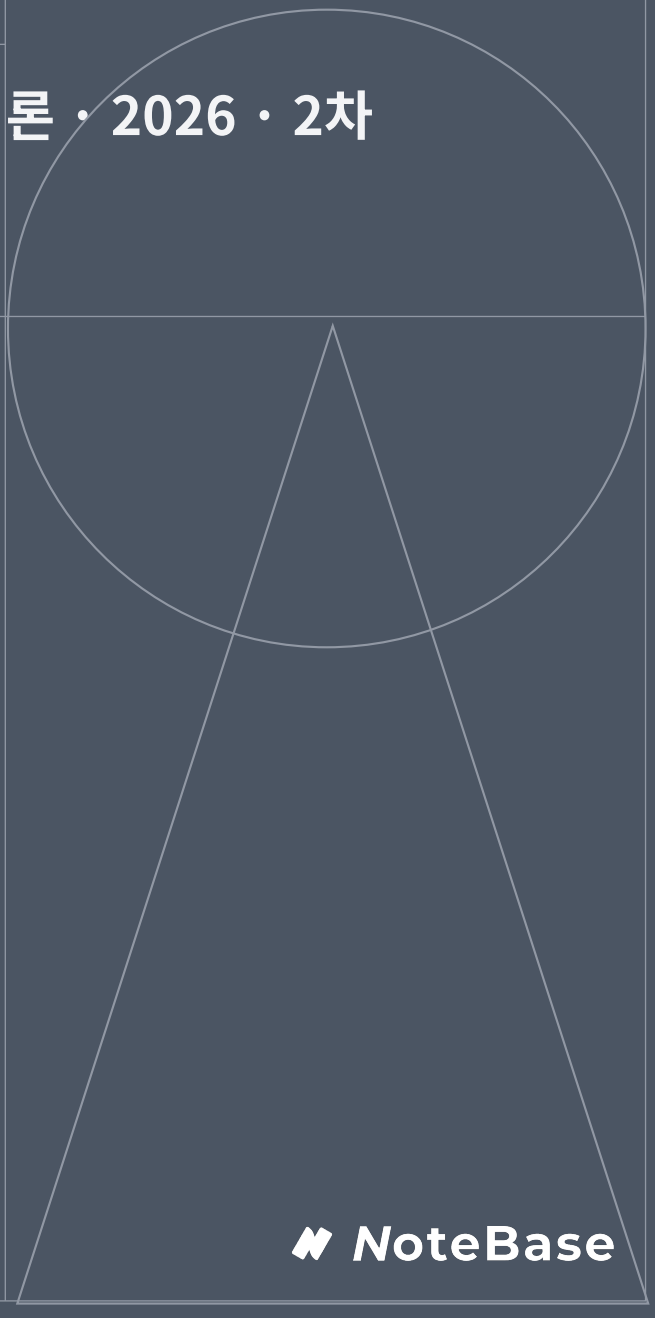
# 기출OX 해설집

공무원/국가직/7급 · 통신이론 · 2026 · 2차



NoteBase

# 기출OX 해설집

## 공무원/국가직/7급 · 통신이론 · 2026 · 2차

**공무원/국가직/7급 · 통신이론 · 2026 · 2차**

**문 1. 반송파 양측파대(DSB－LC) 변조에 대한 설명으로 옳지 않은 것은?**

① DSB－LC 변조는 동기식 수신기로 원 신호의 복원이 불가능하다.

② 실수 신호를 DSB－LC 변조한 경우, 반송파 신호를 기준으로 상측파대와 하측파대의 진폭스펙트럼이 대칭이다.

③ DSB－LC 변조는 수신기에서 반송파 복원이라는 과정이 필요 없으므로 DSB－SC 수신기에 비해 간단히 구현 가능하다는 장점이 있다.

④ DSB－LC 변조에서 변조지수를 작게 할수록 송신 신호의 전체 전력 중 반송파 신호가 차지하는 비가 커지므로 전력효율이 낮아진다.

**정답 1번**

**간단한 해설**

DSB－LC 신호는 **동기 검파로도 원 신호를 복원할 수 있다**. 포락선 검파로 수신기를 간단히 만들 수 있다는 장점이 동기 검파를 사용할 수 없다는 뜻은 아니다.

NoteBase

**선지별 해설**

① X: 동기 검파는 수신 신호에 반송파와 **주파수·위상이 일치하는 국부 반송파**를 곱하고, 저역통과필터로 고주파 성분을 제거하는 방식이다. DSB－LC 신호에 이를 적용하면 직류 성분과 원 신호에 비례하는 성분이 남는다. 직류 성분을 제거하고 크기를 조정하면 원 신호를 얻으므로, '복원이 불가능하다'는 '복원이 가능하다'로 고친다.

② O: 실수 신호는 양의 주파수와 음의 주파수에서 진폭스펙트럼이 대칭이다. 이를 반송파 주파수 부근으로 이동시키면, 반송파 주파수보다 높은 상측파대와 낮은 하측파대가 생긴다. 따라서 **반송파 주파수에서 같은 거리**에 있는 상·하측파대 성분의 진폭이 같다.

③ O: DSB－LC는 반송파를 함께 전송하므로, 과변조가 없고 반송파 주파수가 원 신호의 대역폭보다 충분히 높으면 **포락선 검파**로 복원할 수 있다. 포락선 검파는 신호의 진폭 변화를 추적하므로 수신기에서 위상이 맞는 반송파를 따로 복원할 필요가 없다. 반송파가 억압된 DSB－SC는 일반적으로 반송파 복원이 필요한 동기 검파를 사용하므로, DSB－LC의 포락선 검파 수신기가 더 간단하다.

④ O: 전력효율은 전체 송신 전력 중 정보를 전달하는 측파대 전력의 비율이다. 반송파 자체는 원 신호의 변화를 담지 않는다. 같은 원 신호 파형에서 변조지수를 줄이면 **반송파 전력에 대한 측파대 전력의 비**가 작아진다. 따라서 전체 전력에서 반송파가 차지하는 비율은 커지고, 정보 전달에 쓰이는 전력의 비율인 전력효율은 낮아진다.

NoteBase

**문 2. 입력 $x(t)$에 대하여 시스템의 출력이 $y(t) = tx^2(t-1)$이다. 이 시스템의 특성을 바르게 나열한 것은?**

① 선형, 시불변

② 선형, 시변

③ 비선형, 시불변

④ 비선형, 시변

**정답 4번**

**간단한 해설**

입력 신호를 2배로 하면 제곱 때문에 출력은 4배가 되므로 **비선형**이다. 또한 입력을 지연해도 앞의 시간 계수 $t$는 함께 지연되지 않아, 원래 출력을 지연한 결과와 달라지므로 **시변**이다.

**핵심 풀이**

선형성: 선형 시스템은 입력을 상수배하면 출력도 같은 상수배가 되어야 한다. 주어진 시스템에서 입력을 $2x(t)$로 바꾸면 출력은 $t[2x(t-1)]^2 = 4tx^2(t-1)$이다. 원래 출력의 2배가 아니라 4배이므로 **동차성을 만족하지 않아 비선형**이다.

시불변성: 입력을 $\tau$만큼 지연했을 때의 출력이 원래 출력을 같은 만큼 지연한 것과 같아야 한다. 지연된 입력 $x(t-\tau)$를 시스템에 넣으면 출력은 $tx^2(t-\tau-1)$이다. 반면 원래 출력을 지연하면 $y(t-\tau) = (t-\tau)x^2(t-\tau-1)$이다. 두 식의 앞 계수가 각각 $t$, $t-\tau$로 일반적으로 다르므로 **시변 시스템**이다. 고정 지연 $t-1$ 자체가 아니라, 신호에 곱해지는 시간 계수 $t$가 이 차이를 만든다.

이 시스템의 특성은 '비선형, 시변'이다.

NoteBase

**문 3. AWGN 채널에서 대역폭 $B = 1$ [MHz]이고 신호대잡음비(SNR)가 7인 경우, 채널 용량[Mbps]은?**

① 1

② 3

③ 7

④ 8

**정답 2번**

**간단한 해설**

AWGN 채널의 용량은 **샤논의 채널 용량 공식** $C = B\log_2(1 + \text{SNR})$으로 구한다. SNR가 7이면 로그값이 3이므로, 대역폭 1 MHz에서 채널 용량은 3 Mbps이다.

**계산 과정**

AWGN은 가산 백색 가우스 잡음이며, 이 채널의 용량에는 샤논의 공식 $C = B\log_2(1 + \text{SNR})$을 적용한다. C는 채널 용량, B는 대역폭이고, SNR는 신호 전력과 잡음 전력의 비이다. **B를 Hz로 대입하면 C의 단위는 bit/s**가 된다.

