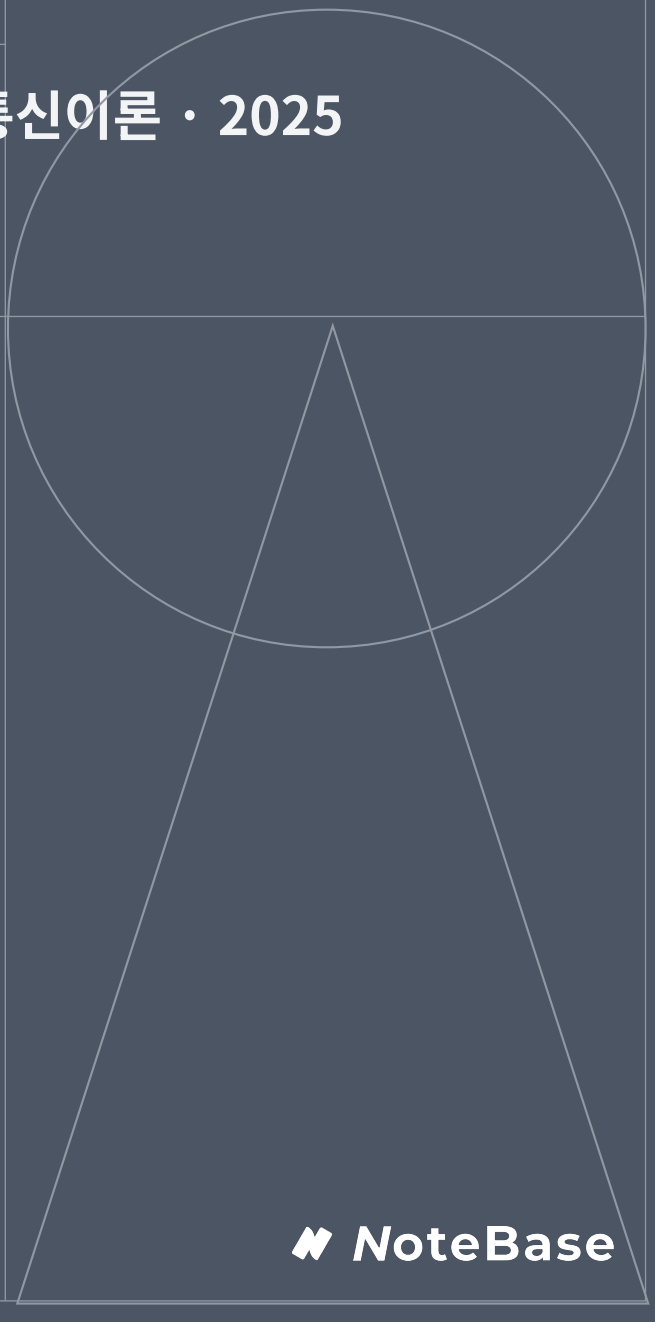
기출OX 해설집

공무원/경찰/공채(경위) · 통신이론 · 2025



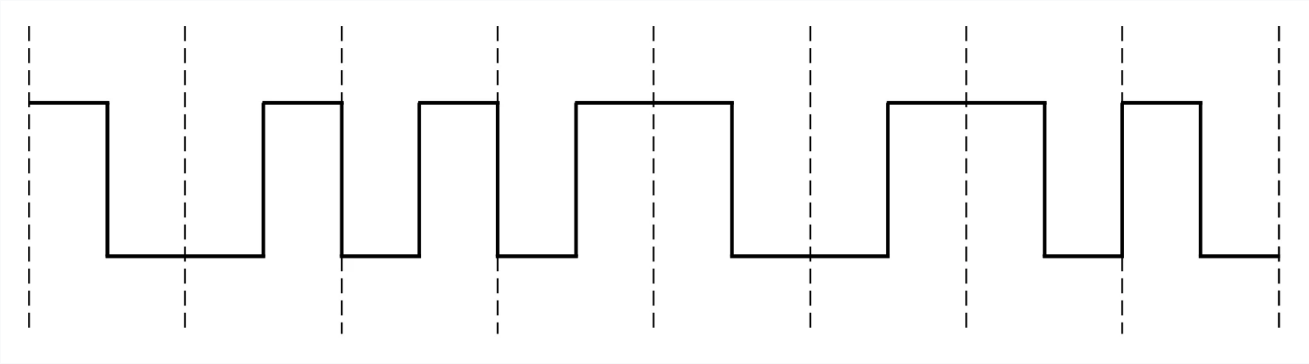
NoteBase

기출OX 해설집

공무원/경찰/공채(경위) · 통신이론 · 2025

공무원/경찰/공채(경위) · 통신이론 · 2025

문 1. 차분 맨체스터(Differential Manchester)를 사용하여 아래의 부호화 형태가 생성되었다. 생성된 부호화 형태의 비트 스트림으로 맞는 것은?



① 00110001

② 01001110

③ 01110100

④ 11001110

정답 4번

간단한 해설

차분 맨체스터는 비트 중앙의 전이 방향이 아니라 **비트 시작점의 전이 유무**로 데이터를 읽는다. 시작점에서 **전이가 있으면 0, 없으면 1**이며 이 문항에서는 첫 비트를 1로 해석한다.

출제 포인트

점선 사이를 한 비트 구간으로 보고, 각 구간의 시작점에서 신호가 바뀌는지 판독하는 문제이다. 세 번째·네 번째·여덟 번째 비트의 시작점에는 전이가 있다.

NoteBase

핵심 개념

차분 맨체스터는 신호의 높은 값과 낮은 값 자체가 아니라 전이 여부로 비트를 나타내는 부호화 방식이다. 이 문항에 적용하는 규칙은 시작점 전이 있음 = 0, 시작점 전이 없음 = 1이다. 모든 비트의 중앙에서는 동기화를 위한 전이가 발생한다.
예를 들어 이전 비트가 낮은 신호로 끝났을 때, 다음 비트가 낮은 신호로 시작하면 1이고 높은 신호로 시작하면 0이다. 중앙에서 위로 올라가는지 아래로 내려가는지는 이 판단과 별개이다.
그림에서 두 번째부터 여덟 번째 비트의 시작점은 차례로 유지·전이·전이·유지·유지·유지·전이이다. 따라서 이 부분은 1001110이다. 첫 비트 직전의 신호 상태는 그림에 따로 표시되지 않았으며, 이 문항의 첫 비트는 1로 해석한다.

선지별 해설

① X: 00110001은 두 번째 비트를 0으로 나타내지만, 두 번째 시작점에서는 낮은 신호가 그대로 이어지므로 1이다. 세 번째 시작점에는 전이가 있으므로 세 번째 비트도 1이 아니라 0이다. 비트열은 11001110으로 고친다.
② X: 01001110은 두 번째부터 여덟 번째까지의 판독값과 일치하지만 첫 비트를 0으로 둔 배열이다. 이 문항에서는 첫 비트를 1로 해석하므로 11001110으로 고친다. 첫 구간이 높은 신호로 시작한다는 사실만으로 첫 비트가 0인지 1인지 결정되는 것은 아니다.
③ X: 01110100은 세 번째·네 번째 비트를 1로 나타내지만, 두 시작점 모두 전이가 있으므로 0이다. 일곱 번째 비트는 시작점에서 높은 신호가 유지되므로 0이 아니라 1이다. 비트열은 11001110으로 고친다.
④ O: 11001110은 이 문항에서 해석한 첫 비트 1과, 파형에서 읽은 나머지 일곱 비트 1001110을 연결한 배열이다. 0에 해당하는 세 번째·네 번째·여덟 번째 시작점에는 전이가 있고, 두 번째·다섯 번째·여섯 번째·일곱 번째 시작점에는 전이가 없다.

오답 포인트

비트 중앙에서 신호가 올라가거나 내려가는 방향을 데이터 값으로 읽으면 일반 맨체스터와 혼동하게 된다. 차분 맨체스터의 중앙 전이는 동기용이다. 또한 ②와 ④는 첫 비트만 다르므로 초기 비트 해석을 구분해야 한다. 첫 비트 직전 상태가 생략된 그림에서 높은 신호라는 이유만으로 1이라고 일반화해서는 안 된다.

다시 나오면 이렇게 판단

비트 경계를 먼저 구분하고, 중앙의 전이는 제외한 채 시작점에서 이전 구간의 끝과 신호가 같은지 비교한다. 이 문항의 규칙에서는 같으면 1, 바뀌면 0이다. 첫 비트는 주어진 초기 상태나 해당 문항의 초기 해석에 따라 판단하고, 이후 비트는 경계의 전이 유무로 차례로 읽는다.

암기 포인트

차분 맨체스터: 중앙 전이는 동기용, 시작점 전이는 데이터용. 이 문항의 규칙은 시작점 전이 0, 유지 1이다.

NoteBase

문 2. PCM(Pulse Code Modulation)을 수행한다. 음성 신호의 최대 주파수는 4[kHz]이다. 이 신호를 샘플링 이론에 따라서 원본 손실 없이 표본화하고 256단계로 양자화를 수행하여 부호화를 진행하는 경우 단계별로 맞는 것은?

① 표본화(sample/second): 4,000, 양자화(bit/sample): 8, 부호화(bit): 32k

② 표본화(sample/second): 4,000, 양자화(bit/sample): 256, 부호화(bit): 1,024k

③ 표본화(sample/second): 8,000, 양자화(bit/sample): 8, 부호화(bit): 64k

④ 표본화(sample/second): 8,000, 양자화(bit/sample): 256, 부호화(bit): 2,048k

정답 3번

간단한 해설

표본화율은 최대 주파수의 두 배인 8,000 sample/s이고, **256단계에는 표본당 8비트**가 필요하다. 따라서 PCM 전송률은 8,000 × 8 = 64,000 bit/s이다.

계산 과정

표본화: 최대 주파수가 4 kHz인 대역 제한 음성 신호에 대해, 문제에서 적용하는 나이퀴스트 표본화율은 $f_s = 2f_{\max} = 2 \times 4{,}000 = 8{,}000$ sample/s이다. 이는 이상적인 표본화의 기준값이며 실제 구현에서는 필터의 전이대역 등을 고려한다.

양자화와 표본당 비트 수: 256개의 양자화 수준을 이진수로 구별하려면 $2^b = 256$이므로 $b = \log_2 256 = 8$ bit/sample이 필요하다. **256은 단계 수이고 8은 표본 하나를 표현하는 비트 수**이다.

부호화 후 전송률: 별도의 압축이나 부가 비트를 고려하지 않은 PCM 전송률은 표본화율과 표본당 비트 수의 곱이다. $R_b = f_s b = 8{,}000 \times 8 = 64{,}000$ bit/s, 즉 64 kbit/s이다. 선택지의 '부호화(bit): 64k'는 앞의 초당 표본 수와 연결한 1초분의 64,000비트, 곧 이 전송률에 대응한다.

손실의 범위: 표본화 정리는 이상적인 조건에서 표본화에 의한 정보 손실 없이 복원할 수 있다는 뜻이다. 이후 유한한 256단계로 양자화하는 과정의 양자화 오차까지 없어진다는 뜻은 아니다.

따라서 8,000 sample/s, 8 bit/sample, 64 kbit/s의 대응이며, ③과 일치한다.

NoteBase

문 3. Thin Ethernet인 10Base2 케이블에 대한 설명이다. 빈 칸에 알맞은 값은?

10Base2 전송매체의 최대 전송 거리는 (㉠)m이고, 최대 전송속도는 10[Mbps]를 가지는 (㉡) 케이블이다.

① ㉠ 185 ㉡ Coaxial
② ㉠ 200 ㉡ Coaxial
③ ㉠ 185 ㉡ UTP
④ ㉠ 200 ㉡ UTP

정답 1번

간단한 해설

10Base2는 **동축 케이블**을 사용하는 10Mbps 이더넷이며, 최대 세그먼트 길이는 **185m**이다. 명칭의 2를 그대로 200m로 해석하지 않는다.

빈칸별 해설

㉠: 10Base2의 최대 세그먼트 길이는 **185m**이다. 명칭 끝의 2가 약 200m급 거리를 가리키더라도 실제 허용 길이를 200m로 답하면 안 된다. 여기서 길이는 중계기 없이 하나의 동축 케이블 세그먼트로 연결하는 범위이다.

㉡: Thin Ethernet은 **가느다란 동축 케이블(Coaxial)**을 사용하는 방식이다. 10은 전송속도 10Mbps를, Base는 베이스밴드 전송을 뜻한다. UTP 케이블을 사용하는 10Base-T와 구별된다.

따라서 ㉠은 185, ㉡은 Coaxial이며, 선택지는 ①이다.

NoteBase

문 4. 순환 중복 검사(CRC: Cyclic Redundancy Check) 방식에서 전송할 메시지(M)과 생성 다항식의 비트열 패턴(P)가 다음과 같을 때 전송할 문자열로 맞는 것은?

M : 11010101011
P : 11011

① 110101010110001
② 110101010110011
③ 110101010110111
④ 110101010111111

정답 3번

간단한 해설

생성 비트열이 5비트이므로 메시지 뒤에 0 네 개를 붙여 XOR 나눗셈을 한다. 나머지가 **0111**이므로 원래 메시지에 이 4비트를 붙인 110101010110111을 전송한다.

계산 과정

생성 비트열 P = 11011은 5비트이므로 생성 다항식의 차수는 4이다. 따라서 CRC 검사 비트는 4비트이며, 메시지 M = 11010101011 뒤에 0을 네 개 붙인 110101010110000을 나눈다.

