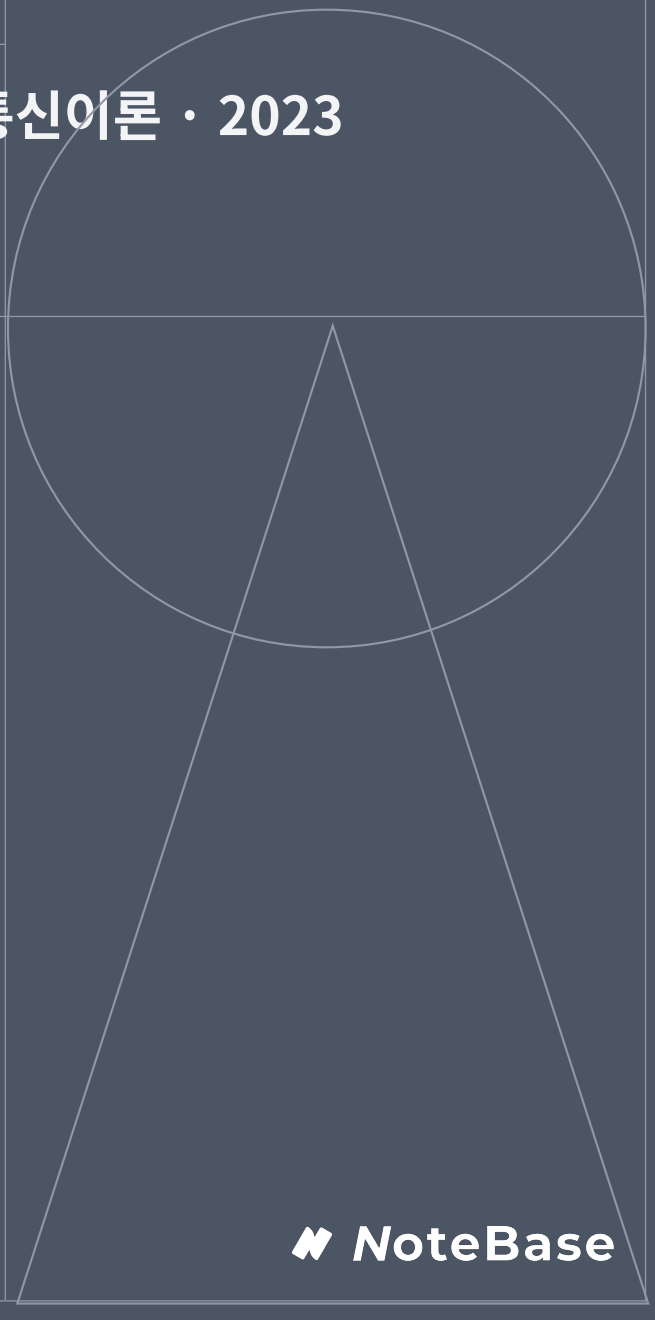
기출OX 해설집

공무원/경찰/공채(경위) · 통신이론 · 2023



NoteBase

기출OX 해설집

공무원/경찰/공채(경위) · 통신이론 · 2023

공무원/경찰/공채(경위) · 통신이론 · 2023

문 1. $x(t) = u(t-1) - u(t-2)$**,** $h(t) = u(t-2) - u(t-3)$**일 때, 컨볼루션 연산** $x(t) * h(t)$**의 값이 최대가 되는** t**의 값은?**

① 1

② 2

③ 3

④ 4

정답 4번

간단한 해설

컨볼루션 값은 높이가 1인 두 펄스가 겹치는 길이이다. $[1, 2]$와 $[t-3, t-2]$가 **완전히 겹치는 t = 4**에서 최대가 된다.

계산 과정

입력 신호 x: u(t)를 단위계단함수라고 하면 $x(t) = u(t-1) - u(t-2)$는 구간 $[1, 2]$에서 높이가 1이고 나머지 구간에서는 0인 폭 1의 직사각형 펄스이다. 경계점에서의 단위계단함수 값은 적분 결과에 영향을 주지 않는다.

시스템 신호 h: $h(t) = u(t-2) - u(t-3)$도 높이 1, 폭 1의 직사각형 펄스이며, 0이 아닌 구간은 $[2, 3]$이다. 컨볼루션 적분에서 쓰는 $h(t-\tau)$가 0이 아닌 τ의 구간은 $[t-3, t-2]$가 된다.

컨볼루션의 의미: $y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)h(t-\tau)d\tau$이다. 두 펄스의 높이가 모두 1이므로 적분값은 $[1, 2]$와 $[t-3, t-2]$가 **겹치는 구간의 길이**와 같다.

시간에 따른 겹침: t가 3에서 4로 증가하면 겹치는 길이는 $t-3$으로 늘고, t가 4에서 5로 증가하면 $5-t$로 줄어든다. t가 3보다 작거나 5보다 크면 두 구간이 겹치지 않아 컨볼루션 값은 0이다.

최댓값: t = 4이면 움직이는 구간이 $[4-3, 4-2] = [1, 2]$가 되어 두 구간이 **완전히 겹친다**. 겹치는 길이의 최댓값은 1이며, 이를 만드는 시각은 t = 4이다. 따라서 선택지 ④에 해당한다.

NoteBase

문 2. CRC 방식에 대한 설명으로 가장 적절하지 않은 것은?

① CRC 생성기는 미리 정해진 크기 $n-k+1$의 나누기 장치를 사용한다. (단, 코드 워드는 n비트이고, 데이터 워드는 k비트이다.)

② 수신측에서 오류가 없다면 생성 다항식으로 나눈 나머지가 0이다.

③ CRC-32의 생성 다항식은
$x^{32}+x^{26}+x^{23}+x^{22}+x^{16}+x^{11}+x^{10}+x^8+x^7+x^5+x^4+x^2+x+1$이다.

④ CRC-8은 9비트이다.

정답 3번

간단한 해설

제시된 CRC-32 생성다항식에는 표준식의 **12차 항**인 x^{12}가 빠져 있다. CRC-8의 '9비트'는 이 문항에서 **생성다항식을 최고차항까지 표시한 길이**이며, 실제 검사값은 8비트이다.