주어진 SNR는 dB값이 아닌 **전력비 7**이므로 그대로 대입한다. $\log_2(1 + 7) = \log_2 8 = 3$이다. 이 값은 대역폭 1 Hz당 채널 용량이 3 bit/s임을 뜻한다.

대역폭 1 MHz는 $10^6$ Hz이므로 $C = 10^6 \cdot 3 = 3 \cdot 10^6$ bit/s이다. 따라서 채널 용량은 3 Mbps로, ②의 3에 해당한다.

NoteBase

**문 4. 표는 그레이 코드가 적용된 8PSK의 신호 위상 변화를 나타낸다. (가)~(라)에 들어갈 코드를 바르게 연결한 것은?**

| 신호 위상 | 그레이 코드 |
|---|---|
| $0$ | (가) |
| $\pi/4$ | $001$ |
| $2\pi/4$ | (나) |
| $3\pi/4$ | $010$ |
| $4\pi/4$ | (다) |
| $5\pi/4$ | $111$ |
| $6\pi/4$ | (라) |
| $7\pi/4$ | $100$ |

① (가): 000, (나): 011, (다): 110, (라): 101

② (가): 110, (나): 011, (다): 000, (라): 101

③ (가): 000, (나): 101, (다): 110, (라): 011

④ (가): 101, (나): 011, (다): 110, (라): 000

**정답 1번**

**간단한 해설**

그레이 코드는 **인접한 위상의 코드가 한 비트만 다르게** 배치된다. 8PSK에서는 위상이 원형으로 이어지므로 표의 마지막 코드 100과 첫 번째 코드 사이에도 이 조건이 성립해야 한다.

NoteBase

**빈칸별 해설**

8PSK는 원 위의 8개 위상에 서로 다른 3비트 코드를 대응시키는 변조 방식이다. 그레이 코드에서는 위상 차이가 $\frac{\pi}{4}$인 이웃한 두 신호의 코드가 한 비트만 다르다. 이 조건은 **마지막 위상과 처음 위상 사이에도** 적용된다.

(가) 000: 위상 0은 $\frac{\pi}{4}$의 001뿐 아니라 원형으로 맞닿는 $\frac{7\pi}{4}$의 100과도 인접한다. 000은 001과 맨 오른쪽 비트만 다르고, 100과 맨 왼쪽 비트만 달라 **양쪽 이웃과 한 비트씩** 차이 난다.

(나) 011: 위상 $\frac{2\pi}{4}$의 양옆에는 001과 010이 있다. 011은 001과 가운데 비트만 다르고, 010과 맨 오른쪽 비트만 다르다.

(다) 110: 위상 $\frac{4\pi}{4}$의 양옆에는 010과 111이 있다. 110은 010과 맨 왼쪽 비트만 다르고, 111과 맨 오른쪽 비트만 다르다.

(라) 101: 위상 $\frac{6\pi}{4}$의 양옆에는 111과 100이 있다. 101은 111과 가운데 비트만 다르고, 100과 맨 오른쪽 비트만 다르다.

(가) 000, (나) 011, (다) 110, (라) 101을 넣으면 8개 코드가 중복 없이 배치되고, 원을 한 바퀴 도는 동안 모든 인접 코드가 한 비트씩만 달라진다. 이 조합은 ①과 일치한다.

NoteBase

**문 5. 직접 시퀀스 대역확산 시스템에서 BPSK 방식으로 이진 정보 시퀀스를 전송한다. 칩률이 $10^7$ [chips/sec]인 PN(Pseudo Noise) 부호를 사용하여 비트 전송률이 $10^3$ [bps]인 정보 데이터를 대역확산 시킨 경우, 처리 이득[dB]은?**

① 20

② 30

③ 40

④ 50

**정답 3번**

**간단한 해설**

직접 시퀀스 대역확산의 처리 이득은 **칩률을 정보 비트율로 나눈 비**로 구한다. 이 비가 $10^4$이므로, dB로 환산하면 $10\log_{10}(10^4) = 40$ dB이다.

**계산 과정**

직접 시퀀스 방식은 정보 비트에 더 빠른 PN 부호를 곱하여 대역을 확산한다. 칩률을 $R_c$, 정보 비트율을 $R_b$라 하면, 선형 척도의 처리 이득은 $G_p = \frac{R_c}{R_b}$이다. 이는 **정보 1비트 동안 전송되는 칩 수**이며, 대역이 확산되는 비율을 나타낸다. BPSK는 한 심벌에 1비트를 전송하므로 정보 심벌률과 비트율이 같다.

주어진 값은 $R_c = 10^7$ chips/sec, $R_b = 10^3$ bps이다. 따라서 $G_p = \frac{10^7}{10^3} = 10^4$이다. 즉, 정보 1비트에 10,000개의 칩이 대응한다.

처리 이득을 dB로 나타낼 때는 **선형 이득에 상용로그를 취하고 10을 곱한다**. 따라서 $G_{p,\,\mathrm{dB}} = 10\log_{10}(10^4) = 40$ dB이다.

계산한 처리 이득은 40 dB로, ③의 40에 해당한다.

NoteBase

**문 6. 정지궤도 위성과 비교하여 저궤도 위성통신 시스템의 특징에 대한 설명으로 옳지 않은 것은? (단, 동일한 주파수 대역을 사용한다)**

① 도플러 영향이 크다.

② 동일한 송신 전력에 대한 수신 전력이 크다.

③ 전파 지연이 크다.

④ 연속 서비스를 위해 더 많은 위성으로 구성된다.

**정답 3번**

**간단한 해설**

③의 '전파 지연이 크다'는 설명은 반대이다. 저궤도 위성은 정지궤도 위성보다 지상과의 **통신 거리가 짧아 전파 지연이 작다**.

**선지별 해설**

① O: 도플러 효과는 송신기와 수신기의 상대운동으로 수신 주파수가 달라지는 현상이다. 정지궤도 위성은 지상에서 거의 고정되어 보이지만, 저궤도 위성은 지상 관측자에 대해 빠르게 이동한다. 이에 따라 위성과 지상국 사이의 거리가 변하는 속도가 커서 **도플러 주파수 편이가 크다**.

② O: 저궤도 위성은 지상국과의 거리가 짧아 **자유공간 경로 손실이 작다**. 같은 주파수 대역에서 송신 전력과 송수신 안테나 이득 등 다른 조건이 같다면, 거리가 짧을수록 수신 전력이 커진다.

③ X: 전파 지연은 전파가 통신 경로를 이동하는 데 걸리는 시간이다. 전파 속도가 같으면 이동 거리가 짧을수록 걸리는 시간도 짧다. 저궤도 위성은 정지궤도 위성보다 통신 경로가 짧으므로, '전파 지연이 크다'를 **'전파 지연이 작다'**로 고쳐야 한다.

④ O: 저궤도 위성은 고도가 낮아 위성 하나가 담당하는 지상 범위가 좁고, 이동하면서 특정 지상국의 통신 가능 범위를 벗어난다. 따라서 같은 지역에 연속 서비스를 제공하려면 **여러 위성을 배치하여 통신을 차례로 넘겨주어야 한다**. 같은 서비스 범위를 지속적으로 담당하려면 정지궤도 시스템보다 많은 위성이 필요하다.

NoteBase

**문 7. 대역확산 통신 시스템에 대한 설명으로 옳지 않은 것은?**

① 군 통신에서 시작되고 개발되었지만 현재 CDMA 이동통신에서도 활용되고 있다.

② 주파수 도약 대역확산 방식은 PN 부호를 정보 비트 신호 열에 곱하여 대역을 확산하는 방식이다.

③ PN 부호는 랜덤 부호와 유사한 특성을 지니지만 통계적인 특성이 일정하여 대역확산 통신 시스템에서 사용된다.

④ PN 부호 생성기는 시프트 레지스터와 모듈로-2 덧셈기로 구성할 수 있다.

**정답 2번**

**간단한 해설**

②의 'PN 부호를 정보 비트 신호 열에 곱하는 방식'은 **직접확산 방식**이다. 주파수 도약 방식은 PN 부호가 정하는 순서에 따라 **반송파 주파수를 바꾸는 방식**이다.

**선지별 해설**

① O: 대역확산은 신호를 정보 전송에 필요한 최소 대역폭보다 넓은 대역에 퍼뜨리는 기술이다. 방해 전파에 대한 내성을 높이고 신호의 탐지를 어렵게 하려는 군 통신의 필요에서 개발되었으며, CDMA 이동통신에도 활용된다. CDMA에서는 **사용자별 확산 부호로 신호를 구분**하여 여러 사용자가 같은 주파수 대역을 공유할 수 있다.

