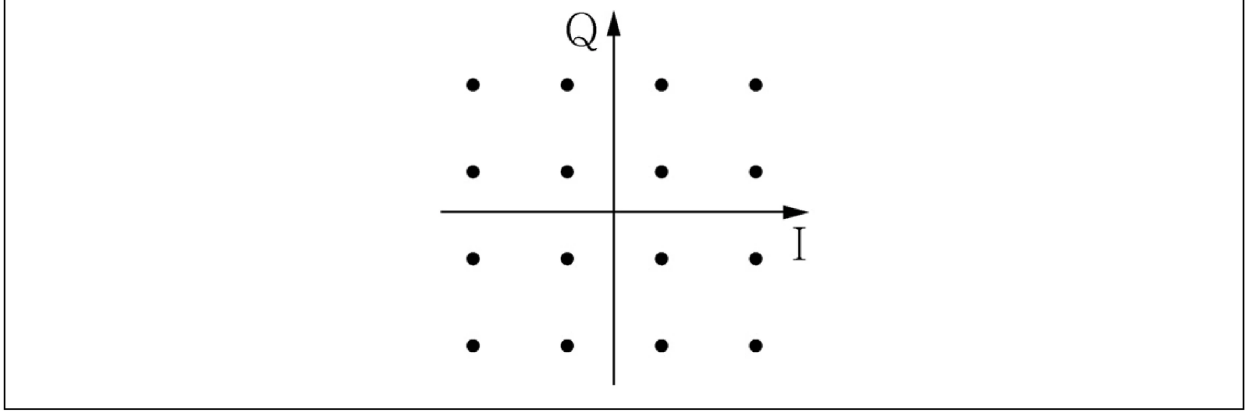
최대가 되는 시점: 두 구간의 길이가 각각 1이므로 교집합 길이는 1을 넘을 수 없다. 이 최댓값은 **두 구간의 양 끝점이 모두 일치할 때** 얻어진다. 왼쪽 끝점을 맞추면 $t-3=1$에서 t = 4이고, 이때 오른쪽 끝점도 $t-2=2$로 일치한다. 실제로 $y(4) = \int_{1}^{2} 1 d\tau = 1$이다.

따라서 컨볼루션 값이 최대가 되는 시각은 t = 4이며, ④의 값과 일치한다.

NoteBase

문 20. <보기>의 성상도(constellation diagram)를 가진 변조 방식에 대한 설명으로 가장 옳은 것은?

<보기>



① 16-PSK보다 잡음에 대한 내성이 높다.

② 위상만 변화시켜 변조하는 방식이다.

③ 16-ASK의 성상도이다.

④ 심볼당 16비트의 데이터를 전송할 수 있다.

정답 1번

간단한 해설

그림은 16개 신호점을 격자 모양으로 배치한 **16-QAM** 성상도이다. 같은 평균 심볼 에너지에서 16-PSK보다 **인접 신호점 사이의 최소 거리가 커서**, 가산 백색 가우스 잡음에 의해 다른 심볼로 잘못 판정될 가능성이 작다.

NoteBase

선지별 해설

성상도의 가로축 I는 동상 성분, 세로축 Q는 직교 성분을 나타내며, 각 점은 하나의 심볼에 해당한다. 그림에는 가로 4개, 세로 4개의 신호점이 격자로 놓여 있으므로 16-QAM이다.

① O: 같은 평균 심볼 에너지에서 비교하면, 정사각형 16-QAM은 원 위에 16개 점을 배치하는 16-PSK보다 **신호점 사이의 최소 거리가 크다**. 가산 백색 가우스 잡음은 수신점을 원래 위치에서 벗어나게 하는데, 신호점 간격이 클수록 다른 심볼의 판정 영역으로 넘어가기 어려우므로 잡음 내성이 높다.

② X: 그림의 신호점은 원점으로부터의 거리와 방향이 모두 달라진다. 원점으로부터의 거리는 진폭, 방향은 위상에 대응하므로 16-QAM은 **진폭과 위상을 함께 변화**시키는 방식이다. 진폭을 일정하게 유지하면서 위상만 변화시키는 방식은 PSK이다.

③ X: 그림은 **16-QAM의 성상도**이다. ASK는 반송파의 위상을 고정하고 진폭만 바꾸므로 신호점이 한 직선 위에 놓인다. 그림처럼 I와 Q의 두 성분을 조합하여 평면의 격자에 배치한 성상도와 구별된다.

④ X: 16은 심볼당 비트 수가 아니라 **구별 가능한 심볼의 수**이다. 한 심볼에 k비트를 대응시키면 2^k개의 비트 조합을 표현하므로, 16개 심볼의 심볼당 전송 비트 수는 $k = \log_2 16 = 4$비트이다.

NoteBase