선지별 해설

CRC는 비트열을 0과 1을 계수로 하는 다항식으로 보고, 모듈로 2 나눗셈의 나머지를 이용하는 오류 검출 방식이다. 여기서는 코드워드를 생성다항식의 배수로 만드는 기본 모형과 생성다항식의 표현을 기준으로 판단한다.

① O: 데이터워드 k비트에 붙는 검사비트 수는 $r=n-k$이다. 생성다항식의 차수가 r이면 최고차항부터 상수항까지 계수를 나열한 나누는 수의 길이는 $r+1=n-k+1$비트이다. 이때 **나누는 수의 표현 길이와 검사비트 수는 1비트 차이**가 나며, 실제 회로의 레지스터 수와 혼동하지 않는다.

② O: 기본 CRC 모형에서 송신 코드워드는 생성다항식으로 나누어떨어지도록 만들어진다. 따라서 오류 없이 수신했다면 같은 생성다항식으로 나눈 나머지는 0이다. 다만 **나머지가 0이라고 오류가 전혀 없음을 보장하지는 않는다**. 오류 다항식이 생성다항식의 배수인 경우에는 오류를 검출하지 못할 수 있다.

③ X: 일반적으로 사용하는 IEEE CRC-32의 생성다항식에는 x^{12} 항이 포함된다. 선지의 식은 x^{16} 다음에 바로 x^{11}을 적어 **12차 항을 빠뜨렸다**. 제시된 나머지 항들은 그대로 두고 그 사이에 x^{12}를 더해야 해당 표준 생성다항식이 된다.

④ O: 이 문항의 생성다항식·나눗셈 문맥에서 9비트는 **최고차항 계수까지 포함한 생성다항식의 표현 길이**로 해석한다. CRC-8 생성다항식의 차수는 8이므로 8차항부터 상수항까지 아홉 계수가 필요하다. 예를 들어 x^8+x^2+x+1은 100000111로 표현된다. 실제로 데이터에 붙이는 **CRC 검사값은 8비트**이므로, 선지를 CRC 출력 길이가 9비트라는 뜻으로 일반화하면 안 된다.

NoteBase

문 3. 아래는 클래스 C의 서브넷 구성을 나타내고 있다. 서브넷의 개수(㉠)와 각 서브넷에서 사용 가능한 호스트 개수(㉡)로써 가장 적절한 것은? (단, 호스트 주소에 할당된 비트가 모두 0이거나 모두 1인 주소는 미사용한다.)

네트워크 id: 202.30.21.0
서브넷 마스크: 255.255.255.192

① ㉠: 2, ㉡: 126
② ㉠: 4, ㉡: 62
③ ㉠: 8, ㉡: 30
④ ㉠: 16, ㉡: 14

정답 2번

간단한 해설

마스크 255.255.255.192는 /26이므로 클래스 C의 기본 /24에서 **서브넷 비트 2개, 호스트 비트 6개**를 사용한다. 서브넷은 $2^2 = 4$개이고, 각 서브넷의 사용 가능한 호스트는 $2^6 - 2 = 62$개이다.

계산 과정

클래스 C의 기본 네트워크 부분은 24비트이다. 주어진 마스크 255.255.255.192의 마지막 옥텟은 이진수로 11000000이므로, 전체 마스크에서 1인 비트는 26개이다. 따라서 **기존 호스트 부분에서 2비트를 서브넷 번호로 사용**하고, 호스트 부분에는 6비트가 남는다.

㉠ 서브넷 개수: 서브넷 번호가 2비트이므로 서로 다른 번호는 $2^2 = 4$개이다. 각 서브넷의 네트워크 주소는 202.30.21.0, 202.30.21.64, 202.30.21.128, 202.30.21.192이다. 문제의 미사용 조건은 호스트 부분에 관한 것이므로 서브넷 개수에서 2를 빼지 않는다.

㉡ 사용 가능한 호스트 개수: 각 서브넷의 주소 수는 $2^6 = 64$개이다. 이 중 **호스트 비트가 모두 0인 네트워크 주소와 모두 1인 브로드캐스트 주소**를 제외하므로, 사용 가능한 호스트 수는 $2^6 - 2 = 62$개이다.

따라서 ㉠은 4, ㉡은 62로, ②에 해당한다.

NoteBase

문 4. 전송 대역폭이 6[MHz]인 채널에서 256QAM을 사용할 경우, 전송 가능한 최대 데이터 전송 속도와 심볼의 전송 속도로 가장 적절한 것은?

① 최대 데이터 전송 속도: 24[Mbps], 심볼 전송 속도: 5[Msps]

② 최대 데이터 전송 속도: 24[Mbps], 심볼 전송 속도: 6[Msps]

③ 최대 데이터 전송 속도: 48[Mbps], 심볼 전송 속도: 5[Msps]

④ 최대 데이터 전송 속도: 48[Mbps], 심볼 전송 속도: 6[Msps]

정답 4번

간단한 해설

256QAM은 심볼 하나로 **8비트**를 전달한다. 여분의 대역폭이 없는 이상적인 QAM 전송에서 6MHz 채널의 최대 심볼 속도는 6Msps이므로 데이터 속도는 $6 \times 8 = 48$Mbps이다.

계산 과정

심볼당 비트 수: 256QAM은 256개의 신호점을 구분하므로 한 심볼이 담는 비트 수는 $k = \log_2 256 = 8$ 비트이다. 직교하는 두 성분으로 이루어진 QAM 신호점 전체를 하나의 심볼로 센다.