② X: 정보 신호에 정보 비트율보다 높은 칩률의 PN 부호를 곱해 대역을 넓히는 것은 **직접확산 방식(DSSS)**이다. 칩은 확산 부호를 이루는 개별 신호 단위이며, 빠르게 변하는 부호를 곱하면 전송 신호의 대역폭이 넓어진다. **주파수 도약 방식(FHSS)**은 PN 부호로 정한 도약 순서에 따라 반송파 주파수를 여러 주파수 채널 사이에서 바꾼다. 즉, 선지의 '주파수 도약 대역확산 방식'을 '직접확산 방식'으로 고쳐야 한다.

③ O: PN 부호는 겉보기에는 무작위인 부호열과 비슷하지만, 정해진 생성 규칙에 따라 만들어지는 의사잡음 부호이다. 따라서 **같은 규칙과 초기 상태로 재현**할 수 있고, 주기성과 상관 특성 등도 정해져 있다. 송수신기가 이처럼 알려진 특성의 부호를 공유하고 동기를 맞출 수 있으므로 대역확산과 역확산에 이용할 수 있다.

④ O: PN 부호는 시프트 레지스터의 일부 출력을 피드백하는 선형 피드백 시프트 레지스터로 생성할 수 있다. 이때 선택한 출력 비트들을 **모듈로-2 덧셈**하여 다음 입력 비트를 만든다. 모듈로-2 덧셈은 올림을 버리는 이진 덧셈으로 XOR 연산과 같으며, 두 입력이 같으면 0, 다르면 1이 된다. 따라서 시프트 레지스터와 모듈로-2 덧셈기로 PN 부호 생성기를 구성할 수 있다.

NoteBase

**문 8. OFDM에 대한 설명으로 옳지 않은 것은?**

① 변조와 다중화를 결합한 방식이다.

② 평탄 페이딩(flat fading)을 주파수 선택적인 페이딩으로 바꾸는 효과가 있다.

③ 인접 서브 채널과 주파수 대역이 겹쳐도 되는 이유는 서로 직교하기 때문이다.

④ 순환전치(cyclic prefix)는 신호의 직교성을 유지하기 위한 것이다.

**정답 2번**

**간단한 해설**

②의 설명은 페이딩의 관계를 반대로 서술했다. OFDM은 넓은 대역의 주파수 선택적 페이딩 채널을 여러 좁은 서브채널로 나누어, **각 서브채널에서는 평탄 페이딩으로 다룰 수 있게** 한다.

**선지별 해설**

① O: OFDM은 고속 데이터열을 여러 저속 데이터열로 나누고, 각 데이터열로 서로 직교하는 부반송파를 변조하여 동시에 전송한다. 각 부반송파에 QAM이나 PSK 등의 **변조를 적용하면서 주파수 영역에서 다중화**하므로, 변조와 다중화를 결합한 방식이다.

② X: 주파수 선택적 페이딩은 신호 대역 안에서 주파수에 따라 채널의 이득이 달라지는 현상이고, 평탄 페이딩은 신호 대역 안에서 이득이 거의 일정한 경우이다. OFDM에서는 각 서브채널의 대역폭을 채널의 상관대역폭보다 충분히 좁게 하여 **주파수 선택적 페이딩을 서브채널별 평탄 페이딩으로 다룬다**. 물리적 채널 자체를 바꾸는 것이 아니라, 각 서브채널이 겪는 주파수 응답을 거의 일정하게 볼 수 있도록 전송 대역을 나누는 것이다.

③ O: 부반송파들이 직교한다는 것은 유효 심벌 구간에서 서로 다른 부반송파의 내적이 0이라는 뜻이다. 따라서 **주파수 스펙트럼이 겹쳐도** 동기가 맞는 이상적인 수신 조건에서는 FFT로 각 부반송파의 데이터를 분리할 수 있다. 스펙트럼의 비중첩이 아니라 직교성이 서브채널 분리의 근거이다.

④ O: 순환전치는 OFDM 심벌의 끝부분을 복사하여 앞에 붙인 보호구간이다. **순환전치 길이가 채널의 최대 초과 지연 이상**이고 수신 동기가 맞으며 심벌 동안 채널이 거의 일정하면, 수신기는 순환전치를 제거한 유효 구간에서 이전 심벌의 간섭을 피할 수 있다. 또한 다중경로 채널의 작용을 순환 컨볼루션으로 나타낼 수 있어 FFT로 부반송파를 분리할 때 직교성이 유지된다.

NoteBase

**문 9. 자유공간손실은 거리의 제곱에 비례하므로, 두 링크의 손실 차이는 거리비에 상용로그를 취해 20을 곱하는 방식으로 계산할 수 있다. 고도 36,000 [km]인 정지궤도 링크와 고도 600 [km]인 저궤도 링크에서 위성이 모두 천정 방향에 있고 동일한 주파수를 사용할 때, 두 링크의 자유공간손실 차이[dB]는? (단, $\log_{10} 2 = 0.3$, $\log_{10} 3 = 0.48$로 가정한다)**

① 17.8

② 21.4

③ 35.6

④ 71.2

**정답 3번**

**간단한 해설**

두 위성이 천정 방향에 있으므로 링크 거리의 비는 60이다. 동일 주파수에서 자유공간손실 차이는 **거리비의 상용로그에 20을 곱한 값**이므로 $20\log_{10} 60 = 35.6$ dB이다.

**계산 과정**

거리비: 위성이 **천정 방향**에 있으면 지상에서 위성까지의 거리는 위성의 고도와 같다. 정지궤도와 저궤도 링크의 거리를 각각 $d_G$, $d_L$이라 하면, 거리비는 $\frac{d_G}{d_L} = \frac{36{,}000}{600} = 60$이다. 두 거리의 단위가 모두 km이므로 단위 변환은 필요 없으며, 정지궤도 링크의 거리가 60배라는 뜻이다.

손실 차이의 식: 동일 주파수에서 자유공간손실은 거리의 제곱에 비례한다. 따라서 선형 손실비는 $\left(\frac{d_G}{d_L}\right)^2$이다. 전력비를 dB로 나타낼 때는 상용로그에 10을 곱하므로, 제곱의 지수 2가 앞으로 나와 **거리비의 로그에는 20을 곱한다**. 정지궤도 링크의 손실에서 저궤도 링크의 손실을 뺀 값을 $\Delta L$이라 하면 $\Delta L = 20\log_{10} \frac{d_G}{d_L}$이다.

로그 계산: $60 = 2 \times 3 \times 10$이므로 곱의 로그는 각 인수의 로그를 더해 구한다. 주어진 근삿값과 $\log_{10} 10 = 1$을 적용하면 $\log_{10} 60 = 0.3 + 0.48 + 1 = 1.78$이다.

결과: 손실 차이는 $20 \times 1.78 = 35.6$ dB이다. 즉, 정지궤도 링크의 자유공간손실이 저궤도 링크보다 35.6 dB 크며, 이는 ③의 35.6에 해당한다.

NoteBase

**문 10. AWGN 채널의 입력이 랜덤 변수 $X$이고 출력이 랜덤 변수 $Y$일 때, 상호 정보량 $I(X;Y)$ 및 엔트로피 $H$에 대한 설명으로 옳지 않은 것은?**

① $I(X;Y) \le \min\{H(X), H(Y)\}$

② $I(X;Y) = H(X) + H(Y) - H(X,Y)$

③ $I(X;Y) = H(X) - H(X \mid Y)$

④ $I(X;Y) \neq I(Y;X)$

**정답 4번**

**간단한 해설**

상호 정보량은 두 확률변수가 공유하는 정보의 양이므로 **변수의 순서를 바꾸어도 같다**. 따라서 $I(X;Y) = I(Y;X)$이며, 채널의 입력·출력 방향과 상호 정보량의 대칭성은 구별해야 한다.

**선지별 해설**

① O: **이산 엔트로피에서는** 조건부 엔트로피가 0 이상이다. 따라서 $I(X;Y) = H(X) - H(X \mid Y) \le H(X)$이고, 마찬가지로 $I(X;Y) \le H(Y)$이므로 두 엔트로피 중 작은 값을 넘지 않는다. 다만 AWGN 채널의 연속 출력에 미분 엔트로피를 사용하면 조건부 미분 엔트로피는 음수일 수 있어, 이 상한을 그대로 적용할 수 없다. 이산 엔트로피의 성질과 연속변수의 미분 엔트로피를 구분해야 한다.