CRC 나눗셈은 **자리올림·자리내림 없이 XOR로 계산**한다. 현재 가장 왼쪽의 1에 P의 첫 비트를 맞추어 XOR하면, 15비트 중간 결과는 차례로 다음과 같다.
110101010110000 → 000011010110000 → 000000001110000 → 000000000011100 → 000000000000111

마지막 결과의 오른쪽 4비트가 나머지 0111이다. 앞의 0도 검사 비트 길이를 맞추기 위해 보존하여, 원래 메시지 뒤에 **0111을 덧붙인다**. 따라서 전송 비트열은 11010101011 0111이다.

구한 전송 비트열은 ③과 일치한다. ①·②·④는 각각 끝의 검사 비트가 0001·0011·1111이므로 계산한 나머지 0111과 다르다.

NoteBase

문 5. OSI 7 계층 모델의 각 계층과 필요 기능에 대한 연결이다. 잘못 연결된 것은?

① 표현계층 - 데이터 변환 및 암호화

② 전송계층 - 인접 링크 간 에러 제어와 흐름 제어

③ 네트워크계층 - 주소 지정 및 경로 설정

④ 물리계층 - 전기적, 기능적, 절차적 기능 정의

정답 2번

간단한 해설

인접 노드 사이의 링크 단위 오류·흐름 제어는 데이터링크계층의 역할이다. 전송계층은 이와 달리 통신 양 끝 사이의 종단 간 전달을 다룬다.

선지별 해설

OSI 계층을 구분할 때는 같은 이름의 기능이라도 적용 범위가 어디인지 확인해야 한다. 특히 오류 제어와 흐름 제어는 링크 단위인지 종단 간인지에 따라 담당 계층이 달라진다.

① O: 표현계층은 서로 다른 시스템이 데이터를 이해할 수 있도록 표현 형식과 부호화 방식의 변환 등을 담당한다. 암호화·복호화도 이 계층의 대표 기능으로 설명한다. 다만 실제 통신 시스템의 암호화가 반드시 표현계층에서만 이루어진다는 뜻은 아니다.

② X: 인접 노드 간 프레임 전달과 그 링크에서의 오류·흐름 제어는 **데이터링크계층**에 해당한다. 전송계층의 오류·흐름 제어는 제공하는 서비스에 따라 송신 측과 수신 측의 종단 간 범위에서 이루어진다. 따라서 기능 이름만 보지 말고 '인접 링크 간'이라는 범위를 기준으로 연결을 고쳐야 한다.

③ O: 네트워크계층은 여러 네트워크를 거쳐 목적지까지 데이터를 전달하기 위해 논리적 주소를 다루고 경로를 설정한다. 물리적으로 바로 연결된 이웃 사이의 전달을 넘어 출발지에서 목적지까지의 경로 선택을 담당한다.

④ O: 물리계층은 비트를 물리적 신호로 전송하기 위한 인터페이스의 특성을 규정한다. 신호의 전기적 특성, 접속부의 기능, 연결을 설정·유지·해제하는 절차 등이 이에 포함된다. 선지가 모든 특성을 빠짐없이 열거한 것은 아니며 기계적 특성도 물리계층에서 다룬다.

NoteBase

문 6. 다음 중 통신의 두 가지 자원인 대역폭과 송신전력에 대한 설명으로 맞지 않은 것은?

① 대역폭은 왜곡 없는 전송을 위하여 필요한 요소이다.

② 대역폭은 디지털 통신에서 채널을 통해 전송할 수 있는 데이터 전송률과 관련이 있다.

③ 송신전력은 수신측에서 원하는 품질을 얻기 위하여 장비 무게에 따른 손실을 고려하여 산출한다.

④ 송신전력은 디지털 통신에서 원하는 비트오율의 성능을 얻기 위해 일정 크기 이상의 송신전력이 요구된다.

정답 3번

간단한 해설

송신전력은 **장비 무게가 아니라 경로 손실·안테나 이득·수신기 잡음과 요구 품질**을 고려하여 정한다. 따라서 ③이 맞지 않다.

선지별 해설

① (O) 신호의 필요한 주파수 성분을 전달하려면 **충분한 전송 대역폭**이 확보되어야 한다. 대역폭이 부족하면 성분이 잘려 파형 왜곡이나 심벌 간 간섭이 생길 수 있다. 다만 대역폭 확보만으로 무왜곡 전송이 보장되는 것은 아니며, 통과 대역 내 진폭·위상 특성도 중요하다.

② (O) 대역폭은 디지털 통신에서 가능한 **데이터 전송률을 제한하는 자원**이다. 같은 변조 방식과 유사한 전송 조건에서 더 높은 심벌률을 사용하려면 일반적으로 더 넓은 대역폭이 필요하다. 실제 전송률은 신호 대 잡음비와 변조·부호화 방식에도 영향을 받는다.

③ (X) 송신전력은 장비 무게에 따른 손실이 아니라 **전파 경로 손실과 장비의 전기적 손실, 안테나 이득, 수신기 잡음 및 요구 품질** 등을 고려하여 산출한다. 장비 무게는 설계 제약이 될 수 있지만, 그 자체가 통신 링크의 전력 손실을 나타내는 항목은 아니다.

④ (O) 채널·변조·부호화 조건이 주어졌을 때 목표 비트오율을 만족하려면 **충분한 수신 신호 에너지 대 잡음비**가 필요하다. 따라서 경로 손실 등을 감안한 일정 수준 이상의 송신전력이 요구된다. 필요한 값은 모든 통신 시스템에서 동일한 상수가 아니라 전송률과 채널 조건 등에 따라 달라진다.

NoteBase

문 7. 다음 중 에너지 신호와 전력 신호의 성질로 맞는 것은?

① 에너지 신호의 전력은 ∞이다.

② 전력 신호의 에너지는 0이다.

③ 에너지 신호도 아니고 전력 신호도 아닌 신호가 존재한다.

④ 주기 신호는 에너지 신호이다.

정답 3번

간단한 해설

신호가 반드시 에너지 신호나 전력 신호 중 하나로 분류되는 것은 아니다. 예를 들어 $x(t) = t$는 **에너지와 평균 전력이 모두 발산**하므로 어느 쪽에도 해당하지 않는다.

선지별 해설

연속시간 신호의 에너지는 $E = \int_{-\infty}^{\infty} |x(t)|^2 dt$, 평균 전력은 $P = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} |x(t)|^2 dt$이다. 에너지 신호는 0 E∞, 전력 신호는 0 P∞인 신호를 뜻한다.

① X: 에너지 신호는 전체 에너지가 유한하므로 관측 시간을 무한히 늘려 평균하면 **평균 전력은 0**이 된다. 유한한 에너지를 증가하는 시간 길이로 나누기 때문에 무한대가 되지 않는다.

② X: 전력 신호는 양의 유한한 평균 전력이 지속되므로 전체 시간에 걸쳐 누적한 **에너지는 무한대**이다. 에너지가 0인 것은 아니다.

③ O: 예를 들어 $x(t) = t$는 $\int_{-T}^{T} t^2 dt = \frac{2T^3}{3}$이므로 에너지가 발산한다. 평균 전력도 $\lim_{T\to\infty} \frac{T^2}{3} = \infty$여서 **두 유한성 조건을 모두 만족하지 않는다**. 따라서 에너지 신호도 전력 신호도 아닌 신호가 존재한다.

④ X: 한 주기 에너지가 양의 유한한 값을 갖는 비영 주기 신호는 같은 에너지가 반복해서 누적되므로 전체 에너지가 무한대이다. 반면 한 주기 에너지를 주기로 나눈 평균 전력은 유한하므로 **전력 신호**이다. 예를 들어 비영 정현파가 이에 해당한다.

따라서 맞는 것은 ③이다.

문 8. 다음 중 푸리에 변환 및 특성의 정의로 맞게 연결된 것은?

㉠ $a_1x_1(t) + a_2x_2(t) \leftrightarrow a_1X_1(\omega) + a_2X_2(\omega)$
㉡ $x(at) \leftrightarrow \frac{1}{|a|}X(\frac{\omega}{a})$
㉢ $x(t - t_0) \leftrightarrow e^{-j\omega t_0}X(\omega)$
㉣ $\frac{d}{dt}x(t) \leftrightarrow j\omega X(\omega)$

① ㉠ 선형성 ㉡ 시간척도변환 ㉢ 시간천이 ㉣ 미분
② ㉠ 시간척도변환 ㉡ 선형성 ㉢ 시간천이 ㉣ 적분
③ ㉠ 시간천이 ㉡ 선형성 ㉢ 미분 ㉣ 적분
④ ㉠ 선형성 ㉡ 시간천이 ㉢ 시간척도변환 ㉣ 미분

정답 1번

간단한 해설

신호의 상수배 합은 **선형성**, 시간 인수의 배율 변화는 **시간척도변환**이다. 시간 이동은 위상 인자를 곱하게 하고, 시간 미분은 주파수영역에서 $j\omega$를 곱하게 한다.

대응 관계 해설

㉠ 선형성: 시간영역에서 신호들을 상수배하여 더하면, 주파수영역에서도 각각의 변환을 같은 상수배로 더한다. 푸리에 변환 적분이 덧셈과 상수배에 대해 선형이기 때문이다.

㉡ 시간척도변환: $x(at)$는 시간축을 늘이거나 줄인 신호이다. a ≠ 0일 때 변환은 $\frac{1}{|a|}X(\omega/a)$가 되어, **시간축과 주파수축의 척도가 반대로 변한다**. 절댓값은 a가 음수여서 시간 반전까지 생기는 경우에도 크기 보정을 올바르게 한다.

㉢ 시간천이: $x(t - t_0)$는 원래 신호를 시간축에서 이동한 것이다. 양의 t_0는 지연을 뜻하며, 주파수영역에서는 $e^{-j\omega t_0}$가 곱해진다. 이 인자의 크기는 1이므로 **크기 스펙트럼은 그대로이고 위상이 변한다**.

㉣ 미분: 시간영역에서 한 번 미분하면 주파수영역에서 $j\omega$를 곱한다. 통상적인 변환 적분이 성립하고 부분적분의 경계항이 사라지는 조건에서 $\mathcal{F}\{dx(t)/dt\} = j\omega X(\omega)$를 얻는다. 적분의 성질과는 구별된다.

따라서 ㉠ 선형성, ㉡ 시간척도변환, ㉢ 시간천이, ㉣ 미분으로 연결한 ①이다. ②·③은 선형성과 다른 성질을 바꾸고 ㉣을 적분으로 잘못 연결했으며, ④는 시간천이와 시간척도변환을 서로 바꾸었다.

NoteBase

문 9. 메시지 신호 $m(t)$와 진폭변조파 $s(t)$가 다음 밑의 수식과 같을 경우, 최대 주파수성분 $(f_c + f_s)$과 최저 주파수성분 $(f_c - f_s)$으로 맞는 것은?

$m(t) = \cos 200\pi t$
$s(t) = [1 + 0.25m(t)]\cos 4000\pi t$

① 최고주파수: 4,200[Hz], 최저주파수: 3,800[Hz]

② 최고주파수: 4,000[Hz], 최저주파수: 200[Hz]

③ 최고주파수: 2,000[Hz], 최저주파수: 100[Hz]

④ 최고주파수: 2,100[Hz], 최저주파수: 1,900[Hz]

정답 4번

간단한 해설

각주파수를 2π로 나누면 메시지는 100 Hz, 반송파는 2000 Hz이다. AM의 측파대는 **반송파와 메시지 주파수의 합·차**에 생기므로 최고 2100 Hz, 최저 1900 Hz이다.

계산 과정

정현파를 $\cos(2\pi ft)$와 비교하면 주파수 f를 Hz 단위로 읽을 수 있다. 주어진 식에서 t의 계수는 각주파수이므로 이를 그대로 Hz로 사용하지 않는다.

메시지 신호 $m(t) = \cos(200\pi t)$에서 $2\pi f_s = 200\pi$이므로 $f_s = 100$Hz이다. 반송파 $\cos(4000\pi t)$에서는 $2\pi f_c = 4000\pi$이므로 $f_c = 2000$Hz이다.

진폭변조파를 전개하면 $s(t) = \cos(4000\pi t) + 0.25\cos(200\pi t)\cos(4000\pi t)$이다. 곱을 합으로 바꾸면
aligned&s(t)=(4000π t)+0.125(4200π t)&+0.125(3800π t)aligned
가 된다. 따라서 반송파 양옆의 **합주파수와 차주파수** 성분이 생긴다.

최대 주파수성분은 $f_c + f_s = 2000 + 100 = 2100$Hz, 최저 주파수성분은
$f_c - f_s = 2000 - 100 = 1900$Hz이다. 여기서는 통신 신호에서 통상 표시하는 양의 주파수 성분을 비교하며, 0.25는 변조의 크기에 영향을 주지 측파대의 주파수 위치를 바꾸지 않는다.

따라서 최고주파수 2100 Hz, 최저주파수 1900 Hz인 ④와 일치한다.

NoteBase

문 10. 다음 그림처럼 대역폭이 할당되었다. 잡음이 없는 이상적인 채널로 가정하고, 1024-QAM으로 변조하여 전송할 때, 최대전송속도 [Mbps]로 맞는 것은?



① 6

② 10

③ 48

④ 60

정답 4번

간단한 해설

그림의 통과대역 폭은 6 MHz이고, **1024-QAM의 심볼당 정보량은 10비트**이다. 이상적 QAM의 최대 심볼률 6 Mbaud를 적용하면 최대 전송률은 60 Mbps이다.

NoteBase

계산 과정

채널 대역폭: 그림에서 할당된 주파수는 2,185 MHz부터 2,191 MHz까지이다. 따라서 대역폭은 2,191 − 2,185 = 6 MHz이다. 중심 주파수가 아니라 **상한과 하한 주파수의 차이**를 사용한다.