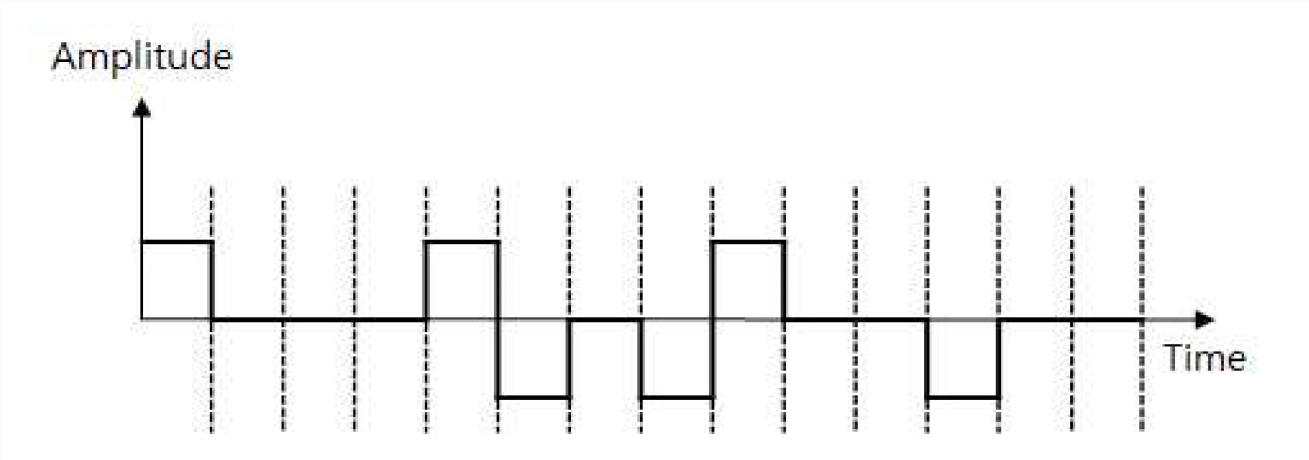
최대 심볼 속도: 여기서 6MHz는 QAM 반송파 신호가 차지할 수 있는 채널 대역폭이다. 롤오프 계수가 α인 나이퀴스트 펄스 성형에서는 $B = (1 + \alpha)R_s$이며, 추가 대역폭이 없는 이상적인 최대값은 $\alpha = 0$에서 얻는다. 따라서 $R_s = \frac{6 \times 10^6}{1+0} = 6 \times 10^6$심볼/s, 즉 **6Msps**이다. 기저대역 한쪽 대역폭에 쓰는 계수를 반송파 채널 대역폭에 그대로 적용하여 심볼 속도를 두 배로 잡지 않는다.

데이터 속도: 비트 전송 속도는 심볼 속도와 심볼당 비트 수의 곱이다. $R_b = R_s \log_2 256$이므로 $6 \times 8 =$ 48Mbps이다. 이는 부호화·프레이밍 등의 추가 비트를 별도로 고려하지 않은 명목 비트 속도이다.

결과: 최대 데이터 전송 속도 48Mbps와 심볼 전송 속도 6Msps를 함께 제시한 ④에 해당한다. 실제 시스템에서는 양의 롤오프, 보호 대역, 부호화 오버헤드 및 잡음 조건에 따라 가능한 속도나 순수 정보 속도가 달라질 수 있다.

NoteBase

문 5. B8ZS를 사용하여 아래의 부호화 형태가 생성되었다. 가장 적절한 비트 스트림은? (단, 첫 번째 1의 극은 양으로 가정한다.)



① 10001101100100

② 10000000000100

③ 10001000100100

④ 10000001100000

정답 2번

간단한 해설

첫 양의 펄스 뒤의 **000+−0−+는 연속된 8개의 0을 나타내는 B8ZS 치환 패턴**이다. 이 구간을 00000000으로 복원하면 데이터 1은 첫 번째와 12번째에만 남아 100000000000100이 된다.

NoteBase

계산 과정

B8ZS는 AMI를 바탕으로 연속된 0이 8개 나오면 **000VB0VB**로 치환한다. V는 바로 앞의 0이 아닌 펄스와 극성이 같아 AMI 규칙을 위반하는 펄스이고, B는 반대 극성으로 교대하는 펄스이다. 직전 펄스가 +이면 치환 패턴은 000+−0−+이다.

그림에서 점선으로 나뉜 비트 구간을 왼쪽부터 읽으면 +, 0, 0, 0, +, −, 0, −, +, 0, 0, −, 0, 0이다. 첫 번째 +는 조건에 따라 데이터 1이며, 그 뒤의 **2~9번째 구간 000+−0−+**가 8개의 0을 대신한다. 5번째 +와 8번째 −가 각각 앞의 비영 펄스와 같은 극성이므로 위반 펄스임을 확인할 수 있다.

치환 구간 뒤의 10~11번째는 00이다. 12번째 −는 9번째 +와 극성이 교대하는 정상 펄스이므로 데이터 1이고, 마지막 13~14번째는 00이다. 따라서 원래 데이터는 1 | 00000000 | 00 | 1 | 00으로 복원된다. 치환 구간의 펄스를 데이터 1로 세면 안 된다.

복원된 비트 스트림은 10000000000100이며, 이에 해당하는 선택지는 ②이다.

NoteBase

문 6. 아래는 차분 맨체스터(Differential Manchester) 부호에 대한 설명이다. 빈칸에 들어갈 내용으로 가장 알맞게 짝지어진 것은?

1칩 시간, 즉 비트 시간 시작 지점에서 (㉠) 의 존재 여부로 데이터 '0', '1'을 판별하고 비트 중간에서의 (㉡)는 (㉢)를 위하여 사용하는 방식이다. 즉 데이터가 (㉣)인 경우 비트의 시작 지점에 항상 (㉤)가 존재하고 (㉥)인 경우에는 존재하지 않는다.

① ㉠: 차분 부호, ㉡: 엣지, ㉢: 동기화, ㉣: 0, ㉤: 차분 부호, ㉥: 1

② ㉠: 엣지, ㉡: 차분 부호, ㉢: 영교차, ㉣: 1, ㉤: 엣지, ㉥: 0

③ ㉠: 엣지, ㉡: 엣지, ㉢: 동기화, ㉣: 0, ㉤: 엣지, ㉥: 1

④ ㉠: 차분 부호, ㉡: 차분 부호, ㉢: 영교차, ㉣: 1, ㉤: 차분 부호, ㉥: 0

정답 3번

간단한 해설

차분 맨체스터 부호는 **비트 시작점의 엣지 유무**로 0과 1을 구별하고, 항상 존재하는 **비트 중간 엣지**로 동기화를 얻는다. 시작 엣지가 있으면 0, 없으면 1이다.