② O: $H(X,Y)$는 두 변수를 함께 보았을 때의 결합 엔트로피이다. $H(X) + H(Y)$는 각 변수의 불확실성을 따로 더한 값이므로, 여기서 결합 엔트로피를 빼면 **두 변수 사이에 중복되는 정보**인 상호 정보량이 남는다. 따라서 $I(X;Y) = H(X) + H(Y) - H(X,Y)$이다.

③ O: $H(X \mid Y)$는 출력을 관측한 뒤에도 남는 입력의 불확실성이다. 관측 전의 불확실성 $H(X)$에서 이를 빼면 **출력을 통해 줄어든 입력의 불확실성**이 되며, 이것이 상호 정보량 $I(X;Y)$이다.

④ X: 상호 정보량은 **대칭적**이므로 $I(X;Y) = I(Y;X)$로 고쳐야 한다. ②의 식에서 변수의 순서를 바꾸어도 $H(X,Y) = H(Y,X)$이므로 값이 같다. 채널은 입력에서 출력으로 신호를 전달하지만, 공유하는 정보의 양 자체에는 이러한 방향 구별이 없다. 조건부 엔트로피 $H(X \mid Y)$와 $H(Y \mid X)$가 일반적으로 서로 다른 것과 혼동하지 않아야 한다.

NoteBase

**문 11. 두 개의 실수 $X, Y$가 구간 [0, 1]에서 균등하게 랜덤으로 선택된다. 다음과 같이 사건 $A$, $B$, $C$가 정의될 때, 확률 $P[A \cap B \cap C]$는?**

$A = \{X > 0.5\},\ B = \{Y > 0.5\},\ C = \{X < Y\}$

① 0.125

② 0.25

③ 0.5

④ 0.75

**정답 1번**

**간단한 해설**

두 수가 모두 0.5보다 큰 영역의 넓이는 0.25이고, 그중 $X < Y$인 영역은 대각선이 나눈 **절반**이다. 따라서 세 사건이 동시에 일어날 확률은 0.125이다.

**계산 과정**

두 수의 랜덤 선택을 서로 독립인 균등추출로 해석하면, 순서쌍 $(X, Y)$는 한 변의 길이가 1인 단위 정사각형에 균등하게 분포한다. 따라서 구하려는 확률은 **전체 넓이 1에 대한 해당 영역의 넓이 비율**로 계산한다.

사건 $A$와 $B$가 동시에 일어나려면 $X > 0.5$, $Y > 0.5$이어야 한다. 이 영역은 두 좌표가 모두 0.5보다 큰 작은 정사각형이며, 한 변의 길이는 $1 - 0.5 = 0.5$이다. 넓이는 $0.5 \times 0.5 = 0.25$이다.

여기에 사건 $C$의 조건 $X < Y$를 적용하면, 작은 정사각형에서 직선 $Y = X$ 위쪽의 삼각형만 남는다. 이 직선은 작은 정사각형의 대각선이므로 **넓이를 똑같이 둘로 나눈다**. 직선 위의 점들은 연속균등분포에서 확률이 0이므로 엄격한 부등호 때문에 별도로 뺄 확률은 없다.

따라서 $P[A \cap B \cap C] = \frac{1}{2} \cdot 0.25 = 0.125$이며, 이는 ①의 값과 일치한다. 확률이므로 단위는 없다.

NoteBase

**문 12. 신호 $x(t) = 10\cos(2000\pi t)\cos(6000\pi t)$를 에일리어싱 없이 표본화하기 위한 최소 표본화 주파수[kHz]는?**

① 2

② 4

③ 6

④ 8

**정답 4번**

**간단한 해설**

두 코사인의 곱에는 합주파수와 차주파수 성분이 생기므로, 신호의 **최고 주파수는 4 kHz**이다. 나이퀴스트 표본화율은 최고 주파수의 두 배이므로 최소 표본화 주파수는 8 kHz이다.

**계산 과정**

1. 주파수 성분 분리: 코사인 곱의 합차 공식을 적용하면 주어진 신호는 $5\cos(8000\pi t)$와 $5\cos(4000\pi t)$의 합으로 표현된다. 시간 영역에서 두 코사인을 곱하면 **각주파수의 합과 차**에 해당하는 성분이 생긴다.

2. 최고 주파수 계산: 코사인 신호의 표준형 $\cos(2\pi ft)$에서 f는 Hz 단위의 주파수이다. 따라서 두 성분의 주파수는 각각 $\frac{8000\pi}{2\pi} = 4000\text{Hz}$, $\frac{4000\pi}{2\pi} = 2000\text{Hz}$이다. 즉, 4 kHz와 2 kHz 성분이 있으므로 최고 주파수 $f_{\max}$는 4 kHz이다.

3. 최소 표본화 주파수 계산: 표본화하면 신호의 스펙트럼이 표본화 주파수 간격으로 반복된다. 이 스펙트럼들이 겹쳐 에일리어싱이 발생하지 않도록 하는 나이퀴스트 표본화율은 **최고 주파수의 두 배**이다. 따라서 $f_{s,\min} = 2f_{\max}$에 따라 $2 \times 4 = 8$ kHz이며, 이는 ④의 값과 일치한다.

NoteBase

**문 13. 다음 수식으로 표현되는 AM 변조된 신호의 변조지수 $m$과 전력효율 $\eta$를 바르게 연결한 것은?**

$s(t) = 30\cos(200\pi t) + 10\cos(160\pi t) + 10\cos(240\pi t)$

① 변조지수($m$): $\frac{2}{3}$, 전력효율($\eta$): $\frac{1}{11}$
② 변조지수($m$): $\frac{1}{2}$, 전력효율($\eta$): $\frac{1}{9}$
③ 변조지수($m$): $\frac{1}{3}$, 전력효율($\eta$): $\frac{1}{5}$
④ 변조지수($m$): $\frac{2}{3}$, 전력효율($\eta$): $\frac{2}{11}$

**정답 4번**

**간단한 해설**

단일 정현파 AM에서는 **각 측파대의 진폭**이 반송파 진폭의 $\frac{m}{2}$배이므로 $m = \frac{2 \cdot 10}{30} = \frac{2}{3}$이다. 전력효율은 **두 측파대 전력의 합이 전체 전력에서 차지하는 비율**이므로 $\eta = \frac{2}{11}$이다.

**계산 과정**

반송파와 측파대 구분: 반송파는 두 측파대의 중앙 주파수에 있다. 주어진 신호에서 반송파는 $30\cos(200\pi t)$이고, $10\cos(160\pi t)$와 $10\cos(240\pi t)$는 각각 하측파대와 상측파대이다. 따라서 반송파 진폭은 30, 각 측파대 진폭은 10이다.

변조지수 계산: 반송파를 포함하는 단일 정현파 AM 신호는 $s(t) = A_c[1 + m\cos(\omega_m t)]\cos(\omega_c t)$로 나타낸다. 여기서 $A_c$는 반송파 진폭, $\omega_c$와 $\omega_m$은 각각 반송파와 변조 신호의 각주파수이다. 코사인 곱을 합으로 전개하면 변조 성분이 상·하측파대로 나뉘므로 **각 측파대의 진폭**은 $A_c\frac{m}{2}$이다. 따라서 $10 = \frac{30m}{2}$에서 $m = \frac{2 \cdot 10}{30} = \frac{2}{3}$을 얻는다.

전력효율 계산: AM의 전력효율은 정보를 담은 **상·하측파대 전력의 합을 전체 전력으로 나눈 값**이다. 동일한 저항 부하 R에서 진폭 A인 정현파의 평균 전력은 $\frac{A^2}{2R}$이며, 서로 다른 주파수 성분의 평균 전력은 더할 수 있다. 따라서 전력비에서는 공통 인자가 소거되어 진폭의 제곱만 비교하면 된다. 두 측파대의 전력은 각각 같고 둘 다 포함해야 하므로 $\eta = \frac{10^2 + 10^2}{30^2 + 10^2 + 10^2} = \frac{2}{11}$이다.

변조지수 $m = \frac{2}{3}$, 전력효율 $\eta = \frac{2}{11}$이며 둘 다 단위가 없는 비율이다. 이 두 값을 연결한 것은 ④이다.

NoteBase

**문 14. 랜덤 변수 $X$와 $Y$의 결합확률이 아래와 같을 때, $X$의 엔트로피 $H(X)$는?**

| | $Y=0$ | $Y=1$ |
|---|---|---|
| $X=0$ | $\frac{1}{2}$ | $\frac{1}{4}$ |
| $X=1$ | $\frac{1}{4}$ | $0$ |

① $2-\frac{3}{4}\log_2 3$

② $2-\frac{1}{2}\log_2 3$

③ $\frac{3}{4}\log_2 3-1$

④ $\frac{1}{2}\log_2 3-1$

**정답 1번**

**간단한 해설**

결합확률표에서 같은 행의 확률을 더하면 $X$의 **주변확률**은 각각 3/4, 1/4이다. 이를 엔트로피 공식에 대입하면 $H(X)=2-\frac{3}{4}\log_2 3$비트이다.