심볼당 비트 수: 1024-QAM은 하나의 심볼을 1,024개의 신호점 중 하나로 표현한다. $1024 = 2^{10}$이므로 심볼 하나에 $\log_2 1024 = 10$비트를 실을 수 있다.

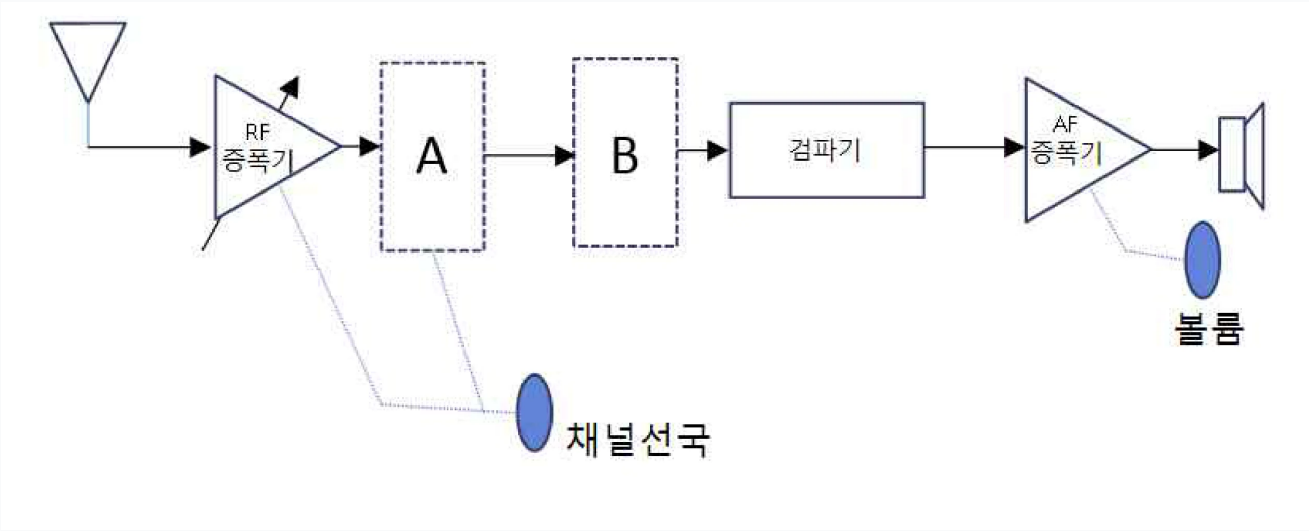
이상적인 심볼률: QAM의 실제 통과대역 폭을 B라고 하면, 이상적인 나이퀴스트 펄스 성형에서 롤오프가 0일 때 최대 심볼률은 $R_s = B$이다. I와 Q 각 성분의 기저대역 폭은 B/2이며, 각 성분이 심볼률 B를 지원하여 하나의 QAM 심볼을 함께 구성한다. 따라서 주어진 6 MHz 통과대역에 별도로 2를 곱하지 않는다.

최대 비트 전송률: $R_b = R_s \log_2 M = 6 \times 10^6 \times 10 = 60 \times 10^6$ bit/s이다. 이는 잡음이 없고 이상적인 펄스 성형을 가정하며, 추가 부호화 오버헤드는 고려하지 않은 값이다.

따라서 최대 전송속도는 60 Mbps이며, ④와 일치한다.

NoteBase

문 11. 다음 그림에서 수퍼헤테로다인 수신기의 A와 B에 대한 핵심 장비명이 맞도록 구성된 것은?



① A : 2단 RF 증폭기 B : 대역통과필터

② A : 주파수 변환기 B : IF 증폭기

③ A : IF 증폭기 B : 2단 RF 증폭기

④ A : IF 증폭기 B : PLL

정답 2번

간단한 해설

수퍼헤테로다인 수신기는 RF 신호를 중간주파수로 변환한 후 증폭하여 검파한다. 따라서 **A는 주파수 변환기, B는 IF 증폭기**이며 정답은 ②이다.

NoteBase

도식 해설

그림에서 RF 증폭기 뒤의 A는 **주파수 변환기**, 검파기 앞의 B는 **IF 증폭기**이다. 따라서 A와 B를 맞게 연결한 선택지는 ②이다.

A에서는 수신한 고주파 신호와 국부발진 신호를 혼합하여 일정한 중간주파수(IF)로 변환한다. 일반적인 차주파수 방식에서는 $f_{IF} = |f_{RF} - f_{LO}|$이다. 그림에서 채널 선국 조정이 RF 증폭부와 A에 연결된 것은 원하는 채널을 선택하면서 중간주파수를 일정하게 유지하기 위한 구조에 해당한다.

B는 변환된 중간주파수 신호를 검파에 필요한 수준으로 증폭한다. 이후 검파기가 정보 신호를 복원하고, AF 증폭기가 음성 주파수 신호를 증폭하여 스피커를 구동한다. 그림의 볼륨 조절은 이 AF 증폭부와 연결되어 있다.

수퍼헤테로다인 방식의 핵심은 수신 RF를 그대로 계속 증폭하는 것이 아니라 **고정된 IF로 변환한 뒤 증폭·선택하는 것**이다. PLL은 국부발진기의 주파수 합성 등에 활용될 수 있지만, 이 그림의 B처럼 검파기 바로 앞에서 중간주파수 신호를 증폭하는 블록의 명칭은 아니다.

NoteBase

문 12. 정현파 신호의 주파수가 20[kHz]인 신호를 100[MHz]의 반송파로 주파수 변조하여, 최대 주파수편이가 200[kHz]가 되었다고 한다. Carson의 법칙을 적용하여 FM 신호의 대역폭(B)과 FM 변조지수(K) 값을 구한 경우 맞는 것은?

① B : 1,100[kHz] K : 50

② B : 440[kHz] K : 10

③ B : 1,100[MHz] K : 50

④ B : 440[MHz] K : 10

정답 2번

간단한 해설

FM 변조지수는 **주파수편이 ÷ 변조 신호 주파수**이므로 $K = \frac{200}{20} = 10$이다. Carson의 법칙에 따라 $B \approx 2(200 + 20) = 440\text{kHz}$이다.

계산 과정

변조 신호의 주파수는 $f_m = 20\text{kHz}$, 최대 주파수편이는 $\Delta f = 200\text{kHz}$이다. 반송파의 100MHz는 스펙트럼의 중심 위치이며, **변조지수의 분모가 되는 주파수는 변조 신호의 주파수**이다.

정현파 FM의 변조지수는 최대 주파수편이를 변조 주파수로 나눈 값이므로 $K = \frac{\Delta f}{f_m} = \frac{200}{20} = 10$이다. 분자와 분모의 단위가 같아 K는 단위가 없는 값이다.

Carson의 법칙은 유의미한 측파대를 포함하는 FM 대역폭을 $B \approx 2(\Delta f + f_m)$로 근사한다. 따라서 $B \approx 2(200 + 20) = 440\text{kHz}$이다. 편이와 변조 주파수를 모두 kHz로 넣었으므로 **계산 결과도 kHz**이며, 440MHz가 아니다.

따라서 B는 약 440kHz, K는 10이며, 선택지는 ②이다.

NoteBase

문 13. FM 송신기에서 간접생성방식에 대한 설명으로 맞지 않은 것은?

① 협대역 FM 신호를 발생시킨 다음 주파수 체배를 통해 일정 비율로 주파수 편이를 늘리는 방식이다.

② FM 신호의 간접 생성방식으로 암스트롱 방식을 사용한다.

③ 전압제어발진기(VCO)를 함께 사용함으로서 정확한 발진 특성을 갖는다.

④ 비선형 소자를 사용하여 주파수 체배를 하는 경우에 진폭 왜곡과 주파수 왜곡이 발생한다.

정답 3번

간단한 해설

암스트롱 간접 FM 방식은 **안정된 수정발진기**로 반송파를 만들고 변조·체배를 거친다. 입력 전압으로 발진주파수를 직접 바꾸는 VCO는 직접 FM 방식의 대표적인 구성요소이므로 안정성의 근거를 잘못 연결했다.

선지별 해설

간접 FM 생성은 안정된 반송파에 작은 위상변화를 주어 협대역 FM을 만든 뒤, 주파수 체배 등으로 필요한 주파수 편이를 얻는 방식이다. 위상변조기를 이용하여 FM을 얻으려면 메시지를 적분하여 위상변조기에 입력한다.

① O: 협대역 FM을 먼저 생성한 뒤 주파수를 n배 체배하면 반송파 주파수와 주파수 편이가 각각 n배가 된다. 메시지의 주파수는 그대로이므로 변조지수도 커져 원하는 광대역 FM을 얻을 수 있다. 필요한 반송파 위치의 조정에는 주파수 변환도 함께 사용한다.

② O: 암스트롱 방식은 대표적인 간접 FM 생성방식이다. 수정발진기의 안정된 반송파를 이용해 협대역 변조파를 만들고, 이후 체배와 주파수 변환을 거쳐 원하는 FM 신호를 얻는다.

③ X: 간접 방식의 주파수 안정성은 주로 **수정발진기의 안정된 발진**을 이용하는 데서 얻는다. VCO의 발진주파수를 메시지 전압으로 직접 변화시키는 것은 직접 FM 방식의 기본 원리이다. VCO도 별도의 제어회로로 안정화할 수 있지만, VCO를 사용한다는 사실 자체가 암스트롱 간접 방식의 정확한 발진 특성을 설명하는 것은 아니다.

④ O: 실제 간접 생성계에서는 협대역 근사에 따른 진폭 변화와 위상 비선형성, 비선형 체배 회로 등의 영향을 관리해야 하므로 진폭·주파수 왜곡이 문제될 수 있다. 진폭 제한과 적절한 필터링, 충분히 작은 초기 변조지수 등이 필요한 이유이다. 다만 이상적인 체배 자체가 언제나 원하지 않는 주파수 왜곡을 만든다는 뜻은 아니며, 초기 변조기의 근사 오차와 실제 회로의 비이상성을 구별해야 한다.

NoteBase

문 14. 다음 중 평균값을 중심으로 좌우 대칭이고, 확률밀도 함수를 모든 구간에서 적분하면 1이 되는 특성을 갖는 정규분포 함수로 맞는 것은?

① 가우시안 분포

② 레일리 분포

③ 라이시안 분포

④ 이항 분포

정답 1번

간단한 해설

가우시안 분포는 정규분포와 같은 분포이며 평균을 중심으로 대칭이다. 밀도의 전체 적분이 1이라는 것은 전체 확률이 1이라는 뜻이지, 임의의 부분구간 적분도 1이라는 뜻은 아니다.

개념 구분

가우시안 분포는 **정규분포의 다른 이름**이다. 평균 μ, 양의 표준편차 σ에 대해 밀도는 $f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}}\exp\left[-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right]$ 이다. 평균에서 같은 거리만큼 떨어진 두 점의 밀도가 같으므로 μ를 중심으로 좌우 대칭이다.

문제의 '모든 구간에서 적분하면 1'은 **정의역 전체에 걸친 적분**을 뜻한다. 정규분포에서는 $\int_{-\infty}^{\infty} f(x)dx = 1$이며, 임의의 부분구간마다 적분값이 1이라는 의미는 아니다. 전체 적분이 1인 성질 자체는 모든 확률밀도함수에 공통이므로 이것만으로 정규분포를 구별하지는 못한다.

레일리 분포는 평균이 0이고 분산이 같은 독립 가우시안 두 성분의 합성 진폭을 나타내는 비음수 연속분포이다. 라이시안 분포는 이 두 가우시안 성분에 각각 확정적 성분을 더한 뒤 구한 합성 진폭을 모델링하며, 두 분포 모두 정규분포의 다른 이름이 아니다.

이항분포는 독립적인 일정 횟수의 베르누이 시행에서 성공한 횟수의 분포이다. 확률질량을 합하여 1이 되는 이산분포이며, 특정 조건에서 대칭이어도 정규분포 그 자체는 아니다. 따라서 정규분포라는 명칭에 대응하는 선택지는 ①의 가우시안 분포이다.

NoteBase

문 15. 디지털 통신 시스템에서 성능이나 수신상태를 점검하는 방법인 눈 모양(Eye Pattern)으로 알 수 없는 것은?

① 동기(시간) 타이밍

② 심볼 간 간섭(ISI)

③ 잡음의 여유도

④ 주파수 간 간섭

정답 4번

간단한 해설

눈 모양은 타이밍, 심볼 간 간섭, 잡음 여유를 살피는 시간 영역의 도구이다. **주파수별 간섭을 직접 구분할 수는 없으므로** 정답은 ④이다.

선지별 해설

① (O) 눈 모양의 **수평 개구 폭과 교차점의 퍼짐**을 통해 판정 가능한 시간 범위와 타이밍 지터를 살필 수 있다. 눈이 가장 넓게 열린 부근은 적절한 표본화 시점을 정하는 데 도움이 된다.

② (O) 심볼 간 간섭(ISI)이 생기면 이웃 심볼의 영향으로 파형이 달라져 **눈의 개구가 줄어들거나 궤적이 퍼진다.** 따라서 눈 모양은 ISI에 따른 신호 품질 저하를 관찰하는 데 쓰인다.

③ (O) 판정 시점에서의 **수직 개구 높이**는 잡음에 대한 여유를 판단하는 지표이다. 개구가 클수록 판정 경계를 넘지 않고 견딜 수 있는 진폭 방향의 잡음 여유가 크다.

④ (X) 눈 모양은 파형을 시간축에 맞춰 겹친 **시간·진폭 영역의 표시**이므로, 서로 다른 주파수 성분 사이의 간섭을 주파수별로 직접 구분하는 도구가 아니다. 이런 분석에는 스펙트럼 등 주파수 영역의 측정이 필요하다. 주파수 간 간섭이 눈의 닫힘으로 영향을 줄 수 없다는 뜻은 아니며, 눈 모양만으로 그 원인과 주파수를 특정할 수 없다는 뜻이다.