빈칸별 해설

㉠ 엣지: 엣지는 신호 레벨이 높은 값에서 낮은 값으로, 또는 낮은 값에서 높은 값으로 바뀌는 전이이다. 차분 맨체스터 부호는 비트 시작점에서 **전이가 있는지 없는지**로 데이터를 구별한다. 높은 레벨 자체를 항상 1로 대응시키는 방식은 아니다.

㉡ 엣지, ㉢ 동기화: 각 비트의 중간에는 데이터가 0이든 1이든 항상 엣지가 있다. 수신기는 이 규칙적인 전이를 이용해 비트 시간과 클록을 맞추므로 중간 엣지의 목적은 **동기화**이다. 영교차는 신호가 0 준위를 가로지르는 현상을 가리키며, 이 문장의 목적에 들어갈 말은 아니다.

㉣ 0, ㉤ 엣지: 이 부호의 통상적인 대응 규칙에서 데이터 0은 **비트 시작점에 엣지가 존재**하도록 나타낸다. 따라서 시작점에 엣지가 있고 중간에도 동기화를 위한 엣지가 생긴다. '차분 부호'는 부호화 방식에 관한 말이며, 특정 시점에 존재하는 신호 전이의 명칭은 '엣지'이다.

㉥ 1: 데이터 1이면 비트 시작점에서는 직전 레벨을 유지하여 **시작 엣지가 없다**. 다만 비트 중간의 엣지는 1일 때도 반드시 존재한다. 시작점의 데이터 판별용 전이와 중간점의 동기화용 전이를 구별해야 한다.

따라서 빈칸의 대응은 ㉠ 엣지, ㉡ 엣지, ㉢ 동기화, ㉣ 0, ㉤ 엣지, ㉥ 1이며, 선택지 ③과 일치한다.

NoteBase

문 7. 도플러 천이에 대한 설명으로 가장 적절하지 않은 것은? (단, v는 속도, λ는 파장이다.)

① 도플러 천이는 이동체의 속도, 수신전파 주파수, 전파도래각도와 관련된다.

② 이동체가 전파 방향과 반대 방향으로 이동 시($\theta = 0^\circ$)에 도플러 천이는 $\frac{v}{\lambda}$이다.

③ 이동체가 전파 방향과 같은 방향으로 이동 시($\theta = 180^\circ$)에 도플러 천이는 $-\frac{v}{\lambda}$이다.

④ 도플러 확산과 코히런스시간(Coherence time)은 서로 비례관계를 가진다.

정답 4번

간단한 해설

도플러 확산이 커지면 채널이 시간에 따라 더 빠르게 변하므로 코히런스시간은 짧아진다. 두 양은 **비례가 아니라 대체로 반비례**하는 관계이다.

선지별 해설

도플러 천이는 이동 때문에 관측 주파수가 달라지는 현상이다. 이 문제는 전파의 진행 방향을 거슬러 이동할 때 θ = 0°, 전파를 따라 이동할 때 θ = 180°로 정하고 있으므로, 그 각도 기준에서 $f_D = \frac{v}{\lambda}\cos\theta$를 적용한다.

① O: 천이는 이동 속도의 전파 도래 방향 성분에 의해 결정되므로 속도 v와 도래각 θ에 의존한다. 또한 $\lambda = \frac{c}{f_c}$이므로 같은 속도·각도에서는 반송파 주파수 f_c가 높을수록 천이의 크기가 커진다. 여기서 c는 전파 속도이다.

② O: 이동체가 전파의 진행 방향을 거슬러 다가가면 파면을 더 자주 만나므로 관측 주파수가 높아진다. 문제의 θ = 0°를 대입하면 $f_D = \frac{v}{\lambda}\cos 0^\circ = \frac{v}{\lambda}$로, **양의 최대 천이**가 된다.

③ O: 이동체가 전파의 진행 방향을 따라가면 파면을 만나는 빈도가 낮아져 관측 주파수가 낮아진다. 문제의 θ = 180°를 대입하면 $f_D = \frac{v}{\lambda}\cos 180^\circ = -\frac{v}{\lambda}$로, 같은 크기의 음의 천이가 된다.

④ X: 도플러 확산은 다중경로 등에서 나타나는 도플러 주파수 성분들의 퍼짐을 나타내고, 코히런스시간은 채널이 유사한 상태를 유지하는 시간 척도이다. 도플러 확산이 클수록 상대 위상이 빨리 달라져 채널 상태도 빨리 변하므로 코히런스시간은 짧아진다. 따라서 $T_c \propto \frac{1}{B_D}$와 같은 **역의 시간 척도 관계**로 이해해야 한다. 정확한 비례상수는 도플러 확산과 코히런스시간을 정의하는 기준에 따라 달라진다.

NoteBase

문 8. PCM 전송에서 음성 한 채널의 대역폭은 4[kHz]이고, 이 대역폭의 2배로 표본화하고 8[bit]로 인코딩했을 경우, 음성 한 채널의 비트율(㉠)과 32채널로 시분할 다중화할 경우의 최종 비트율(㉡)은 얼마인가?

① ㉠: 64[Kbps], ㉡: 1.544[Mbps]

② ㉠: 64[Kbps], ㉡: 2.048[Mbps]

③ ㉠: 32[Kbps], ㉡: 1.544[Mbps]

④ ㉠: 32[Kbps], ㉡: 2.048[Mbps]

정답 2번

간단한 해설

표본화율 8 kHz에 **표본당 8비트**를 곱하면 한 채널의 비트율은 64 kbit/s이다. 이를 32채널에 대해 합하면 32 × 64 = 2,048 kbit/s = 2.048 Mbit/s가 된다.

계산 과정

표본화율은 대역폭의 2배로 주어졌으므로 2 × 4 kHz = 8 kHz이다. 즉, **한 채널에서 초당 8,000개의 표본**을 만든다. 대역폭 4 kHz를 표본화율로 그대로 사용하면 안 된다.

㉠ 한 채널의 비트율: 각 표본을 8비트로 표현하므로, 비트율은 표본화율과 표본당 비트 수의 곱이다. 따라서 8,000 × 8 = 64,000 bit/s = 64 kbit/s이다. 여기서 8비트는 8바이트가 아니라 한 표본의 부호 길이이다.