**계산 과정**

1. 주변확률 구하기: 표의 행은 $X$, 열은 $Y$의 값이다. $X$만의 확률을 구하려면 **같은 행에서 모든 Y의 결합확률을 합한다**. 따라서 $P(X=0)=\frac{1}{2}+\frac{1}{4}=\frac{3}{4}$, $P(X=1)=\frac{1}{4}+0=\frac{1}{4}$이다. 이 두 값은 Y의 값과 관계없이 X가 각각 0, 1일 확률이다.

2. 엔트로피 공식 적용: 엔트로피는 각 결과의 정보량을 그 발생확률로 가중평균한 값이다. $p_x=P(X=x)$라 하면 $H(X)=-\sum_x p_x\log_2 p_x$이다. 로그의 밑이 2이므로 단위는 비트이며, 구한 주변확률을 대입하면 $H(X)=-\frac{3}{4}\log_2\frac{3}{4}-\frac{1}{4}\log_2\frac{1}{4}$이다.

3. 식 정리: $\log_2\frac{3}{4}=\log_2 3-2$, $\log_2\frac{1}{4}=-2$이므로 첫째 항은 $-\frac{3}{4}\log_2 3+\frac{3}{2}$, 둘째 항은 $\frac{1}{2}$이다. 두 항을 더하면 $H(X)=2-\frac{3}{4}\log_2 3$비트로, ①의 식과 일치한다.

NoteBase

**문 15. 광대역 FM 송신기가 100 [MHz]의 반송파 주파수를 사용하고 메시지 신호는 $m(t) = 0.5\cos(2000\pi t)$ [V]이다. 송신기의 주파수 민감도가 $k_f = 40$ [kHz/V]일 때, 카슨의 법칙에 의해 계산한 FM 신호의 전송 대역폭[kHz]은?**

① 82

② 80

③ 42

④ 40

**정답 3번**

**간단한 해설**

최대 주파수 편이 20 kHz와 메시지 주파수 1 kHz를 카슨의 법칙에 적용하면, 전송 대역폭은 **두 값의 합의 두 배**인 42 kHz이다.

**계산 과정**

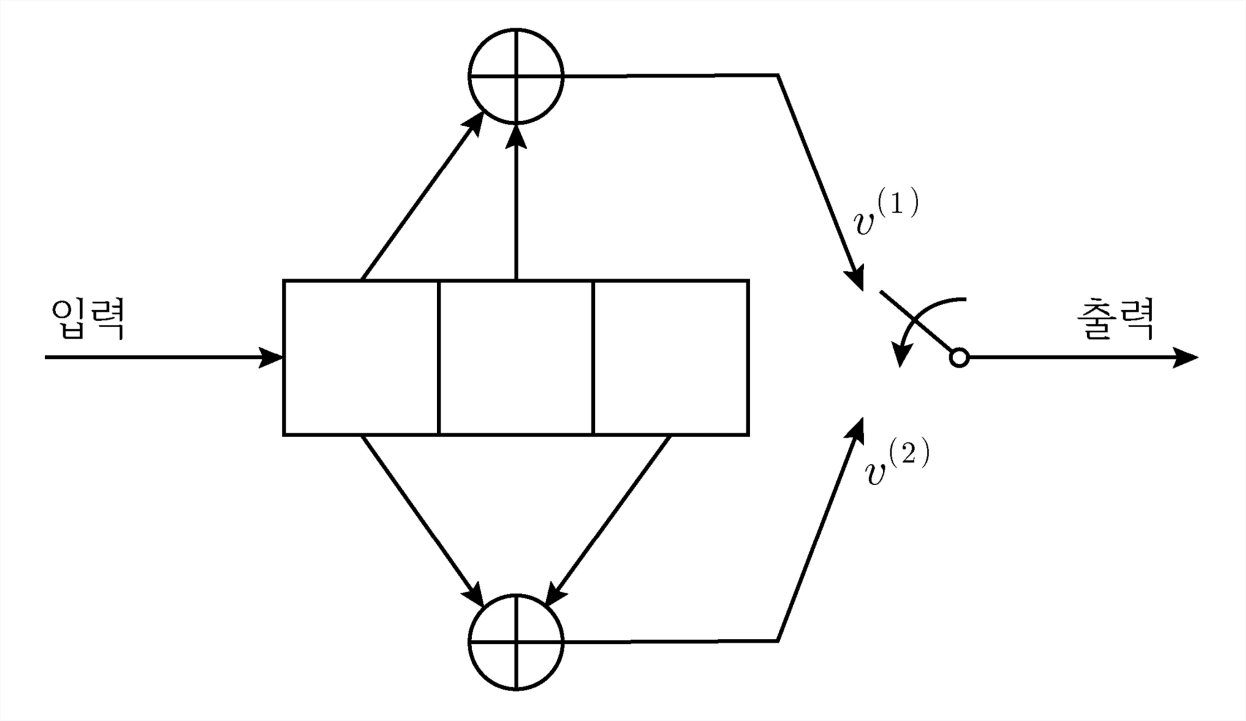
메시지 주파수: 단일 정현파의 표준형 $m(t) = A_m\cos(2\pi f_m t)$와 주어진 신호를 비교하면, 진폭 $A_m$은 0.5 V이고 각주파수는 2000π rad/s이다. **각주파수를 2π로 나누어** 메시지 주파수를 구하면 $f_m = \frac{2000\pi}{2\pi} = 1000\text{Hz}$, 즉 1 kHz이다. 단일 정현파이므로 이 값이 메시지의 최고 주파수이기도 하다.

최대 주파수 편이: 주파수 민감도 $k_f$는 입력 전압 1 V당 반송파 주파수가 변하는 크기이다. 따라서 **메시지의 최대 진폭**을 곱한 $\Delta f = k_f A_m$이 최대 주파수 편이이다. 주어진 값으로 계산하면 $40 \times 0.5 = 20$ kHz이며, 반송파 주파수에서 위아래로 각각 최대 20 kHz만큼 변한다는 뜻이다.

전송 대역폭: 카슨의 법칙은 FM 신호의 주요 측파대를 포함하는 대역폭을 $B \approx 2(\Delta f + f_m)$으로 근사한다. 최대 주파수 편이에 메시지 최고 주파수를 더한 뒤, 반송파의 위아래 양쪽 대역을 포함하도록 두 배 한다. 두 주파수를 kHz로 통일하여 대입하면 $2 \times (20 + 1) = 42$ kHz이므로 ③의 42에 해당한다. 반송파 주파수 100 MHz는 스펙트럼의 중심 위치를 정하며, 이 대역폭 계산에는 직접 들어가지 않는다.

NoteBase

**문 16. 다음 그림은 길쌈부호기를 나타낸 것이다. 시프트 레지스터를 0,0,0으로 초기화한 후 입력 비트로 1,1을 순차적으로 입력할 때, 초기 출력 4비트는? (단, 출력 비트는 $v^{(1)}$, $v^{(2)}$ 순서로 출력된다)**




① 1,1,0,1

② 1,0,0,1

③ 0,1,0,1

④ 0,1,1,1

**정답 1번**

**간단한 해설**

길쌈부호기의 덧셈은 **배타적 논리합(XOR)**이므로 1과 1을 더하면 0이 된다. 입력 1,1에 따른 출력 쌍은 차례로 (1,1), (0,1)이므로 초기 출력은 1,1,0,1이다.

NoteBase

**계산 과정**

그림의 시프트 레지스터 값을 왼쪽부터 a, b, c라고 하자. 입력 비트가 들어오면 기존 값은 오른쪽으로 한 칸씩 이동하고 새 비트가 왼쪽 칸에 저장된다. 위쪽 덧셈기는 왼쪽·가운데 칸에, 아래쪽 덧셈기는 왼쪽·오른쪽 칸에 연결되어 있으므로 $v^{(1)} = a \oplus b$, $v^{(2)} = a \oplus c$이다. 여기서 ⊕는 **2로 나눈 나머지를 취하는 덧셈**으로, 두 비트가 같으면 0, 다르면 1이다.

첫 번째 입력 1: 초기 상태 (0,0,0)에서 레지스터는 (1,0,0)이 된다. 따라서 $v^{(1)} = 1 \oplus 0 = 1$, $v^{(2)} = 1 \oplus 0 = 1$이므로 첫 출력 쌍은 (1,1)이다.