NoteBase

문 16. 다음 중 아날로그 신호를 디지털 신호로 변환할 때 발생하는 양자화 잡음에 대한 설명으로 맞지 않은 것은?

① 양자화 잡음은 양자화된 신호와 원신호 사이의 오차이다.

② 양자화 준위의 간격이 Δ이고, n은 비트 수라 할 때 양자화 잡음의 크기는 $\Delta/2^n$이하가 된다.

③ 양자화 잡음을 줄이기 위해서는 양자화 준위 수를 증가시키면 된다.

④ 양자화 준위 수가 증가하게 되면 대역폭이 증가한다.

정답 2번

간단한 해설

준위 간격이 Δ인 균일 반올림 양자화에서는 과부하가 없을 때 **최대 오차가 간격의 절반**이다. 따라서 양자화 오차의 절댓값은 $\frac{\Delta}{2}$ 이하이며, 간격을 다시 2^n으로 나누는 것이 아니다.

선지별 해설

① O: 양자화는 연속적인 표본값을 유한한 대표값 중 하나로 바꾸는 과정이다. 이때 원래 표본값과 양자화된 대표값 사이에 생기는 차이가 양자화 오차이며, 통신에서는 이를 양자화 잡음으로 다룬다.

② X: 과부하가 없고 가장 가까운 준위로 반올림하는 균일 양자화에서 간격이 Δ이면 오차의 절댓값은 $|e| \le \frac{\Delta}{2}$ 이다. **이미 준위 간격으로 정의된 값을 다시 준위 수로 나누지 않는다**. 비트 수 n은 고정된 입력 범위에서 2^n개의 수준과 간격을 결정할 때 사용하며, $\frac{\Delta}{2^n}$은 일반적인 최대 오차식이 아니다.

③ O: 입력의 전체 범위를 고정하면 양자화 준위 수가 많아질수록 준위 간격이 작아진다. 따라서 가까운 대표값으로 근사할 때의 최대 오차와 통상적인 평균 양자화 잡음 전력이 감소한다.

④ O: 고정 길이 이진 PCM에서 준위 수를 늘려 표본당 비트 수를 증가시키면, 표본화율이 같을 때 전송 비트율도 높아진다. 같은 변조·펄스 성형 조건에서는 이를 전송하는 데 필요한 대역폭이 증가한다. 이는 다른 전송 조건을 그대로 둔 비교이며, 양자화만으로 아날로그 원신호의 대역폭이 변한다는 뜻은 아니다.

NoteBase

문 17. 다음 중 부호분할다원접속(CDMA) 방식에 대한 설명으로 맞지 않은 것은?

① 점유 주파수 대역폭이 FDMA와 TDMA에 비해 크지 않다.

② 다중경로 페이딩을 극복할 수 있다.

③ 보안성이 강하고 비화 통신이 가능하다.

④ 접속 채널을 지정하고, 할당받는 절차가 필요 없으므로 프로토콜이 간단해진다.

정답 1번

간단한 해설

CDMA는 확산부호로 신호를 **넓은 주파수 대역에 확산**하여 사용자를 구분한다. 같은 정보율의 비확산 전송과 비교하면 개별 신호가 넓은 대역을 점유하므로, 대역폭이 크지 않다는 설명은 적절하지 않다.

선지별 해설

CDMA는 여러 사용자가 같은 시간과 주파수 대역을 공유하면서 서로 다른 부호로 신호를 구분하는 다원접속 방식이다. FDMA의 주파수 분할, TDMA의 시간 분할과 달리 부호 영역을 이용한다.

① X: 확산부호를 적용하면 정보신호보다 높은 칩률로 신호를 펼치므로, 개별 확산신호는 같은 정보율의 비확산 신호보다 넓은 대역을 점유한다. 따라서 FDMA·TDMA와의 기본적인 방식 비교에서 CDMA의 점유 대역이 크지 않다고 설명하는 것은 틀리다. 다만 모든 사용자가 대역을 공유하므로, 개별 신호의 넓은 대역폭을 시스템 전체의 주파수 이용효율이 반드시 낮다는 뜻으로 해석해서는 안 된다.

② O: 충분히 분리되는 다중경로 성분을 RAKE 수신기 등으로 구분하고 결합하면 경로 다이버시티를 얻어 페이딩 영향을 줄일 수 있다. '극복할 수 있다'는 것은 이러한 수신기 설계로 성능을 개선할 수 있다는 의미이지, CDMA라는 이유만으로 모든 페이딩이 사라진다는 뜻은 아니다.

③ O: 수신하려면 적절한 확산부호로 역확산해야 하므로 단순한 도청을 어렵게 하는 비화상의 이점이 있다. 그러나 **확산부호는 암호화를 자동으로 대체하지 않는다**. 부호가 알려지거나 추정될 수 있는 실제 시스템에서는 기밀성을 보장하기 위한 별도의 암호화와 인증이 필요하다.

④ O: 전형적인 방식 비교에서 이는 사용자마다 전용 주파수 채널이나 시간슬롯을 골라 할당하는 절차가 필요하지 않다는 뜻이다. 여러 사용자가 공통 대역에 동시에 접속할 수 있어 해당 자원 할당 절차가 단순해진다. 다만 부호의 배정·관리, 동기 획득, 전력 제어 등 실제 CDMA의 접속 제어까지 모두 불필요하다는 뜻으로 확대하면 안 된다.

NoteBase

문 18. 다음 중 디지털 통신에서 라인 코딩 방식을 비교한 설명으로 맞지 않은 것은?

① NRZ 방식은 큰 직류 성분을 포함하고 있어서 중계기에서 교류 정합을 사용할 수 없다.

② 양극성/단극성 RZ 방식은 NRZ 방식에 비해 대역폭은 두 배가 넓지만, 신호 파형으로부터 클럭 정보를 추출할 수 있다.

③ 쌍극성 방식은 RZ 방식과 같이 좁은 폭의 펄스를 사용하면서도 대역폭이 NRZ 방식과 같이 작으며, 스펙트럼에 직류 성분이 없다.

④ 맨체스터 방식은 NRZ보다 대역폭이 두 배이지만, 비트 중간에 안정된 클럭 정보를 추출할 수 있으며, 스펙트럼에 직류 성분이 있다.

정답 4번

간단한 해설

맨체스터 부호는 한 비트 안에서 양·음 전압이 같은 시간 동안 나타나므로 **직류 성분이 없다**. 비트 중간의 전이는 클럭 추출을 가능하게 하지만 직류 성분을 만들지는 않는다.

NoteBase

선지별 해설

대역폭은 같은 비트율과 직사각형 펄스를 놓고 주로 첫 영점까지의 유효 대역폭을 비교한다. 여기서 양극성은 양·음 두 극성으로 비트를 나타내는 polar 방식, 쌍극성은 1의 펄스 극성을 번갈아 바꾸는 AMI 방식이다.

① O: 별도의 직류 균형화가 없는 NRZ는 **직류·저주파 성분을 충분히 억제하지 못한다**. 특히 단극성 NRZ는 평균 전압이 0이 아니며, 같은 비트가 길게 이어지면 교류 결합 회로에서 기준 전압이 흔들려 파형을 그대로 전달하기 어렵다. 이 비교에서 교류 정합을 사용할 수 없다는 것은 이러한 부적합성을 뜻한다. 등확률 polar NRZ의 평균이 0이 될 수 있다는 사실과 저주파 전달 문제가 없다는 주장은 다르다.

② O: 비트 시간의 절반 폭인 RZ 펄스는 한 비트 폭의 NRZ 펄스보다 짧으므로 첫 영점 대역폭이 약 두 배로 넓어진다. 대신 **비트 안에서 0으로 복귀하는 규칙적 변화**를 이용하여 클럭을 추출할 수 있다. 단극성 RZ에서 0이 길게 연속되는 경우처럼 전이가 사라지는 조건에서는 동기 유지에 주의해야 한다.

③ O: AMI 방식은 1을 나타내는 펄스의 극성을 번갈아 바꾸므로 **양·음 펄스가 상쇄되어 직류 성분이 제거**된다. 펄스 폭이 짧아도 연속 펄스 사이의 극성 관계가 스펙트럼을 바꾸어, 이 비교의 첫 영점 대역폭은 NRZ와 같은 수준이 된다. 펄스 폭만으로 전체 부호의 대역폭을 판단하지 않는다.

④ X: 맨체스터 부호는 매 비트 중간에 전이가 있어 클럭을 안정적으로 추출할 수 있고 NRZ보다 약 두 배의 대역폭을 사용한다. 그러나 한 비트의 전반과 후반에 같은 크기의 양·음 전압을 같은 시간 동안 보내므로 **비트마다 평균 전압이 0**이다. 따라서 스펙트럼에 직류 성분이 있다는 부분이 잘못되었다.

따라서 맞지 않은 설명은 ④이다.

NoteBase

문 19. 디지털 변조방식 중 동일한 조건하에서 대역폭 효율이 가장 높은 변조방식으로 맞는 것은?

① 256-QAM

② 16-PSK

③ QPSK

④ OOK

정답 1번

간단한 해설

같은 심볼률과 펄스성형 조건에서는 **심볼당 전송 비트 수가 많을수록 대역폭 효율이 높다**. 256-QAM은 한 심볼에 8비트를 담아 16-PSK의 4비트, QPSK의 2비트, OOK의 1비트보다 효율이 높다.

선지별 해설

대역폭 효율은 전송 비트율을 점유 대역폭으로 나눈 $\eta = R_b/B$이다. 같은 심볼률과 펄스성형 조건에서 M개의 신호점을 사용하는 변조는 심볼당 $\log_2 M$비트를 전송하므로, 이 값을 공통 기준으로 비교한다.

① 256-QAM: 진폭과 위상의 조합으로 256개의 신호점을 사용한다. 심볼당 $\log_2 256 = 8$비트를 전달하므로 네 방식 중 가장 많은 비트를 같은 심볼 수에 담는다.

② 16-PSK: 16개의 위상 상태를 사용하므로 심볼당 $\log_2 16 = 4$비트이다. 동일 조건에서 256-QAM의 절반에 해당하는 비트를 전달한다.

③ QPSK: 4개의 위상 상태를 사용하므로 심볼당 $\log_2 4 = 2$비트이다.

④ OOK: 반송파를 켜거나 끄는 두 상태를 사용하므로 심볼당 $\log_2 2 = 1$비트이다.

따라서 **대역폭 효율은 256-QAM > 16-PSK > QPSK > OOK**의 순서이며, 가장 높은 방식은 ①의 256-QAM이다. 이는 잡음에 가장 강하다는 뜻은 아니다. 고차 변조는 신호점 구분이 더 까다로워 같은 오류율을 얻기 위해 더 좋은 신호 품질을 요구할 수 있다.

NoteBase

문 20. 다음 중 주어진 통신 대역에서 여러 개의 반송파를 이용하여 전송하는 방식으로 맞는 것은?

① 부호분할다중방식

② 시간분할다중방식

③ 공간분할다중방식

④ 직교주파수분할다중방식

정답 4번

간단한 해설

OFDM은 여러 직교 부반송파에 데이터를 나누어 병렬 전송하는 다중반송파 방식이다. 따라서 ④ 직교주파수분할다중방식이 맞다.

개념 구분

보기 중 주어진 대역에서 여러 반송파에 데이터를 나누어 보내는 방식은 **직교주파수분할다중방식(OFDM)**이다. 따라서 정답은 ④이다.

OFDM은 고속 데이터열을 여러 저속 데이터열로 나누어 서로 직교하는 부반송파에 실어 병렬 전송한다.
이상적인 동기 조건에서 부반송파의 직교성을 이용하므로 스펙트럼이 겹치더라도 수신기에서 각각을 구분할 수 있다.

다른 방식은 신호를 나누는 기준이 다르다. 부호분할은 서로 다른 부호, 시간분할은 서로 다른 시간 구간, 공간분할은 서로 다른 공간 경로나 공간 자원을 이용한다. 이들이 다중반송파 기술과 결합될 수는 있지만, 각 명칭 자체의 핵심 구분 기준은 여러 직교 부반송파가 아니다.

NoteBase

문 21. 어떤 통신 채널에서 측정된 신호전압이 15[V]이고, 잡음 전압이 0.15[V]라면, 신호 대 잡음비(signal to noise ratio)는 얼마인가?

① 20[dB]

② 30[dB]

③ 40[dB]

④ 50[dB]

정답 3번

간단한 해설

동일한 임피던스에서 전력은 전압의 제곱에 비례하므로 **전압비는 20log로 환산**한다. $20\log_{10}\left(\frac{15}{0.15}\right) = 40\text{dB}$이다.

계산 과정

신호 대 잡음비는 신호전력과 잡음전력의 비이다. dB로 표현할 때는 $\text{SNR}_{\text{dB}} = 10\log_{10}\left(\frac{P_s}{P_n}\right)$을 사용한다.

같은 통신 채널의 동일한 임피던스에서 측정한 전압을 실효값으로 해석하면 전력이 전압의 제곱에 비례한다. 따라서 $\frac{P_s}{P_n} = \left(\frac{V_s}{V_n}\right)^2$이고, **전압비에는 20을 곱한 상용로그**를 적용하여 $\text{SNR}_{\text{dB}} = 20\log_{10}\left(\frac{V_s}{V_n}\right)$으로 쓴다.

신호전압과 잡음전압을 대입하면 $\frac{V_s}{V_n} = \frac{15}{0.15} = 100$이다. 전력비로는 $100^2 = 10000$이며,
$\text{SNR}_{\text{dB}} = 20\log_{10}(100) = 20 \times 2 = 40\text{dB}$이다.