㉡ 32채널 다중화 비트율: 시분할 다중화는 각 채널에 시간 슬롯을 주어 데이터를 번갈아 전송한다. 같은 비트율의 32채널을 수용하려면 채널별 비트율을 합하여 32 × 64,000 = 2,048,000 bit/s = 2.048 Mbit/s가 필요하다. 문제에 별도 동기·제어 비트가 제시되지 않았으므로 **주어진 32채널의 비트율을 합산**한다.

따라서 ㉠은 64 kbit/s, ㉡은 2.048 Mbit/s로, ②에 해당한다. 전송률의 k와 M은 각각 1,000과 1,000,000을 뜻한다.

NoteBase

문 9. 주파수 대역폭이 1[MHz]이고 SNR이 10[dB]일 경우의 채널 용량은 얼마인가?

① $10^6 \times \log_2 11$[bps]

② $10^6 \times \log_2 12$[bps]

③ $10^6 \times \log_2 13$[bps]

④ $10^6 \times \log_2 14$[bps]

정답 1번

간단한 해설

SNR 10 dB를 선형 전력비로 바꾸면 10이다. **샤논 용량식의 로그 안에는 신호 대 잡음비에 1을 더한 값**이 들어가므로, 채널 용량은 $10^6 \log_2 11$bps이다.

계산 과정

대역폭과 신호 대 잡음비가 주어진 채널의 이론적 최대 전송률은 샤논의 채널 용량식으로 구한다. 대역제한 가산 백색 가우스 잡음 채널에서 $C = B\log_2(1 + S/N)$이며, B는 Hz 단위의 대역폭, S/N은 **선형 값으로 나타낸 신호 전력과 잡음 전력의 비**이다. C의 단위는 bps이다.

대역폭을 Hz로 바꾸면 $B = 1\text{MHz} = 10^6\text{Hz}$이다. 데시벨 신호 대 잡음비는 $\text{SNR}_{\text{dB}} = 10\log_{10}(S/N)$이므로, $S/N = 10^{10/10} = 10$이다. 이번에는 dB 수치와 선형 값이 우연히 모두 10이지만, dB 값을 그대로 대입하는 규칙은 아니다.

변환한 값을 용량식에 대입한다.
$C = 10^6 \log_2(1 + 10) = 10^6 \log_2 11\text{bps}$
따라서 ①과 일치하며 약 3.46 Mbps이다. 이는 주어진 채널 모형의 이론적 한계로, 실제 장비가 항상 이 속도를 달성한다는 뜻은 아니다.

NoteBase

문 10. $x(t) = u(t) - u(t-1)$, $h(t) = u(t) - u(t-2)$**일 때, 2 < $t \leq 3$의 범위에서 컨볼루션 연산의 결과로 가장 적절한 것은?**

① 0

② t

③ 1

④ $3 - t$

정답 4번

간단한 해설

2 t≤3에서 두 펄스가 겹치는 구간은 $[t-2, 1]$이다. 컨볼루션 값은 이 **겹치는 길이**인 $1 - (t-2) = 3 - t$이다.

계산 과정

x의 구간: $x(t) = u(t) - u(t-1)$는 $[0, 1]$에서 높이가 1인 직사각형 펄스이다. 따라서 컨볼루션 적분에서 $x(\tau)$가 기여하는 구간은 $[0, 1]$이다. 단위계단함수의 경계점 값은 적분 결과에 영향을 주지 않는다.

h의 이동 구간: $h(t) = u(t) - u(t-2)$는 $[0, 2]$에서 높이가 1인 펄스이다. $h(t-\tau)$가 0이 아닌 조건은 0≤ t-τ≤2이므로, τ의 구간은 $[t-2, t]$이다.

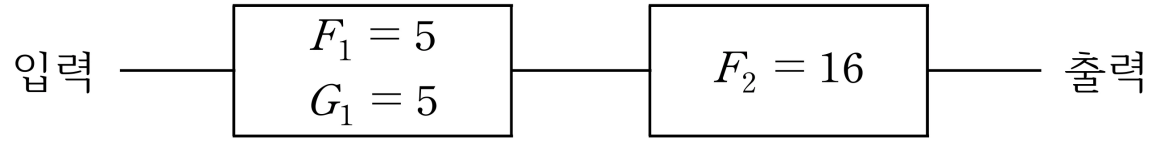
겹치는 구간: 주어진 범위 2 t≤3에서는 0 t-2≤1이고 t는 1보다 크다. 따라서 $[0, 1]$과 $[t-2, t]$의 공통 구간은 **왼쪽 끝이 t − 2, 오른쪽 끝이 1**인 $[t-2, 1]$이다.

적분 계산: 컨볼루션은 $y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)h(t-\tau)d\tau$이며, 겹치는 구간에서 두 펄스의 곱은 1이다. 따라서 $y(t) = \int_{t-2}^{1} 1 d\tau = 1 - (t-2) = 3 - t$이다.

결과: 2 t≤3에서의 식은 $3 - t$이므로 선택지 ④에 해당한다. t = 3에서는 겹치는 길이가 0이 되어 값도 0이지만, 전체 주어진 범위의 결과가 항상 0인 것은 아니다.

NoteBase

문 11. 다음과 같은 2단 증폭기의 종합잡음지수는 얼마인가? (단, F_1: 첫 번째 시스템의 잡음지수, G_1: 첫 번째 시스템의 이득, F_2: 두 번째 시스템의 잡음지수이다.)



① 10

② 9

③ 8

④ 7

정답 3번

간단한 해설

2단 증폭기의 종합잡음지수는 **뒤 단의 추가 잡음을 앞 단의 이득으로 나누어** 합산한다. 따라서 $F = 5 + \frac{16-1}{5} = 8$이다.

계산 과정

주어진 값과 척도: 그림은 입력에서 첫 번째 증폭기를 거쳐 두 번째 증폭기로 이어진다. 첫 단은 $F_1 = 5$, $G_1 = 5$이고 두 번째 단은 $F_2 = 16$이다. dB 표시가 없는 선형값이며, 잡음계수 F는 입력 신호대잡음비를 출력 신호대잡음비로 나눈 비, 이득 G는 전력이득으로 사용한다.