두 번째 입력 1: 앞서 저장된 1이 가운데 칸으로 이동하고 새 1이 왼쪽 칸에 들어가므로 레지스터는 (1,1,0)이 된다. 따라서 $v^{(1)} = 1 \oplus 1 = 0$, $v^{(2)} = 1 \oplus 0 = 1$이므로 두 번째 출력 쌍은 (0,1)이다.

각 입력에 대해 **위쪽 출력 뒤에 아래쪽 출력**을 이어 붙인다. 즉 $v^{(1)}$, $v^{(2)}$ 순서로 (1,1), (0,1)을 출력하므로 초기 출력 4비트는 1,1,0,1이며, ①과 일치한다.

NoteBase

**문 17. 신호 $x(t) = 5\cos(3000\pi t + \frac{\pi}{2}) + 4\cos(2000\pi t + \frac{\pi}{3})$을 나이퀴스트 샘플링 주파수의 두배로 1분 동안 샘플링했다. 8비트 양자화기를 사용하는 경우, 총 발생된 비트 수[kbits]는?**

① 960

② 1440

③ 1920

④ 2880

**정답 4번**

**간단한 해설**

신호의 최고 주파수는 1500 Hz이므로 나이퀴스트 샘플링 주파수는 3000 Hz이고, 실제로는 **그 두 배인 6000 Hz**로 샘플링한다. 60초 동안 얻은 360000개 표본을 각각 8비트로 표현하므로 총 2880 kbits가 발생한다.

**계산 과정**

1. 최고 주파수 구하기: 코사인 신호의 각주파수는 $\omega = 2\pi f$이므로 주파수는 $f = \frac{\omega}{2\pi}$이다. 두 성분의 주파수는 각각 $\frac{3000\pi}{2\pi} = 1500\text{Hz}$, $\frac{2000\pi}{2\pi} = 1000\text{Hz}$이다. 따라서 최고 주파수는 $f_{\max} = 1500\text{Hz}$이다. 진폭 5와 4, 위상은 각 성분의 주파수를 바꾸지 않는다.

2. 실제 샘플링 주파수 구하기: 최고 주파수가 정해진 저역통과 신호의 나이퀴스트 샘플링 주파수는 최고 주파수의 두 배이다. 따라서 $f_N = 2f_{\max} = 3000\text{Hz}$이다. 문제에서는 **나이퀴스트 샘플링 주파수의 두 배**를 사용하므로 실제 샘플링 주파수는 $f_s = 2f_N = 6000\text{Hz}$이다. 이는 1초에 표본 6000개를 얻는다는 뜻이다.

3. 표본 수 구하기: 샘플링 시간은 1분 = 60초이다. 표본 수 N은 초당 표본 수에 시간을 곱한 값이므로 N = 6000 × 60 = 360000개이다.

4. 총 비트 수 구하기: 8비트 양자화기는 **표본 하나를 8비트로 표현**한다. 따라서 총 비트 수 B는 표본 수에 표본당 비트 수를 곱한 B = 360000 × 8 = 2880000 bits이다. 1 kbit = 1000 bits이므로 $B = \frac{2880000}{1000} = 2880\text{kbits}$이며, 선택지 ④의 값과 일치한다.

NoteBase

**문 18. 무선 이동통신 채널에서 전송신호의 심볼주기 $T_s$, 대역폭 $B_s$, 코히런스 시간(coherence time) $T_c$, 코히런스 대역폭(coherence bandwidth) $B_c$라고 할 때, 다음 설명 중 옳은 것은?**

① 주파수 선택적, 느린 페이딩 채널: $B_s < B_c$, $T_s > T_c$

② 주파수 선택적, 빠른 페이딩 채널: $B_s > B_c$, $T_s < T_c$

③ 주파수 비선택적, 빠른 페이딩 채널: $B_s > B_c$, $T_s > T_c$

④ 주파수 비선택적, 느린 페이딩 채널: $B_s < B_c$, $T_s < T_c$

**정답 4번**

**간단한 해설**

신호 대역폭이 코히런스 대역폭보다 좁으면 신호의 주파수 성분들이 거의 같은 채널 영향을 받으므로 **주파수 비선택적 페이딩**이 된다. 심볼주기가 코히런스 시간보다 짧으면 한 심볼 동안 채널이 거의 변하지 않으므로 **느린 페이딩**이 된다.

**선지별 해설**

코히런스 대역폭 $B_c$는 채널의 주파수 응답을 거의 일정하게 볼 수 있는 주파수 범위이고, 코히런스 시간 $T_c$는 채널 특성이 거의 유지되는 시간 간격이다. 주파수 선택성은 $B_s$와 $B_c$를, 페이딩의 빠르기는 $T_s$와 $T_c$를 비교하여 각각 판단한다.

① X: $B_s < B_c$이면 신호 대역 내 채널 응답이 거의 일정하므로 주파수 비선택적이고, $T_s > T_c$이면 한 심볼을 보내는 동안에도 채널이 변하므로 빠른 페이딩이다. 선지에 적힌 **주파수 선택적·느린 페이딩**의 조건으로 고치려면 $B_s > B_c$, $T_s < T_c$로 두 부등호를 모두 바꾸어야 한다.

② X: $B_s > B_c$이면 신호 대역 내 주파수 성분들이 서로 다른 채널 영향을 받으므로 주파수 선택적이라는 설명은 성립한다. 그러나 $T_s < T_c$이면 한 심볼 동안 채널이 거의 유지되므로 **느린 페이딩**이다. 빠른 페이딩의 조건은 $T_s > T_c$이다.

③ X: $T_s > T_c$는 빠른 페이딩의 조건이지만, $B_s > B_c$는 **주파수 선택적 페이딩**의 조건이다. 주파수 비선택적·빠른 페이딩의 조건은 $B_s < B_c$, $T_s > T_c$이다.

④ O: $B_s < B_c$이면 신호 대역이 채널 응답이 거의 일정한 범위 안에 들어가므로 주파수 비선택적 페이딩이다. 또한 $T_s < T_c$이면 **한 심볼 동안 채널 특성이 거의 유지**되므로 느린 페이딩이다. 두 조건이 선지의 분류와 모두 일치한다.

NoteBase

**문 19. 랜덤 변수 $X$의 확률밀도함수가 $f_X(x)$일 때, 랜덤 변수 $Y$의 확률밀도함수 $f_Y(y)$는? (단, $Y = 2X + 4$이다)**

① $\frac{1}{2} f_X\left(\frac{y-4}{2}\right)$
② $f_X\left(\frac{y-4}{2}\right)$
③ $\frac{1}{2} f_X\left(\frac{y-2}{4}\right)$
④ $f_X\left(\frac{y-2}{4}\right)$

**정답 1번**

**간단한 해설**

$Y = 2X + 4$에서 역변환은 $x = \frac{y-4}{2}$이다. 값의 범위가 2배로 늘어나므로 **확률을 보존하려면 밀도는 절반**이 되어, $f_Y(y) = \frac{1}{2} f_X\left(\frac{y-4}{2}\right)$이다.

**계산 과정**

역변환: $Y = 2X + 4$는 기울기가 양수인 일대일 변환이다. $Y$의 값이 $y$일 때 대응하는 $X$의 값은 $x = \frac{y-4}{2}$이다. 따라서 원래 밀도함수의 입력에는 **역변환한 값**을 넣는다.

밀도 변환: 누적분포함수를 각각 $F_X$, $F_Y$라 하면, 기울기가 양수이므로 $Y \le y$는 $X \le \frac{y-4}{2}$와 같다. 따라서 $F_Y(y) = F_X\left(\frac{y-4}{2}\right)$이다. 이를 $y$에 대해 미분하면 연쇄법칙에 의해 $f_Y(y) = \frac{1}{2} f_X\left(\frac{y-4}{2}\right)$을 얻는다.

계수의 의미와 선택지 연결: 역변환의 미분값은 $\frac{dx}{dy} = \frac{1}{2}$이다. 이는 $Y$ 쪽의 구간 폭이 $X$ 쪽의 2배가 될 때, **같은 구간 확률을 유지하도록 밀도가 절반으로 줄어든다**는 뜻이다. 도출한 밀도함수는 ①의 식과 일치한다.

NoteBase

**문 20. 랜덤 변수 $X$에 대한 확률밀도함수 $f_X(x)$는 다음과 같다. X와 동일한 확률분포를 갖는 4개의 독립 랜덤 변수(independent random variable) $X_1, X_2, X_3, X_4$ 중에 2개가 3보다 클 확률은?**

f_X(x)=cases1/(1+x)^2,&x>0\\0,&otherwisecases

① $\frac{9}{256}$
② $\frac{27}{256}$
③ $\frac{54}{256}$
④ $\frac{81}{256}$

**정답 3번**

**간단한 해설**

각 변수가 3보다 클 확률은 $\frac{1}{4}$이다. 네 변수가 독립이므로 **정확히 2개가 3보다 클 확률**은 이항분포로 계산하며, 그 값은 $\frac{54}{256}$이다.