따라서 신호 대 잡음비는 40 dB로 ③과 일치한다. 전압비 100에 전력비 공식의 계수 10을 그대로 적용하면 안 된다.

NoteBase

문 22. 아날로그 주파수 변복조 시스템에서 사용되는 주파수 변별기(frequency discriminator)는 무엇으로 구성되는가?

① 미분기와 포락선 검파기

② 적분기와 포락선 검파기

③ 미분기와 주파수 체배기

④ 적분기와 주파수 체배기

정답 1번

간단한 해설

FM 신호를 **미분하면 순간주파수 변화가 진폭 변화로 나타난다**. 이를 **포락선 검파기**로 추출하고 고정 성분을 제거하여 원래 메시지를 얻는다.

핵심 풀이

기본적인 FM 주파수 변별기는 입력의 순간주파수 변화를 출력 전압의 변화로 바꾸는 복조기이다. 이 문제의 구성은 **미분기 뒤에 포락선 검파기를 연결**한 방식이다.

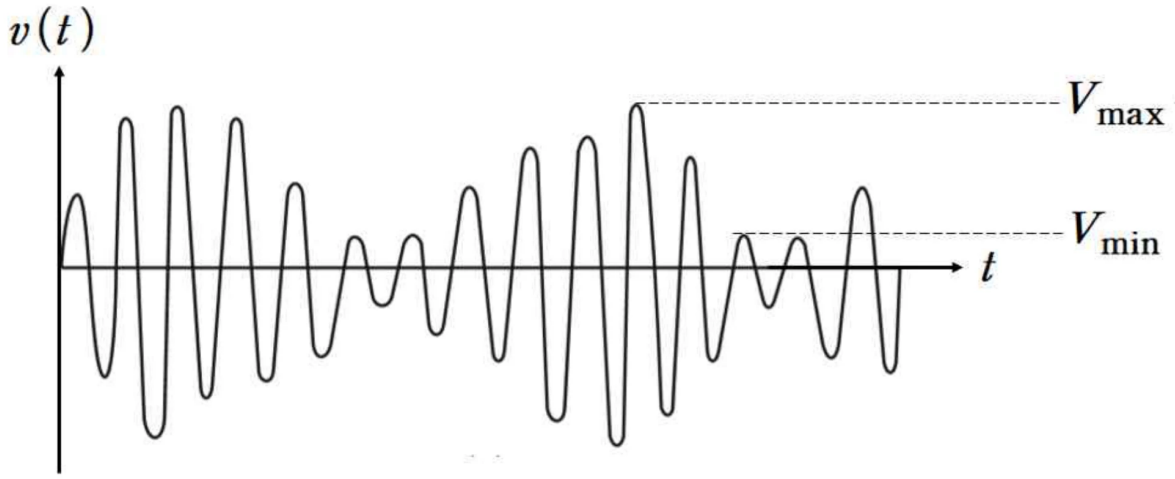
FM 신호를 $s(t) = A_c \cos\theta(t)$, 순간각주파수를 $\theta'(t) = \omega_c + k_f m(t)$라 두자. 여기서 m(t)는 메시지이고, k_f는 각주파수 기준의 감도이다. 미분하면 $s'(t) = -A_c[\omega_c + k_f m(t)]\sin\theta(t)$가 되므로, 원래 일정했던 진폭에 순간주파수 정보가 반영된다.

통상적으로 $\omega_c + k_f m(t) > 0$인 동작 범위에서 미분 신호의 포락선은 $A_c[\omega_c + k_f m(t)]$이다. **포락선 검파**로 이를 추출한 뒤 고정 성분을 제거하고 크기를 조정하면 m(t)를 복원할 수 있다.

적분기는 위의 미분에 의한 주파수-진폭 변환을 수행하지 않는다. 주파수 체배기는 주파수를 정수배로 높이는 장치로, 변화한 진폭에서 메시지를 꺼내는 포락선 검파기를 대신하지 못한다. 따라서 ②·③·④가 아니라 미분기와 포락선 검파기를 묶은 ①에 해당한다.

NoteBase

문 23. 다음 그림과 같은 피변조파(modulated signal)에서 최대 신호값이 $V_{max} = 15[V]$이고, 최소 신호값이 $V_{min} = 5[V]$라면 변조도는 얼마인가?



① 0.33

② 0.5

③ 0.66

④ 0.75

정답 2번

간단한 해설

AM 변조도는 **포락선 최대·최소 값의 차를 합으로 나눈 값**이다. 따라서 $m = \frac{15-5}{15+5} = 0.5$, 즉 50%이다.

계산 과정

그림은 반송파의 진폭이 변하는 AM 파형이다. 표시된 V_{max}와 V_{min}은 **포락선 진폭의 최대·최소 값**이며, 교류 파형 순간전압의 양·음 극값이 아니다. 주어진 값은 각각 15 V와 5 V이다.

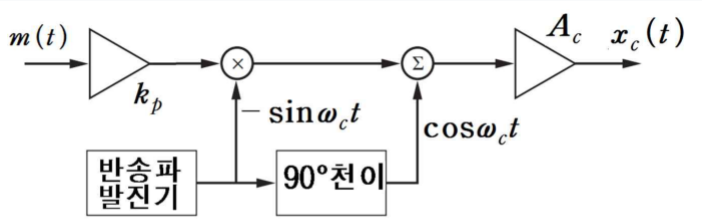
과변조가 없는 일반적인 AM에서 반송파 진폭을 A_c, 변조도를 m이라 하면 $V_{max} = A_c(1+m)$, $V_{min} = A_c(1-m)$이다. 두 식의 차를 합으로 나누면 $m = \frac{V_{max}-V_{min}}{V_{max}+V_{min}}$을 얻는다.

값을 대입하면 $m = \frac{15-5}{15+5} = \frac{10}{20} = 0.5$이다. 참고로 반송파 진폭은 $A_c = \frac{15+5}{2} = 10$ V이고 포락선 진폭의 변동폭은 $\frac{15-5}{2} = 5$ V이므로, 반송파 진폭의 절반만큼 변조된 것이다.

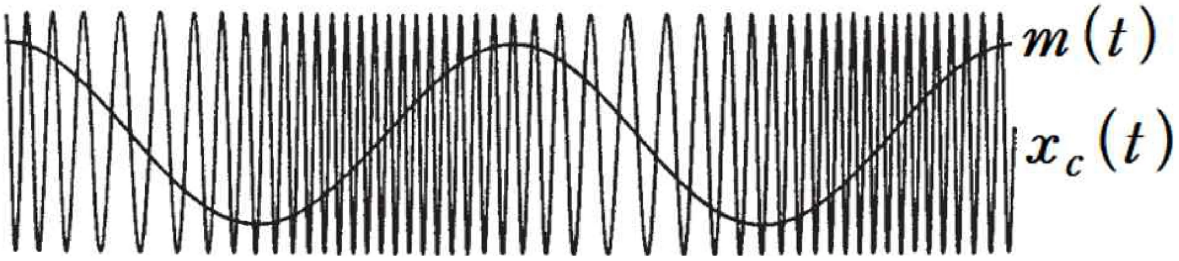
따라서 변조도는 0.5, 즉 50%이며, ②와 일치한다.

NoteBase

문 24. 다음 그림(가)는 어떤 변조기의 블록도이고, (나)는 기저대역의 메시지신호 $m(t)$와 피변조파 $x_c(t)$의 파형을 나타낸다. 이와 같이 $m(t)$의 기울기에 따라 피변조파의 주파수가 변하는 변조방식의 명칭은 무엇인가? (여기서 k_p는 편이상수, ω_c는 반송파의 각주파수이고, A_c는 반송파의 진폭이다.)



(가) 변조기



(나)메시지 신호 $m(t)$와 피변조파형 $x_c(t)$

① 진폭변조(AM)

② 펄스폭변조(PWM)

③ 위상변조(PM)

④ 펄스위치변조(PPM)

정답 3번

간단한 해설

위상변조는 위상을 메시지에 비례시킨다. 주파수는 위상의 시간 미분이므로 **메시지의 기울기에 따라 순간 주파수가 변하는** 방식은 PM이다.

NoteBase

도식 해설

위상변조(PM)는 메시지 신호를 반송파의 위상에 직접 반영하는 방식으로, $x_c(t) = A_c\cos[\omega_c t + k_p m(t)]$로 나타낸다. 순간 각주파수는 위상의 시간 미분이므로 $\omega_i(t) = \omega_c + k_p\frac{dm(t)}{dt}$이다. 따라서 **메시지의 값이 아니라 기울기에 따라 순간 주파수가 변한다**는 단서가 PM을 가리킨다.

그림 (가)는 메시지에 이득을 곱한 뒤 직교 반송파와 곱하고 다른 반송파와 합산한다. 출력은 $A_c[\cos\omega_c t - k_p m(t)\sin\omega_c t]$가 된다. 이는 **위상편이가 작은 경우** 앞의 PM 식을 근사한 협대역 위상변조 구조이다.

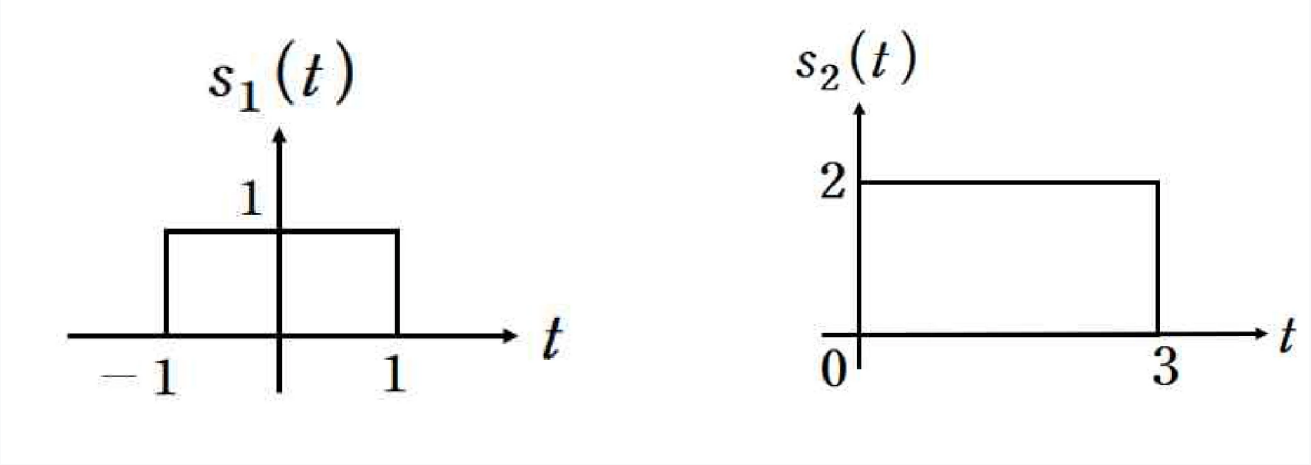
그림 (나)에서는 반송파의 진폭보다 주기의 조밀함이 변한다. 메시지가 상승하는 구간에서 빠른 파형이 더 조밀하고 하강하는 구간에서 더 성기게 나타나므로 기울기와 순간 주파수의 관계를 확인할 수 있다.

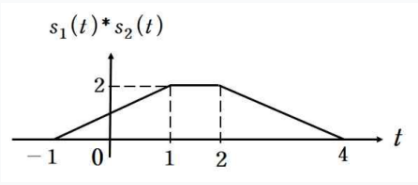
AM은 반송파의 진폭을, PWM은 펄스의 폭을, PPM은 펄스의 시간상 위치를 변화시킨다. 제시된 연속 반송파의 위상 변화와는 다르며, FM에서 순간 주파수가 메시지 자체에 비례하는 관계와도 구별된다.

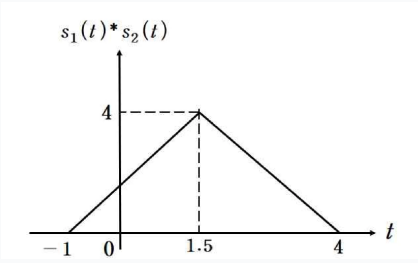
따라서 해당 방식은 위상변조(PM)이며, 선택지는 ③이다.

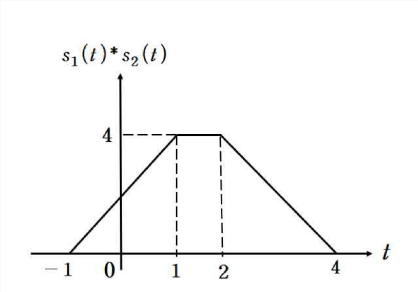
NoteBase

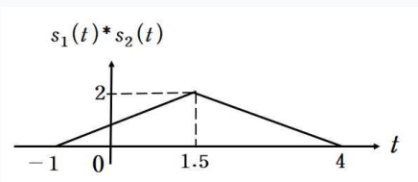
문 25. 두 개의 신호 $s_1(t)$와 $s_2(t)$가 있을 때, 두 신호의 컨벌루션 결과는 어느 것인가? (단, s_1(t)*s_2(t)= ∫ _-∞^∞s_1(τ)s_2(t-τ)dτ)



① 

② 

③ 

④ 

정답 3번

NoteBase

간단한 해설

컨벌루션 값은 **겹치는 길이의 2배**이다. 최대 겹침 길이는 2이므로 높이는 4이고, 폭이 서로 다른 두 직사각형이므로 1≤ t≤2에서 평탄한 사다리꼴이 된다.