종합잡음지수 공식: 2단 종속 접속에 프리스 공식을 적용하면 $F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1}$이다. 두 번째 단의 추가 잡음 기여를 전체 입력 쪽으로 환산하므로 **앞 단의 이득으로 나눈다**. 두 잡음지수를 단순히 더하거나 곱하지 않는다.

값 대입: $F = 5 + \frac{16-1}{5} = 5 + 3 = 8$이다. 두 번째 단의 입력 환산 추가 기여는 3이고, 첫 단의 잡음계수 5에 이를 더한다.

결과: 종합잡음지수의 선형값은 8이므로 ③에 해당한다. 8dB라는 뜻은 아니며, dB 값이 요구될 때에만 선형값을 구한 뒤 로그 변환한다.

NoteBase

문 12. 다음 중 BCD 코드 1000에 대한 해밍코드로 가장 적절한 것은? (단, 짝수 패리티 체크를 사용한다.)

① 0110000

② 1110000

③ 0111000

④ 1100000

정답 2번

간단한 해설

데이터 1000을 3·5·6·7번 위치에 넣고 **각 검사군을 짝수 패리티**로 맞추면 1·2·4번 패리티가 각각 1·1·0이 된다. 이를 왼쪽부터 배치한 해밍코드는 1110000이다.

계산 과정

4비트 데이터를 7비트 해밍코드로 만들 때 패리티 비트는 1, 2, 4번 위치에 놓고, 데이터는 3, 5, 6, 7번 위치에 놓는다. 여기서는 코드의 위치를 **왼쪽부터 1번으로 세고** 데이터 1000을 순서대로 넣는다. 따라서 계산 전 배열은 $(p_1, p_2, 1, p_4, 0, 0, 0)$이다.

1번 패리티는 1·3·5·7번 위치를 검사한다. 데이터 부분의 1이 한 개이므로 $p_1 = 1$로 두어 검사군의 1을 두 개로 만든다.

2번 패리티는 2·3·6·7번 위치를 검사한다. 이 검사군도 데이터 부분의 1이 한 개이므로 $p_2 = 1$로 정한다.

4번 패리티는 4·5·6·7번 위치를 검사한다. 데이터 부분의 1이 없고 0개도 짝수이므로 $p_4 = 0$으로 정한다. 짝수 패리티는 **코드 전체가 아니라 각 검사군의 1의 개수**에 적용한다.

패리티를 채우면 왼쪽부터 1, 1, 1, 0, 0, 0, 0이므로 해밍코드는 1110000이다. 따라서 ②에 해당한다.

NoteBase

문 13. 무선랜 표준인 IEEE 802.11에 대한 설명으로 가장 적절한 것은?

① 매체 접근 제어 방식 중에서 경쟁에 의하여 채널 접근을 제어하는 것은 PCF(Point Coordination Function)이다.

② IEEE 802.11a는 변조 방식으로 DSSS을 사용한다.

③ IEEE 802.11n은 최대전송속도로서 600[Mbps]를 제공한다.

④ DCF(Distributed Coordination Function)에서 사용하는 접속 기법은 폴링 방식이다.

정답 3번

간단한 해설

IEEE 802.11n은 공간 스트림 4개, 40 MHz 채널, 짧은 보호구간 등 최대 설정에서 **물리계층 전송률 600 Mbps**를 지원한다. 이는 실제 응용 데이터 처리량이 항상 600 Mbps라는 뜻은 아니다.

선지별 해설

① X: 경쟁 방식으로 매체 접근을 제어하는 것은 **DCF**이다. DCF에서는 각 단말이 채널을 감지하고 백오프 절차를 거쳐 전송 기회를 경쟁한다. PCF는 액세스 포인트의 조정 기능이 단말을 폴링하여 전송 기회를 주는 비경쟁 방식이다.

② X: IEEE 802.11a는 **OFDM, 즉 직교 주파수 분할 다중화**를 사용한다. 다수의 직교 부반송파에 데이터를 나누어 실어 전송하며, DSSS를 사용하는 방식과 구별된다. DSSS 계열은 초기 802.11 및 802.11b의 전송 방식과 관련된다.

③ O: IEEE 802.11n의 최대 물리계층 전송률은 **600 Mbps**이다. 공간 스트림 4개, 40 MHz 채널, 400 ns의 짧은 보호구간 등 최대 전송률을 지원하는 설정에서 가능한 값이다. 모든 802.11n 장치가 이 구성을 갖추는 것은 아니며, 매체 접근·제어 정보 등의 오버헤드 때문에 실제 응용 데이터 처리량은 이보다 낮다.

④ X: DCF의 접속 기법은 **CSMA/CA**이다. 채널 상태를 확인하고 무작위 백오프 등을 이용해 충돌 가능성을 줄인다. 폴링을 통해 중앙의 조정자가 전송 기회를 배정하는 것은 PCF이다.

NoteBase

문 14. 블루투스에 대한 설명으로 가장 적절하지 않은 것은?

① 대역 확산 기술로 FHSS(Frequency Hopping Spread Spectrum)를 사용한다.

② 접속 기술로서 TDD/TDMA를 사용한다.

③ 블루투스의 사용 주파수 대역은 2.4~2.48[GHz]로서, 70개의 채널로 구성되며 한 채널당 대역폭은 1[MHz]이다.

④ 변조 방식으로 GFSK를 사용한다.

정답 3번

간단한 해설

블루투스 Classic은 2.4 GHz ISM 대역에서 **1 MHz 간격의 79개 채널**을 사용한다. 70개라는 채널 수가 잘못되었다.

선지별 해설

이 문항의 1 MHz 채널과 GFSK 설명은 전통적인 블루투스 Classic의 기본 전송 방식인 BR을 중심으로 이해한다. 블루투스 전체의 모든 모드가 동일한 채널 구성과 변조 방식을 쓰는 것은 아니다.

① O: FHSS는 **송수신 주파수를 정해진 도약 순서에 따라 바꾸는** 대역 확산 방식이다. 통신하는 기기들이 같은 도약 순서와 시각을 공유하여 데이터를 주고받으며, 특정 주파수의 간섭이 통신 전체에 계속 영향을 주는 것을 줄인다.