**계산 과정**

먼저 한 변수가 3보다 클 확률을 p라 하자. 연속확률변수가 특정 구간에 속할 확률은 **그 구간에서 확률밀도함수를 적분한 값**이므로 $p = P(X > 3) = \int_3^{\infty} \frac{1}{(1+x)^2} dx$이다. 원시함수가 $-\frac{1}{1+x}$이고 무한대에서 그 값이 0으로 수렴하므로 $p = 0 - \left(-\frac{1}{4}\right) = \frac{1}{4}$이다. 따라서 3 이하일 확률은 $1 - p = \frac{3}{4}$이다.

3보다 큰 변수의 개수를 K라 하자. 네 변수는 같은 분포를 가지며 서로 독립이므로 $K \sim \text{Bin}(4, \frac{1}{4})$이다. 특정한 두 변수만 3보다 크고 나머지 두 변수는 3 이하일 확률은 독립성에 의해 $\left(\frac{1}{4}\right)^2\left(\frac{3}{4}\right)^2$이다. 이때 **3보다 큰 두 변수를 고르는 경우**가 $\binom{4}{2} = 6$가지이고 각 경우는 서로 겹치지 않으므로, 이 확률에 6을 곱한다.

따라서 구하는 확률은 $P(K = 2) = 6 \cdot \left(\frac{1}{4}\right)^2\left(\frac{3}{4}\right)^2 = \frac{54}{256}$이며, ③의 값과 일치한다.

NoteBase

**문 21. 선형 시불변 시스템의 임펄스 응답 $h(t)$와 입력 $x(t)$가 다음과 같을 때, 시스템의 출력 $y(t)$는? (단, $u(t)$는 단위계단함수이다)**

$x(t) = (e^{-t} + 1)u(t),\ \ h(t) = 3u(t)$

① $3(t - e^{-t} + 1)u(t)$

② $3(t - e^{-t} - 1)u(t)$

③ $3(e^{-t} - t + 1)u(t)$

④ $3(e^{-t} - t - 1)u(t)$

**정답 1번**

**간단한 해설**

임펄스 응답이 $h(t) = 3u(t)$이므로 출력은 **입력을 0부터 현재 시각까지 적분한 값의 3배**이다. 지수항과 상수항의 적분값을 더하면 $y(t) = 3(t - e^{-t} + 1)u(t)$가 된다.

**계산 과정**

선형 시불변 시스템의 출력은 입력과 임펄스 응답의 컨벌루션으로 구한다. 적분 변수 $\tau$를 사용하면 $y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)h(t - \tau)d\tau$이다.

입력에 포함된 $u(\tau)$는 $\tau \geq 0$에서, 임펄스 응답에 포함된 $u(t - \tau)$는 $\tau \leq t$에서 값을 갖는다. 따라서 **두 계단함수가 겹치는 구간**은 $t \geq 0$일 때 $0 \leq \tau \leq t$이다. $t < 0$에서는 겹치는 구간이 없어 출력이 0이다.

$t \geq 0$에서 주어진 식을 대입하면 $y(t) = 3\int_0^t (e^{-\tau} + 1)d\tau$이다. 지수항의 적분값은 $\int_0^t e^{-\tau}d\tau = 1 - e^{-t}$이고, 상수항의 적분값은 $\int_0^t 1 d\tau = t$이다. 이 두 값은 각각 지수 성분과 일정한 성분이 시각 0부터 $t$까지 누적된 양이다.

두 적분값을 더하고 3을 곱하면 $t \geq 0$에서 $y(t) = 3(t - e^{-t} + 1)$이다. $t < 0$에서의 출력까지 함께 나타내면 $y(t) = 3(t - e^{-t} + 1)u(t)$이며, ①의 식과 일치한다.

NoteBase

**문 22.** $(n, k) = (7, 3)$ **리드솔로몬(Reed–Solomon) 부호는 심볼 오류정정 능력이** $t$**이고, 한 심볼이** $m$**개의 비트로 구성된다.** $t$**와** $m$**을 바르게 연결한 것은? (단,** $n$**은 부호심볼 길이,** $k$**는 정보심볼 길이이다)**

① t: 1, m: 4

② t: 2, m: 3

③ t: 2, m: 4

④ t: 1, m: 3

**정답 2번**

**간단한 해설**

RS 부호의 오류정정 능력은 **심볼 단위**로 구하며, 검사심볼이 4개이므로 최대 2개의 심볼 오류를 정정한다. 기본 길이 관계 $n = 2^m - 1$에 n = 7을 대입하면 한 심볼은 3비트이다.

**계산 과정**

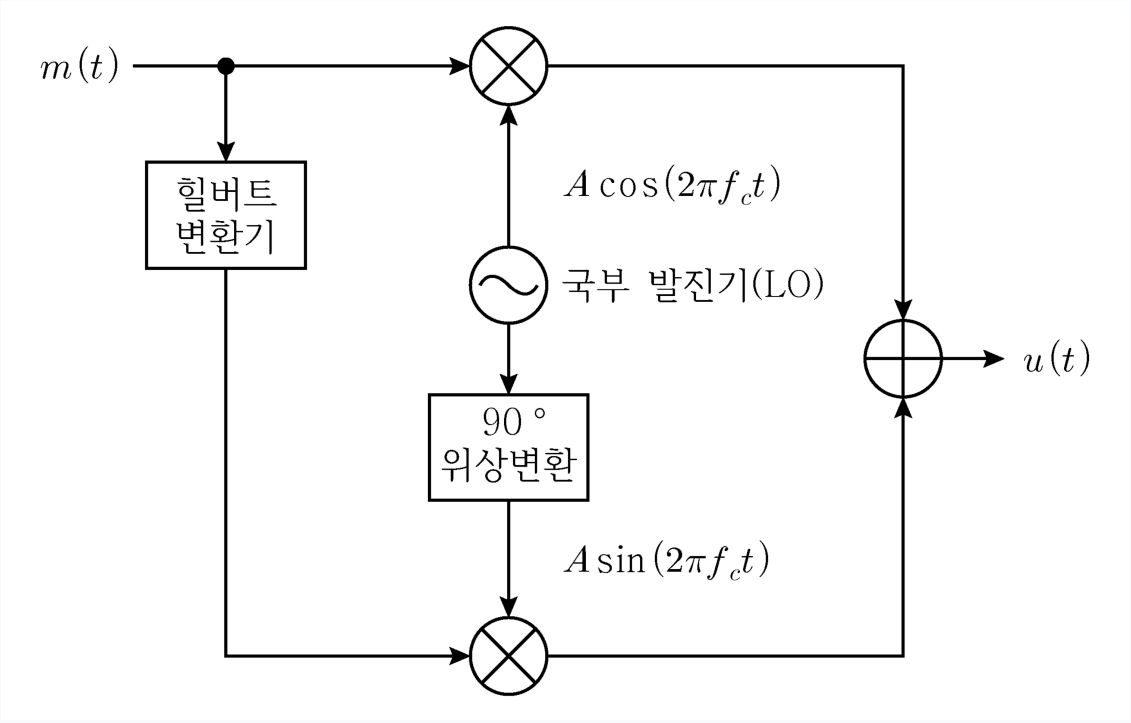
심볼 오류정정 능력 t: n = 7은 부호어 하나의 전체 심볼 수이고, k = 3은 정보심볼 수이다. 따라서 검사심볼은 7 − 3 = 4개이다. RS 부호의 최소 심볼 거리는 $d_{\min} = n - k + 1 = 5$이며, 이는 서로 다른 부호어가 적어도 5개의 심볼 위치에서 다르다는 뜻이다. 오류가 난 심볼을 t개까지 구별하여 정정하려면 최소 거리가 $2t + 1$ 이상이어야 하므로, $t = \left\lfloor \frac{n-k}{2} \right\rfloor$이다. 여기에 주어진 값을 대입하면 $t = \frac{7-3}{2} = 2$이다. 즉, 부호어 하나에서 **최대 2개의 심볼 오류**를 정정할 수 있다.

심볼당 비트 수 m: **단축하지 않은 기본 길이의 RS 부호**에서는 $n = 2^m - 1$의 관계를 적용한다. 한 심볼이 m비트이면 가능한 심볼 값은 $2^m$개이고, 이 기본 부호의 길이는 그보다 1 작은 값이다. 따라서 $7 = 2^m - 1$, $2^m = 8 = 2^3$이므로 m = 3이다. 한 심볼은 3비트로 구성된다.