계산 과정

그림에서 $s_1(t)$는 구간 $[-1, 1]$에서 높이 1인 직사각형이고, $s_2(t)$는 구간 $[0, 3]$에서 높이 2인 직사각형이다. 컨벌루션은 한 신호를 뒤집어 이동시킨 후 두 신호의 곱을 적분하므로, 이 경우 **겹치는 구간의 길이에 높이의 곱 2를 곱하면** 된다.

$s_1(\tau)$가 0이 아닌 구간은 -1≤τ≤1이다. $s_2(t-\tau)$는 0≤ t-τ≤3, 즉 $t-3 \le \tau \le t$에서 높이 2이다. 따라서 고정 구간 $[-1, 1]$과 이동 구간 $[t-3, t]$의 겹침을 구한다.

t-1 또는 t4에서는 두 구간이 겹치지 않아 결과가 0이다. -1≤ t≤1에서는 겹치는 구간이 $[-1, t]$이므로 길이가 $t+1$이고, 출력은 $2(t+1)$로 증가한다.

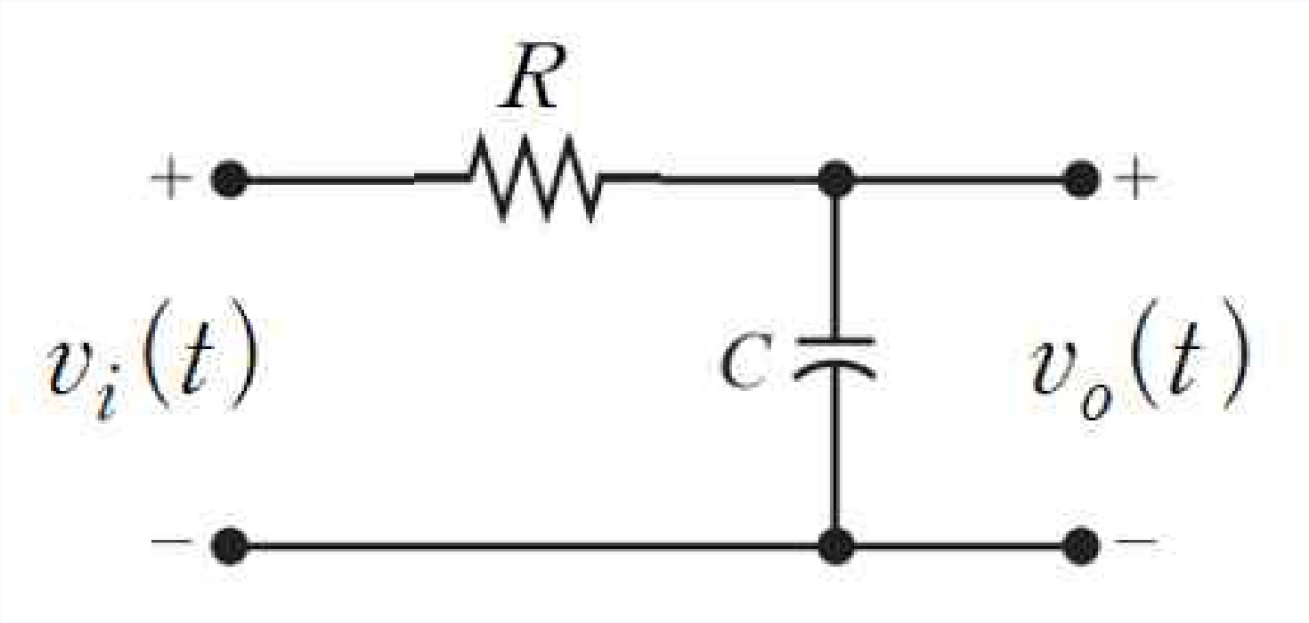
1≤ t≤2에서는 길이 2인 $[-1, 1]$ 전체가 이동 구간 안에 들어간다. 따라서 출력은 $2 \times 2 = 4$로 일정하다. 두 직사각형의 폭이 2와 3으로 다르므로 꼭대기가 한 점인 삼각형이 아니라 평평한 구간이 생긴다.

2≤ t≤4에서는 겹치는 구간이 $[t-3, 1]$이므로 길이가 $4-t$이고, 출력은 $2(4-t)$로 감소한다. 따라서 $t=-1$에서 시작하여 $t=1$에서 높이 4에 도달하고, $t=2$까지 유지된 뒤 $t=4$에서 0이 된다.

따라서 지지구간이 $[-1, 4]$, 평탄한 구간이 $[1, 2]$, 최대 높이가 4인 사다리꼴 파형 ③과 일치한다. 높이 2인 사다리꼴이나 꼭대기가 한 점인 삼각형은 이 겹침 계산과 맞지 않는다.

NoteBase

문 26. 다음 그림과 같은 직렬 RC수동소자를 이용한 회로에서의 주파수 응답함수 $H(f)$는 어느 것인가?



① $H(f) = \frac{1}{1 + j2\pi fRC}$

② $H(f) = \frac{j2\pi f}{1 + j2\pi fRC}$

③ $H(f) = \frac{j2\pi fRC}{1 + j2\pi fRC}$

④ $H(f) = j2\pi fRC$

정답 1번

간단한 해설

그림의 **출력은 커패시터 양단 전압**이므로 커패시터 임피던스를 분자로 하는 분압식을 쓴다. 이를 정리하면 $H(f) = \frac{1}{1 + j2\pi fRC}$인 저역통과 응답이다.

NoteBase

계산 과정

그림에서 R은 입력과 출력의 위쪽 단자 사이에 있고, C는 출력의 위쪽 단자와 아래쪽 공통선 사이에 있다. 따라서 **출력은 커패시터 C 양단 전압**이다. 별도 부하가 없는 이상적인 회로에서 임피던스 분압을 적용한다.

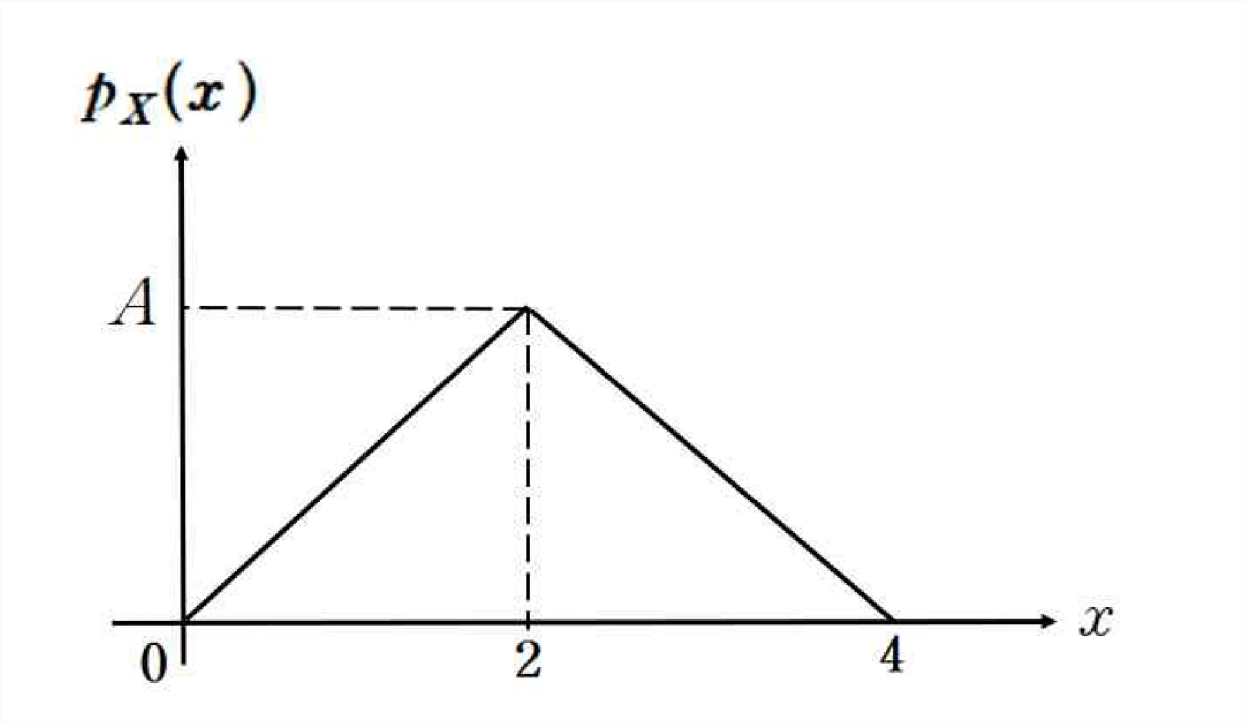
저항의 임피던스는 $Z_R = R$, 커패시터의 임피던스는 $Z_C = \frac{1}{j2\pi fC}$이다. 여기서 f는 주파수이고 j는 허수단위이다. 출력과 입력의 비는 $H(f) = \frac{V_o(f)}{V_i(f)} = \frac{Z_C}{R + Z_C}$이다.

분자와 분모에 $j2\pi fC$를 곱해 정리하면 $H(f) = \frac{1}{1 + j2\pi fRC}$를 얻는다. 직류에서는 이 식의 극한값이 1이고, 주파수가 높아질수록 크기가 감소하므로 **저역통과 회로**이다.

구한 식은 ①이다. ③은 같은 직렬 RC 회로에서 저항 양단을 출력으로 취할 때의 고역통과 응답이며, ②와 ④도 그림의 커패시터 출력에 대한 분압 결과가 아니다.

NoteBase

문 27. 다음은 확률변수 X의 확률밀도함수 $p_X(x)$의 그래프이다. A값으로 맞는 것은?



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

정답 1번

간단한 해설

확률밀도함수 아래의 전체 넓이는 1이다. 삼각형 넓이가 12×4× A=1이므로 A=12, 정답은 ①이다.

NoteBase

계산 과정

확률밀도함수는 전체 구간에서 적분한 값이 1이어야 한다. 즉 **그래프와 가로축 사이의 전체 넓이가 1**이어야 한다.

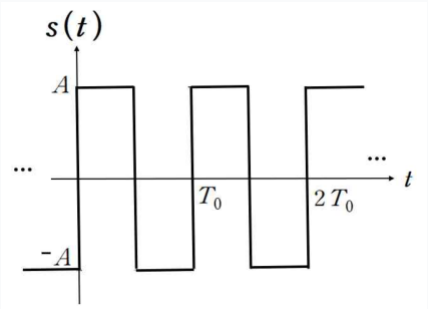
그림의 밀도 그래프는 $(0, 0)$, $(2, A)$, $(4, 0)$을 잇는 삼각형이다. 밑변은 $4 - 0 = 4$, 높이는 A이므로 전체 넓이는 $12 \times 4 \times$ A=2A이다.

따라서 $2A = 1$을 풀면 **A=12**이다. 이 값은 양수여서 밀도의 비음수 조건도 만족하며, 정답은 ①이다.

A는 꼭짓점에서의 확률밀도이지 $X = 2$일 확률이 아니다. 연속확률변수에서는 한 점의 확률이 0이고, 구간의 확률을 넓이로 계산한다. 가로축에 물리적 단위가 있다면 밀도의 단위는 그 역수이며 전체 넓이인 확률은 단위가 없다.

NoteBase

문 28. 다음 그림과 같은 NRZ 펄스 트레인 신호의 전력으로 맞는 것은?



s(t)=cases A, & for (n)/(2)T_0<t<((n+1))/(2)T_0\ -A, & for ((n+1))/(2)T_0<t<((n+2))/(2)T_0 cases
(단, $n = 0, \ \pm 2, \ \pm 4, \ \cdots$)

① 0

② A^2

③ $A^2 T_0$

④ $\frac{A^2}{2}$

정답 2번

간단한 해설

신호는 +A와 −A 사이에서 변하므로 **제곱값은 두 구간 모두 같게** A^2이다. 평균 전력도 A^2이며, 양·음 진폭이 상쇄된다고 전력이 0이 되지는 않는다.

계산 과정

주기 신호의 평균 전력은 한 주기 동안 **신호의 제곱을 평균**하여 구한다. 정규화된 신호 전력의 정의는 $P = \frac{1}{T_0}\int_0^{T_0} |s(t)|^2 dt$이다.

그림과 구간식에서 첫 반주기는 +A, 다음 반주기는 −A이다. 따라서 두 구간 모두 제곱값이 A^2이며, 음의 구간도 전력에 양의 값으로 기여한다.

이를 적분하면 $P = \frac{1}{T_0}\left(A^2\frac{T_0}{2} + A^2\frac{T_0}{2}\right) = A^2$이다. **평균 진폭이 0인 것과 평균 전력이 0인 것은 다르다**. 또한 $A^2 T_0$는 한 주기 에너지이고, 진폭 제곱의 절반이 되는 정현파와 달리 이 사각파는 거의 모든 시각에서 절댓값이 A이다.

따라서 평균 전력은 A^2이며, 선택지는 ②이다.

NoteBase

문 29. 어떤 확률변수의 누적 분포 함수(CDF: cumulative distribution function) $F(x)$가 다음과 같을 때 m값으로 맞는 것은?
F(x)=cases0, & x<0\ mx^2, & 0≤ x≤ 4\ 16m, & x>4cases

① 1
② $\frac{1}{4}$
③ $\frac{1}{8}$
④ $\frac{1}{16}$

정답 4번

간단한 해설

누적분포함수는 x가 무한히 커질 때 **전체 확률 1**에 도달해야 한다. x > 4에서 값이 16m이므로 $16m = 1$, 따라서 $m = \frac{1}{16}$이다.

계산 과정

누적분포함수는 $F(x) = P(X \le x)$이므로, x가 충분히 커지면 누적확률이 1에 도달해야 한다. 즉 $\lim_{x\to\infty} F(x) = 1$ 이다. 이 문제에서는 x > 4에서 함수값이 계속 16m으로 일정하므로 **16m이 전체 누적확률 1**이어야 한다.