② O: TDD는 송신과 수신의 방향을 시간으로 나누는 방식이고, TDMA는 여러 기기가 시간 구간을 나누어 채널을 사용하는 방식이다. Classic 피코넷에서는 625 μs 단위의 슬롯을 바탕으로 중앙 기기와 주변 기기가 교대로 통신하며, 중앙 기기가 주변 기기의 송신 기회를 조정한다. 두 용어는 각각 **양방향 전송과 다중 접속의 시간 분할**을 설명한다.

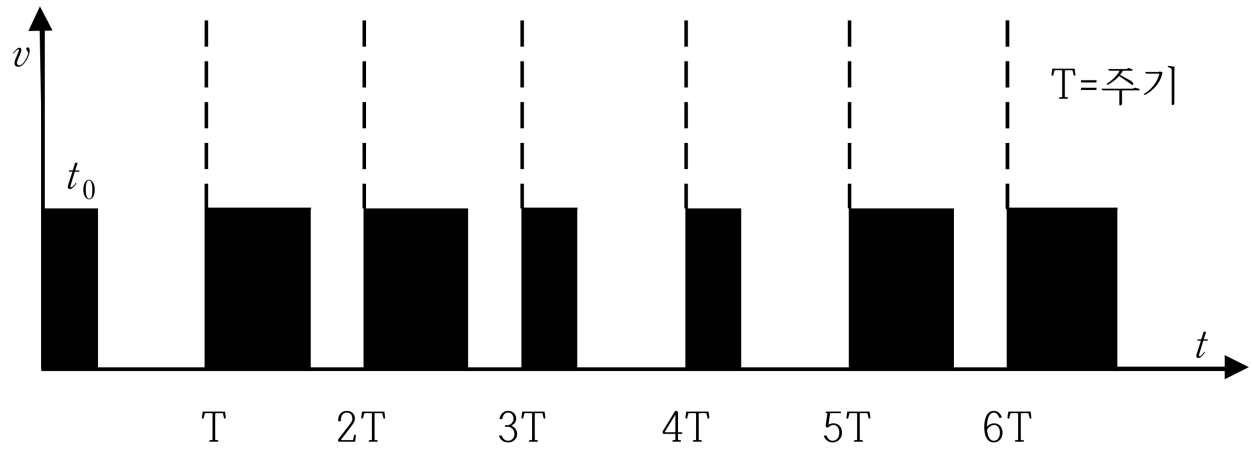
③ X: Classic의 채널 수는 **70개가 아니라 79개**이다. 채널 중심 주파수는 2.402~2.480 GHz에 1 MHz 간격으로 배치된다. 전체 2.4 GHz ISM 대역은 2.400~2.4835 GHz이므로, 대역의 경계와 실제 채널 중심 주파수의 범위도 구분한다. LE의 40개·2 MHz 간격 채널 구성과 혼동하지 않아야 한다.

④ O: BR은 가우시안 필터를 적용한 주파수 편이 변조인 **GFSK**를 사용한다. 비트에 따라 반송파 주파수를 변화시키되 가우시안 필터로 급격한 변화를 완화한다. 다만 EDR의 데이터 부분에는 π/4-DQPSK나 8DPSK도 사용되므로, 블루투스의 모든 전송 모드가 GFSK만 사용한다는 뜻으로 확대할 수는 없다.

따라서 채널 수를 잘못 제시한 ③이 가장 적절하지 않다.

NoteBase

문 15. 아래 그림의 펄스 변조방식으로 가장 적절한 것은?



$$\text{Duty rate} = \frac{t_0}{T} \times 100\%$$

① 펄스 폭 변조

② 펄스 진폭 변조

③ 펄스 위치 변조

④ 펄스 부호 변조

정답 1번

간단한 해설

그림은 펄스의 높이와 시작 간격을 일정하게 유지하면서 **높은 상태의 지속시간인 펄스 폭**을 바꾼다. 이는 펄스 폭 변조이며, 폭의 변화에 따라 듀티비도 달라진다.

NoteBase

도식 해설

세로축 v는 펄스의 높이, 가로축 t는 시간을 나타낸다. 그림에서 펄스의 높이는 같고, 상승하는 시점도 T, 2T, 3T 등의 기준선에 맞춰 일정한 간격으로 반복된다. 반면 **높은 상태가 지속되는 가로 폭**은 펄스마다 달라진다. 예를 들어 T와 2T에서 시작하는 펄스는 3T에서 시작하는 펄스보다 넓다.

이처럼 펄스의 지속시간, 즉 폭을 변화시켜 정보를 표현하는 방식이 **펄스 폭 변조(PWM)**이다. 그림 아래의 듀티비 $D = \frac{t_0}{T} \times 100\%$는 한 주기 중 펄스가 높은 상태인 시간의 비율이다. T가 일정하므로 펄스 폭이 커질수록 듀티비도 커진다.

펄스 진폭 변조(PAM)는 펄스의 높이를 바꾸는 방식이다. 이 그림에서는 높이가 일정하므로 진폭 변화가 식별 근거가 되지 않는다.

펄스 위치 변조(PPM)는 폭과 높이를 일정하게 둔 펄스의 발생 위치를 기준 시점에 대해 바꾼다. 이 그림은 펄스의 시작 위치가 주기적 기준선에 맞고 끝나는 시점이 달라져 폭이 변하므로 PPM과 구별된다.

펄스 부호 변조(PCM)는 표본값을 양자화한 뒤 이진 부호열로 표현한다. 사각 펄스가 보인다는 이유만으로 PCM이 되는 것은 아니며, 이 그림의 핵심은 부호열이 아니라 펄스 폭과 듀티비의 변화이다.

따라서 그림의 변조방식은 ① 펄스 폭 변조이다.

NoteBase

문 16. QAM(Quadrature Amplitude Modulation)의 특징으로 가장 적절하지 않은 것은?

① QAM은 정보 신호에 따라 반송파의 진폭과 위상을 동시에 변화시키는 APK(Amplitude Phase Keying)의 한 종류이다.