계산한 t = 2, m = 3의 연결은 ②와 일치한다.

NoteBase

**문 23. 아래의 블록도를 이용하여 신호 $u(t)$를 생성하는 변조 방식은? (단, $A$는 반송파 진폭, $m(t)$는 메시지 신호, $f_c$는 반송파 주파수이다)**




① 양측파대 반송파억압 진폭 변조(DSB–SC)

② 위상 변조(PM)

③ 단측파대 진폭 변조(SSB)

④ 주파수 변조(FM)

**정답 3번**

**간단한 해설**

메시지 신호를 힐버트 변환한 뒤 90° 위상차가 나는 반송파와 곱하여 원래 경로의 출력과 더하면, **한쪽 측파대가 상쇄**된다. 이는 위상법으로 단측파대 진폭 변조(SSB) 신호를 만드는 구조이다.

NoteBase

**도식 해설**

위쪽 경로: 메시지 신호 $m(t)$와 반송파 $A\cos(2\pi f_c t)$를 곱하므로 출력은 $Am(t)\cos(2\pi f_c t)$이다. 이 경로만 사용하면 반송파 양쪽에 메시지의 주파수 성분이 생기는 DSB–SC 신호가 된다.

아래쪽 경로: 힐버트 변환기의 출력을 $\hat{m}(t)$라고 하면, 이는 메시지의 각 양의 주파수 성분을 90° 지연시킨 신호이다. 반송파도 그림의 위상변환기를 거쳐 $A\sin(2\pi f_c t)$가 되므로, 아래쪽 곱셈기 출력은 $A\hat{m}(t)\sin(2\pi f_c t)$이다. **메시지와 반송파 양쪽의 위상 관계**가 측파대 상쇄를 가능하게 한다.

오른쪽 합산기: 두 경로의 출력을 더하면 상측파대 성분은 서로 상쇄되고 하측파대 성분은 더해진다. 예를 들어 $0 < f_m < f_c$인 단일 정현파 $m(t) = \cos(2\pi f_m t)$를 입력하면 $\hat{m}(t) = \sin(2\pi f_m t)$이다. 코사인 차 공식에 따라 합산 출력은 $u(t) = A\cos[2\pi(f_c - f_m)t]$가 되어, 합 주파수 성분 없이 차 주파수 성분만 남는다. 따라서 전체 블록도는 **한쪽 측파대만 남기는 SSB의 위상법**이다.

PM·FM과의 구분: 그림의 90° 위상변환기는 반송파 사이에 고정된 위상차를 만드는 장치이다. PM은 메시지에 따라 반송파의 순간 위상을, FM은 순간 주파수를 변화시키므로, **고정된 90° 위상차 자체**를 PM이나 FM의 근거로 볼 수 없다.

NoteBase

**문 24. AWGN 채널 환경에서 디지털 변조 방식에 대한 비트오류율 크기 비교 표시가 옳은 것은? (단, 모두 동기 검파를 사용하고 동일한 $\frac{E_b}{N_0} \gg 1$을 가정한다)**

① 16PSK > BFSK > BPSK = QPSK

② BFSK = BPSK > QPSK > 16PSK

③ QPSK > BPSK > BASK = BFSK

④ BPSK > QPSK > BASK = BFSK

**정답 1번**

**간단한 해설**

같은 비트당 에너지에서 **16PSK는 인접 신호점이 가까워** 높은 신호 대 잡음비에서도 상대적으로 오류가 많다. 동기 직교 BFSK는 BPSK보다 오류율이 크며, **QPSK의 비트오류율은 BPSK와 같다**.

**올바른 순서**

16PSK > BFSK > BPSK = QPSK

16PSK: 비트오류율이 가장 크다. $\gamma_b = E_b/N_0$라 하고, $Q(x)$를 표준정규분포의 오른쪽 꼬리확률이라 하면, 그레이 부호화한 16PSK의 높은 신호 대 잡음비 근사는 $P_b \approx \frac{1}{2} Q\left(\sqrt{8\gamma_b}\sin\frac{\pi}{16}\right)$이다. 한 심벌에 4비트를 보내지만 위상 간격이 22.5°로 좁아 **인접 신호점 사이의 거리가 작다**. Q함수 인수의 제곱에 붙는 계수는 $8\sin^2(\pi/16) \approx 0.304$로, BFSK의 계수 1보다 작다. 따라서 오류율의 지수적 감소가 더 느려, 주어진 높은 신호 대 잡음비에서는 앞의 1/2 계수에도 불구하고 BFSK보다 비트오류율이 크다.

BFSK: 통상적인 직교 BFSK의 동기 검파에서는 $P_b = Q(\sqrt{\gamma_b})$이다. Q함수는 인수가 커질수록 작아지므로, 인수가 $\sqrt{2\gamma_b}$인 BPSK보다 오류율이 크다. 같은 비트당 에너지에서 **직교 신호의 거리가 반대 위상 신호의 거리보다 작기** 때문이다. 선지의 BASK를 통상적인 온오프키잉으로 보면, 두 비트가 같은 확률로 발생하고 평균 비트에너지를 기준으로 할 때 동기 검파 BER도 $Q(\sqrt{\gamma_b})$이다. 따라서 BASK와 BFSK를 같다고 놓더라도 이들을 BPSK·QPSK보다 오류율이 작게 배열할 수 없다.

BPSK: 두 신호가 서로 반대 위상에 놓이며, 동기 검파의 비트오류율은 $P_b = Q(\sqrt{2\gamma_b})$이다. 비트 하나를 구별하는 두 신호의 거리가 직교 BFSK보다 커서 잡음에 의한 오판이 적다.

QPSK: 통상적인 그레이 부호화 QPSK는 직교하는 I·Q 성분에서 각각 BPSK처럼 비트를 검파한다. 한 심벌에 2비트를 보내므로 **심벌에너지는 비트에너지의 2배**이고, 각 성분에는 비트 하나에 해당하는 에너지가 배분된다. 따라서 같은 $E_b/N_0$에서 $P_b = Q(\sqrt{2\gamma_b})$가 되어 BPSK와 비트오류율이 같다. 심벌당 비트 수가 다르다는 이유로 비트오류율까지 다르게 비교해서는 안 된다.

NoteBase

**문 25. 최대지연확산이 1 [μs]인 통신 채널에서 16QAM 부반송파 변조하는 OFDM 시스템이 있다. OFDM 유효심볼구간 T = 5 [μs]이고 보호구간 $T_G$는 ISI를 제거하기 위한 최소시간으로 선택하는 경우, 12 [Mbps]로 데이터를 전송하기 위한 부반송파의 최소 개수는?**

① 15

② 18

③ 30

④ 36

**정답 2번**

**간단한 해설**

16QAM은 부반송파 하나당 심볼마다 4비트를 전송하며, **보호구간을 포함한 OFDM 심볼 길이**는 6 μs이다. 12 Mbps를 만족하려면 이 시간 동안 72비트를 보내야 하므로 부반송파가 최소 18개 필요하다.

**계산 과정**

보호구간과 전체 심볼 길이: 심볼 간 간섭(ISI)을 제거하려면 보호구간이 최대지연확산 이상이어야 한다. 최소시간을 선택하므로 $T_G = 1\mu s$이다. 따라서 유효심볼구간과 보호구간을 합친 전체 OFDM 심볼 길이는 $T_s = T + T_G = 5 + 1 = 6\mu s$이다. 전송률을 구할 때는 **보호구간까지 포함한 시간**을 기준으로 한다.

부반송파당 전송 비트 수: 16QAM은 16개의 신호점 중 하나로 비트를 나타내므로, 부반송파 하나가 한 OFDM 심볼에서 전송하는 비트 수는 $b = \log_2 16 = 4$비트이다. 보호구간은 심볼 사이의 간섭을 막기 위한 구간이므로 **새로운 데이터 비트를 추가하지 않는다**. 따라서 데이터를 전송하는 부반송파가 N개이면 한 OFDM 심볼에서 총 4N비트를 보낸다.

최소 부반송파 개수: 12 Mbps는 1 μs당 12비트를 전송하는 속도이므로, 6 μs 동안 필요한 데이터량은 $12 \times 6 = 72$비트이다. 한 OFDM 심볼에서 이만큼을 보내려면 $4N \geq 72$, 즉 $N \geq \frac{72}{4} = 18$이어야 한다. 따라서 필요한 최소 부반송파 개수는 18개이며, ②의 값과 일치한다.

NoteBase