따라서 $16m = 1$에서 $m = \frac{1}{16}$을 얻는다. 밀도함수의 적분을 1로 두는 문제와 달리, 이미 누적된 확률을 나타내는 함수의 오른쪽 끝값을 사용한다.

다른 조건도 확인하면, x < 0에서는 0이고 0≤ x≤4에서는 $F(x) = \frac{x^2}{16}$으로 0에서 1까지 증가한다. x = 4에서 값은 1이며 이후에도 1로 유지된다. 따라서 0과 1 사이의 값, 비감소성, 우연속성과 양 끝의 극한 조건을 모두 만족한다.

따라서 $m = \frac{1}{16}$이며, ④와 일치한다.

NoteBase

문 30. 다음 표와 같은 다섯 개의 메시지가 있고, 각 메시지의 발생확률이 표와 같을 때, 메시지당 평균 비트 길이는 얼마인가?

메시지	할당된 code word	발생확률
s_0	1110	1/16
s_1	110	1/8
s_2	10	1/4
s_3	1111	1/16
s_4	0	1/2

① $\frac{14}{8}$
② $\frac{15}{8}$
③ $\frac{16}{8}$
④ $\frac{17}{8}$

정답 2번

간단한 해설

메시지당 평균 비트 길이는 **각 코드워드의 길이에 발생확률을 곱하여 합한 값**이다. 표의 길이 4, 3, 2, 4, 1을 해당 확률로 가중하면 15/8비트/메시지이다.

NoteBase

계산 과정

평균 비트 길이는 코드워드 길이를 단순히 평균한 값이 아니라, **각 메시지의 발생확률로 가중한 평균**이다. 메시지 i의 발생확률을 p_i, 코드 길이를 l_i라 하면 L=Σ _i p_i l_i이다.

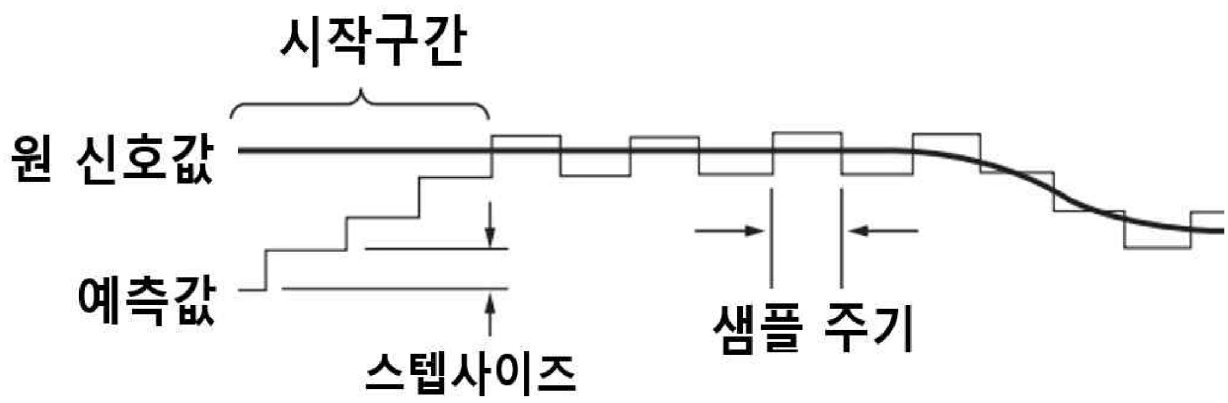
표의 s_0은 1110으로 4비트, s_1은 110으로 3비트, s_2는 10으로 2비트, s_3은 1111로 4비트, s_4는 0으로 1비트이다. 0이라는 코드워드도 전송할 한 자리이므로 길이가 0이 아니라 1이다.

각 발생확률을 적용하면
aligned&
L=(1)/(16)×4+(1)/(8)×3+(1)/(4)×2&+(1)/(16)×4+(1)/(2)×1=(4+6+8+4+8)/(16)=(15)/(8)aligned
비트/메시지이다.

따라서 메시지당 평균 비트 길이는 15/8인 ②에 해당한다. 다른 선택지 14/8, 16/8, 17/8은 표의 다섯 확률가중 길이를 모두 합한 값과 다르다.

NoteBase

문 31. 그림과 같이 원신호를 표본화한 표본값과 예측값과의 차이를 비교하여 스텝사이즈를 증가시키거나 감소시키면서 변환하는 변조방식으로 맞는 것은?



① 펄스부호변조(Pulse Code Modulation)

② 적응형차분펄스부호변조(ADPCM)

③ 델타변조(Delta Modulation)

④ 펄스폭변조(Pulse Width Modulation)

정답 3번

간단한 해설

표본값이 예측값보다 큰지 작은지에 따라 예측값을 **일정한 스텝만큼 올리거나 내리는** 계단형 추종은 델타변조의 특징이다. 그림에서도 예측값이 원신호 주위에서 일정한 높이로 오르내린다.

NoteBase

도식 해설

그림의 매끄러운 굵은 선은 원신호이고, 계단형 선은 예측값이다. 가로의 '샘플 주기'는 값을 비교하는 시간 간격이고, 세로의 '스텝사이즈'는 한 번에 예측값을 바꾸는 크기이다. 시작구간에서는 예측값이 원신호보다 낮아 연속해서 올라가며, 원신호에 가까워진 뒤에는 그 위아래를 오간다.

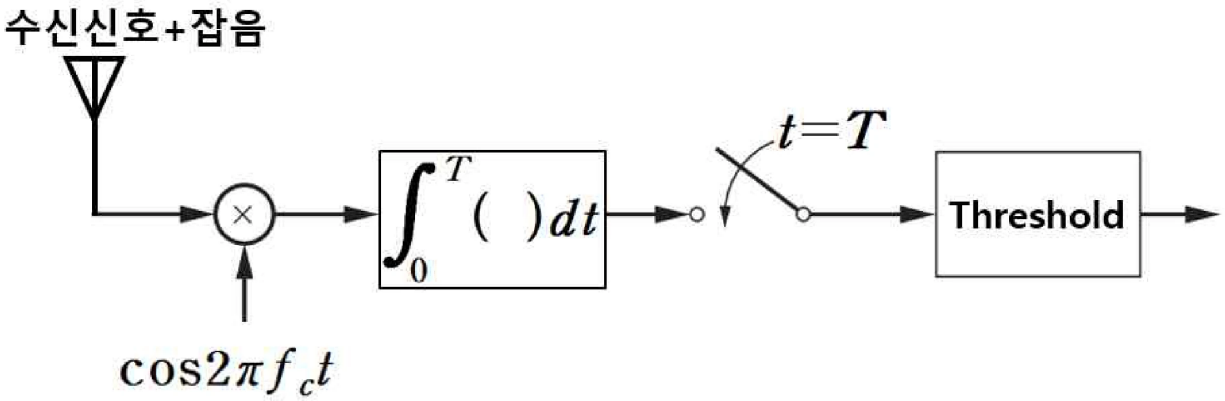
델타변조는 각 표본 시점에서 표본값과 예측값의 차이의 **부호를 1비트로 부호화**한다. 표본값이 더 크면 예측값을 한 스텝 올리고, 더 작으면 한 스텝 내린다. 이러한 증가·감소 정보를 누적하면 그림과 같은 계단형 근사 신호가 만들어진다.

지문의 '스텝사이즈를 증가시키거나 감소시키면서'라는 표현은 예측값의 증가·감소와 구별해서 이해해야 한다. 그림의 일반 델타변조에서는 **스텝 크기는 일정하고 예측값의 수준이 변한다**. 신호의 변화에 맞춰 스텝 크기 자체를 바꾸는 것은 적응 델타변조이다.

ADPCM도 표본값과 예측값의 차이를 이용하지만, 그 예측 오차를 적응 양자화하여 부호화한다. 따라서 '차이를 비교한다'는 단서만으로 ADPCM을 고르기보다, 그림에서 **일정한 스텝으로 상승·하강하는 계단형 추종**을 확인하여 델타변조로 식별한다.

NoteBase

문 32. 그림과 같은 복조시스템에서, 변조에 쓰인 것과 동일한 주파수와 위상을 갖는 반송파를 곱하고 상관기를 삽입한 검파시스템으로 맞는 것은?



① ASK 동기 검파 복조

② FSK 비동기 검파 복조

③ 8진 PSK 동기 검파 복조

④ MSK 비동기 검파 복조

정답 1번

간단한 해설

동일 주파수·위상의 반송파와 곱한 뒤 적분하고 임계값으로 판정하므로 동기 검파이다. 보기 중 **단일 상관 출력으로 진폭을 판정하는 ASK 동기 검파**에 해당하는 ①이 맞다.

NoteBase

도식 해설

보기 중 그림에 맞는 것은 ① **ASK 동기 검파 복조**이다. 동일한 주파수와 위상의 기준 반송파를 곱한다는 조건이 동기 검파의 핵심이며, 그림은 하나의 상관 출력으로 진폭 수준을 판정하는 구조를 보여 준다.

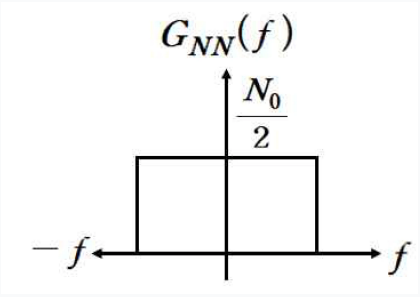
수신신호를 $r(t)$라고 하면 곱셈기와 적분기는 $y = \int_0^T r(t)\cos(2\pi f_c t)dt$를 만든다. 이 두 부분을 합친 것이 상관기이다. $t = T$에서 출력을 표본화하고, 임계값과 비교하여 송신 심볼을 결정한다.

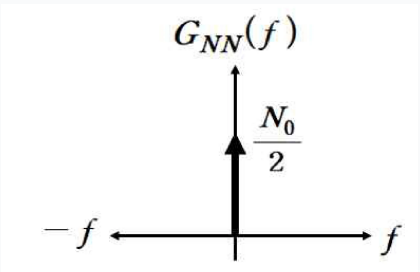
ASK에서는 송신 진폭에 따라 기준 반송파와의 상관 출력이 달라진다. 예를 들어 OOK에서는 반송파가 있는 심볼과 없는 심볼의 출력을 임계값으로 구분할 수 있다. 비동기 검파는 기준 반송파의 위상을 송신 신호와 맞춘다는 조건을 요구하지 않으므로 ②와 ④는 제시된 방식과 다르다.

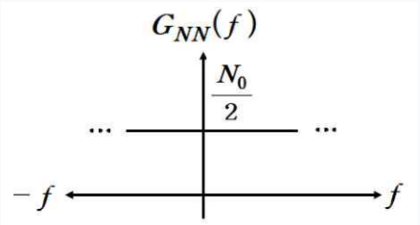
8진 PSK는 8개의 위상을 구별해야 하므로 일반적으로 동상·직교 성분을 이용하는 등 위상 판정을 위한 구조가 필요하다. 그림의 단일 상관값과 임계 판정만으로는 이를 모두 구분할 수 없다. 단, 유사한 단일 상관기 구조는 BPSK에도 사용될 수 있으므로 이 그림이 모든 경우에 ASK만을 뜻한다고 일반화해서는 안 된다.

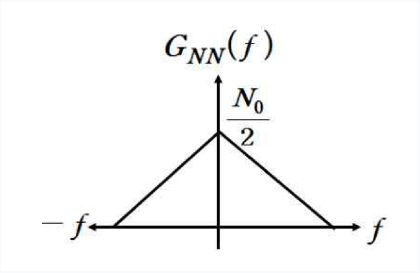
NoteBase

문 33. 다음 중 백색 잡음의 전력 스펙트럼 밀도($G_{NN}(f)$)로 가장 가까운 것은?

① 

② 

③ 

④ 

정답 3번

간단한 해설

백색 잡음은 **주파수에 관계없이 전력 스펙트럼 밀도가 일정**하다. 따라서 양측 전력 스펙트럼은 $N_0/2$ 높이의 수평선으로 나타난다.

NoteBase

도식 해설

이상적인 백색 잡음은 **모든 주파수에서 전력 스펙트럼 밀도가 일정**하다. 그림처럼 양·음 주파수를 모두 나타내는 양측 스펙트럼에서는 보통 $G_{NN}(f) = \frac{N_0}{2}$로 표시한다. ③은 이 높이의 수평선이 좌우로 계속 이어지므로 정의와 일치한다.

①은 일정한 높이가 유한한 주파수 대역에만 있고 그 밖에서는 0이다. 백색 잡음을 이상적인 저역통과필터로 제한했을 때와 같은 **대역 제한 백색 잡음**의 모양이며, 전 주파수에 걸친 이상적 백색 잡음과 구별된다.

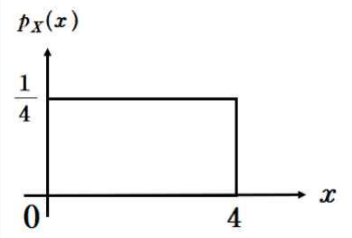
②는 주파수 0에만 전력이 집중된 충격 형태이다. 시간 지연 0에서 충격 형태가 되는 백색 잡음의 자기상관함수와 혼동하지 않아야 한다. 이 그림의 가로축은 시간 지연이 아니라 주파수이다.

④는 주파수 0에서 가장 높고 양쪽으로 낮아지는 삼각형이다. 주파수에 따라 밀도가 달라지므로 백색 잡음의 평탄한 스펙트럼이 아니다.

따라서 가장 가까운 그림은 ③이다.

NoteBase

문 34. 어떤 확률변수 X의 확률밀도함수 $p_X(x)$가 다음 그림과 같을 때 이 변수의 기댓값(Expectation)으로 맞는 것은?



① $\frac{1}{2}$

② 1

③ 2

④ 4

정답 3번

간단한 해설

그림은 [0, 4]에서 밀도가 일정한 균일분포이다. 기댓값은 **구간의 중점**이므로 $\frac{0+4}{2} = 2$이다.

계산 과정

그림의 가로축은 확률변수의 값 x, 세로축은 확률밀도 $p_X(x)$이다. 0≤ x≤4에서 높이가 $\frac{1}{4}$로 일정하고 그 밖에서는 0이므로, X는 균일분포 $U(0, 4)$를 따른다.

밀도함수 아래 전체 넓이는 $4 \times \frac{1}{4} = 1$이다. 이 값은 전체 확률이며, 기댓값 자체는 아니다. 기댓값을 구하려면 각 값 x를 밀도로 가중하여 적분한다.

aligned&E[X]= ∫ _-∞^∞x p_X(x) dx= ∫ _0^4(x)/(4) dx&=≤ft[(x^2)/(8)]_0^4=(16)/(8)=2aligned 이다.

같은 결과를 균일분포의 평균인 **구간의 중점**으로도 확인할 수 있다. $\frac{0+4}{2} = 2$이므로 기댓값은 ③의 2와 일치한다.

NoteBase

문 35. 4개의 shift register로 귀환하여 구성된 PN 부호 발생기 (PN code generator)의 출력 데이터의 주기는 얼마인가?

① 7

② 11

③ 15

④ 19

정답 3번

간단한 해설

최대길이 PN 부호를 발생시키는 n단 선형 귀환 시프트 레지스터의 주기는 $2^n - 1$이다. 4단이면 $2^4 - 1 = 15$이며, 이는 적절한 귀환 탭과 0이 아닌 초기상태를 전제로 한다.

계산 과정

이 문항은 4단 시프트 레지스터를 사용하는 통상적인 **최대길이 선형 귀환 PN 발생기**를 전제로 한다. n단 이진 레지스터에는 2^n개의 상태가 있지만, XOR 선형 귀환에서 모두 0인 상태는 계속 0에 머물므로 최대길이 순환에서 제외한다.

원시 귀환다항식에 해당하는 탭을 선택하고 0이 아닌 상태로 시작하면, 나머지 $2^n - 1$개의 상태를 모두 지난 뒤 반복한다. 따라서 최대길이 PN 부호의 주기는 $N = 2^n - 1$이다.

n = 4를 대입하면 $N = 2^4 - 1 = 16 - 1 = 15$이다. 즉 15개의 출력 비트 후 부호열이 반복되며, 이에 해당하는 선택지는 ③이다. 7과 11은 이 최대길이보다 짧고 19는 4단 이진 선형 귀환의 가능한 최대길이를 넘는다.

단, **레지스터가 4단이라는 사실만으로 모든 귀환회로의 주기가 15인 것은 아니다**. 탭이나 초기상태를 다르게 정하면 더 짧은 주기 또는 모두 0인 출력이 나올 수 있으므로, 위 결과는 최대길이 PN 부호의 조건에서 성립한다.

NoteBase

문 36. 다음 보기에서 설명하는 매체 접근제어방식으로 맞는 것은?

- 송신자가 매체를 사용하기 위해서 우선순위를 사용하는 방식
- 데이터 프레임의 충돌을 회피하는 방식
- IEEE 802.11 표준

① CSMA/CD

② CAMA/CA

③ Token Ring

④ Token Bus

정답 2번

간단한 해설

IEEE 802.11 무선 LAN에서 전송 전에 매체 상태를 확인하고 충돌 가능성을 줄이는 방식은 **CSMA/CA**이다. 원문 ②의 'CAMA/CA'는 이 표준 명칭과 다른 표기이므로 구별해서 읽어야 한다.

공통 해설

IEEE 802.11과 충돌 회피: CSMA/CA는 반송파 감지 다중 접속 및 충돌 회피 방식이다. 전송 전에 매체가 사용 중인지 확인하고, 경쟁 시 임의의 대기시간인 백오프를 두어 여러 장치가 동시에 송신할 가능성을 낮춘다. 여기서 회피는 **충돌 확률을 줄인다**는 뜻이며, 충돌이 전혀 발생하지 않는다는 뜻은 아니다.

매체 접근의 우선순위: IEEE 802.11에서는 전송 종류에 따라 프레임 간 대기시간인 IFS를 다르게 두어 매체 접근의 우선순위를 부여한다. 예를 들어 수신 확인 응답인 ACK는 일반 데이터 전송의 DIFS보다 짧은 SIFS 후에 전송하므로, 새로운 데이터 전송보다 먼저 매체를 사용할 수 있다. 즉, **대기시간의 차이로 접근 우선순위를 구현**한다.

다른 후보와의 구별: CSMA/CD는 전송 중 충돌을 검출하면 전송을 중단하고 재시도하는 방식이므로, 보기의 **충돌 회피**와 구별된다. Token Ring과 Token Bus는 토큰이라는 송신 허가를 가진 장치가 전송하는 방식으로, IEEE 802.11의 CSMA/CA 방식에 해당하지 않는다.

표기 주의: 원문 ②에는 'CAMA/CA'라고 적혀 있다. 그러나 보기의 IEEE 802.11·충돌 회피 단서가 가리키는 표준 명칭은 **CSMA/CA**이다. 'CAMA/CA'를 해당 방식의 표준 명칭으로 외우지 않도록 주의한다.

NoteBase

문 37. 다음 보기에서 설명하고 있는 프로토콜로 맞는 것은?

- 컴퓨터에서 IP 관리를 쉽게 하기 위한 프로토콜
- TCP/IP 통신을 위해 필요한 정보를 자동 할당, 관리
- RFC 1541에 규정

① IP(Internet Protocol)

② ARP(Address Resolution Protocol)

③ DHCP(Dynamic Host Configuration Protocol)

④ RARP(Reverse Address Resolution Protocol)

정답 3번

간단한 해설

IP 주소와 통신에 필요한 설정 정보를 **자동으로 할당·관리**하여 컴퓨터의 네트워크 설정을 쉽게 하는 프로토콜이 DHCP이다.

공통 해설

DHCP(Dynamic Host Configuration Protocol)는 **IP 주소와 호스트 설정 정보를 서버에서 제공**하는 프로토콜이다. 클라이언트가 서버로부터 주소와 필요한 설정값을 받으므로, 관리자가 컴퓨터마다 통신 설정을 일일이 입력하는 부담을 줄일 수 있다. 보기의 'TCP/IP 통신을 위해 필요한 정보를 자동 할당, 관리'는 이러한 호스트 설정의 자동화를 가리킨다. 단순히 주소를 알아내거나 이미 설정된 주소로 패킷을 전달하는 기능과 구별된다. RFC 1541은 DHCP의 주소 할당과 설정 정보 제공을 규정한 문서이므로, 보기의 세 단서는 모두 DHCP를 설명한다.

NoteBase

문 38. ICMP 메시지에 대한 다음 설명 중 맞지 않는 것은?

① ICMP 오류 메시지에 대해서도 ICMP 오류 메시지가 생성될 수 있다.

② 단편화하는 경우 첫 번째 단편에 대해서만 ICMP 오류 메시지가 생성될 수 있다.

③ 멀티캐스트 datagram에 대해서 ICMP 오류 메시지가 생성될 수 없다.

④ 127.0.0.0나 0.0.0.0과 같은 특별한 주소를 가지는 데이터그램에 대해서는 ICMP 오류 메시지가 생성될 수 없다.

정답 1번

간단한 해설

ICMP 오류 메시지에 대한 응답으로 또 다른 ICMP 오류 메시지를 보내지 않는다. 오류 통지가 다시 오류 통지를 낳는 연쇄와 불필요한 트래픽 증가를 막기 위한 제한이다.

선지별 해설

이 문항은 IPv4의 ICMP 오류 통지 제한을 묻는다. ICMP에는 오류 메시지뿐 아니라 Echo와 같은 질의·응답 메시지도 있으므로, 모든 ICMP 메시지에 동일한 금지 규칙을 적용해서는 안 된다.

① X: 수신한 ICMP 오류 메시지 때문에 또 다른 ICMP 오류 메시지를 생성해서는 안 된다. **오류에 대한 오류 통지를 금지**하여 메시지가 연쇄적으로 발생하는 것을 막는다. 다만 Echo Request 같은 비오류 ICMP 메시지까지 모두 오류 통지의 대상에서 제외된다는 뜻은 아니다.

② O: 단편화된 IPv4 데이터그램에서는 단편 오프셋이 0인 첫 번째 단편만 오류 통지 대상이 될 수 있고, 그 외 단편에 대해서는 ICMP 오류를 보내지 않는다. 여기서 첫 번째는 도착 순서가 아니라 원래 데이터그램의 첫 부분을 뜻한다. 첫 단편이라도 다른 금지 조건에 해당하면 오류 통지를 보내지 않는다.

③ O: 목적지가 IP 멀티캐스트인 데이터그램에 대해서는 ICMPv4 오류 메시지를 생성하지 않는다. 여러 수신자가 같은 전송에 오류 통지를 보내 발생할 수 있는 메시지 폭증을 방지하기 위한 제한이다. 이 설명을 예외 규칙이 다른 ICMPv6에 그대로 확대해서는 안 된다.

④ O: 외부 네트워크에서 받은 데이터그램의 출발지 주소가 0.0.0.0이나 127.0.0.0 계열처럼 정상적인 회신 대상이 될 수 없는 특수 주소이면 오류 통지를 보내지 않는다. 핵심은 유효한 단일 송신자에게 회신할 수 있는지이며, 호스트 내부에서 사용하는 루프백 통신 자체나 모든 특수 목적 주소의 동작을 일괄적으로 금지한다는 뜻은 아니다.

NoteBase

문 39. 다음 보기에서 설명하고 있는 프로토콜로 맞는 것은?

- 전자메일 서버에 접속하여 메일 정보를 가져온다.
- 전자메일 서버에서 메시지를 삭제하거나 유지할 수 있다.
- 전자메일 서버에 편지함을 생성/삭제하거나 이름을 변경할 수 있다.

① SMTP(Simple Mail Transfer Protocol)

② MIME(Multipurpose Internet Mail Extention)

③ POP(Post Office Protocol)

④ IMAP(Internet Mail Access Protocol)

정답 4번

간단한 해설

IMAP은 서버의 메시지를 조회·관리하고 **서버 편지함의 생성·삭제·이름 변경**도 지원한다. 단순한 메일 수신이나 삭제보다 이 편지함 관리 기능이 POP와 구별되는 결정적 단서이다.

대응 관계 해설

메일 정보 가져오기: IMAP은 서버에 저장된 메시지의 헤더·본문·상태 등을 클라이언트에서 조회하는 프로토콜이다. 메일을 서버에 둔 채 필요한 내용을 가져와 처리할 수 있다.

메시지 삭제 또는 유지: IMAP에서는 서버의 메시지를 보존하면서 읽거나, 삭제 대상으로 표시한 뒤 삭제를 반영할 수 있다. 다만 POP도 가져온 메일을 서버에서 삭제하거나 남기는 사용 방식이 가능하므로 **삭제·유지 여부만으로 두 프로토콜을 구별하지는 않는다**.

서버 편지함 관리: IMAP은 서버에 편지함을 만들고 없애거나 이름을 바꾸는 기능을 제공한다. CREATE, DELETE, RENAME이 각각 이에 대응한다. **서버 편지함 자체를 관리한다**는 마지막 조건이 핵심 단서이다.

SMTP는 메일의 발송·전달을 담당하고, MIME은 첨부파일·다양한 문자와 내용 형식을 표현하기 위한 메시지 형식 확장이다. POP는 메일을 가져오는 데 쓰이지만 위와 같은 서버 편지함 관리 기능을 제공하지 않는다. 세 조건을 함께 만족하는 선택지는 ④의 IMAP이며, 정식 명칭은 Internet Message Access Protocol이다.

NoteBase

문 40. 16개의 C클래스 주소를 합하여 하나의 네트워크로 사용할 경우 넷마스크 값으로 맞는 것은?

① 255.255.228.0

② 255.255.240.0

③ 255.255.255.228

④ 255.255.255.240

정답 2번

간단한 해설

/24 네트워크 16개를 집계하면 접두부를 $\log_2 16 = 4$비트 줄여 **/20**이 된다. 이에 해당하는 마스크는 **255.255.240.0**이므로 정답은 ②이다.

계산 과정

C클래스 네트워크 하나는 기본적으로 /24이며 주소 256개를 포함한다. 16개를 정확히 하나의 블록으로 합치면 주소 수는 $16 \times 256 = 4096 = 2^{12}$개이다.

IPv4 주소는 32비트이므로 합친 블록의 호스트 부분은 12비트, 네트워크 접두부는 $32 - 12 = 20$**비트**이다. 같은 계산을 $24 - \log_2 16 = 24 - 4 = 20$으로도 할 수 있다.

/20 마스크는 앞의 20비트가 1이고 나머지가 0이므로 11111111.11111111.11110000.00000000이다. 세 번째 옥텟은 $128 + 64 + 32 + 16 = 240$이므로 **255.255.240.0**, 정답은 ②이다.

이 집계가 성립하려면 16개의 /24 네트워크가 연속이고 /20 경계에 정렬되어야 한다. 임의로 흩어진 16개 네트워크를 항상 이 마스크로 정확히 합칠 수 있는 것은 아니다. 또한 주소 블록 크기를 계산하는 문제이므로 네트워크·브로드캐스트 주소를 먼저 빼서 계산하지 않는다.

NoteBase