② 반송파의 진폭을 변화시킨 다음, 주파수를 변화시키는 변조 방식이다.

③ 좁은 전송대역폭으로 많은 정보를 전송하는 시스템에서 필요한 변조 기술이다.

④ 동기 검파 방식을 사용하여 신호를 검출할 수 있다.

정답 2번

간단한 해설

QAM은 서로 직교하는 두 반송파 성분을 결합하여 신호점의 **진폭과 위상**으로 정보를 나타낸다. 진폭을 바꾼 뒤 주파수를 바꾸는 순차적인 변조 방식이라는 설명은 맞지 않는다.

선지별 해설

QAM은 같은 주파수에서 위상이 90° 다른 I·Q 반송파 성분의 크기를 각각 조절한 뒤 합성하는 방식이다. 이 두 성분의 조합이 신호공간의 한 점을 이루며, 그 점의 거리와 각도로 합성 신호의 진폭과 위상을 표현할 수 있다.

① O: 통상적인 다진 QAM은 여러 진폭·위상 조합으로 심볼을 구분하므로 진폭과 위상을 함께 이용하는 APK의 한 형태로 설명한다. 이는 **정보를 표현하는 두 속성의 결합**을 뜻하며, 모든 심볼 전환에서 진폭과 위상이 반드시 둘 다 변해야 한다는 뜻은 아니다.

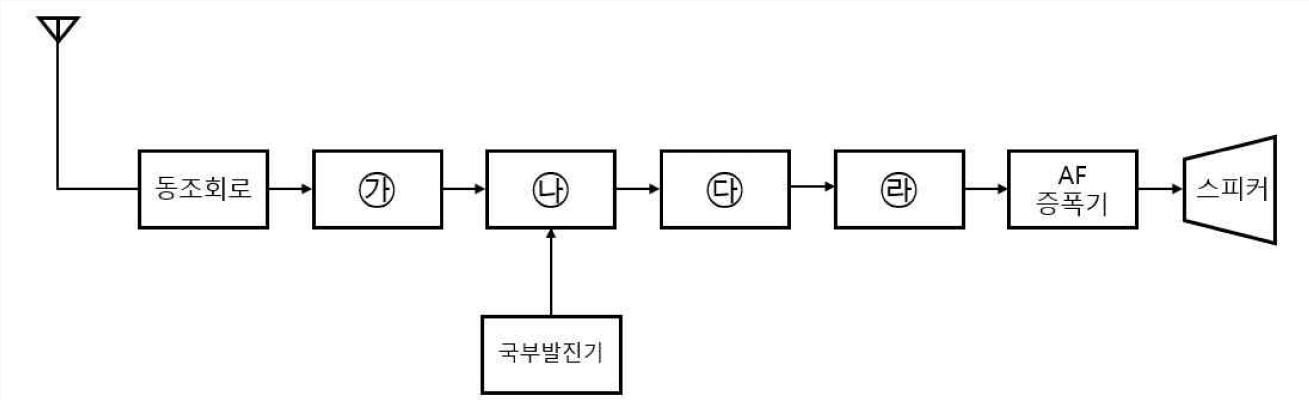
② X: QAM이 정보 표현에 사용하는 조합은 진폭과 위상이다. 서로 직교하는 두 반송파는 같은 반송파 주파수를 사용하므로, 진폭 변조 뒤에 주파수 변조를 차례로 실시하는 방식이 아니다. 심볼별로 반송파 주파수를 구분하여 정보를 싣는 대표적인 방식은 FSK이다.

③ O: M개의 신호점을 사용하는 QAM은 심볼 하나에 $\log_2 M$비트를 실을 수 있다. 같은 심볼 속도에서 신호점 수를 늘리면 더 많은 비트를 보내므로 제한된 대역폭을 효율적으로 사용하는 데 유용하다. 다만 평균 신호전력을 고정하고 차수를 높이면 신호점 사이가 가까워져 잡음에 더 민감해지는 절충관계가 있다.

④ O: 수신기에서 반송파의 주파수와 위상을 맞춘 **동기 검파**를 이용하면 I·Q 성분을 분리하여 신호점을 판정할 수 있다. 위상 기준이 크게 어긋나면 신호점이 회전하는 등 판정에 영향을 주므로 반송파 동기가 중요하다.

NoteBase

문 17. 슈퍼헤테로다인(Super-Heterodyne) 수신기의 구성도이다. ㉮~㉲에 들어갈 장치를 순서대로 가장 적절하게 나열한 것은?



① ㉮: RF 증폭기, ㉯: IF 증폭기, ㉰: 혼합기, ㉱: 포락선 검파기

② ㉮: RF 증폭기, ㉯: 혼합기, ㉰: IF 증폭기, ㉱: 포락선 검파기

③ ㉮: IF 증폭기, ㉯: RF 증폭기, ㉰: 포락선 검파기, ㉱: 혼합기

④ ㉮: IF 증폭기, ㉯: 포락선 검파기, ㉰: 혼합기, ㉱: RF 증폭기

정답 2번

간단한 해설

국부발진기 출력이 연결된 곳은 **혼합기**이며, 수신 신호를 중간주파수로 바꾼 뒤 IF 증폭단에서 처리한다. 그림의 AM 수신 구조에서는 마지막에 포락선을 검파하여 AF 증폭기에 보낼 저주파 정보를 얻는다.

NoteBase

올바른 순서

㉮ RF 증폭기 → ㉯ 혼합기 → ㉰ IF 증폭기 → ㉱ 포락선 검파기

㉮ RF 증폭기: 동조회로가 선택한 고주파 수신 신호를 먼저 증폭한다. 이 단계의 신호는 아직 수신 주파수 대역에 있으므로 중간주파 증폭기가 아니라 **RF 증폭기**가 들어간다.

㉯ 혼합기: 그림에서 **국부발진기의 출력이 함께 입력되는 위치**이다. 수신 신호와 국부발진 신호를 혼합해 합·차 주파수 성분을 만들고, 그중 필요한 성분을 중간주파수로 사용한다. 통상 차 주파수를 선택하면 $f_{IF} = |f_{RF} - f_{LO}|$ 이다. 혼합에 의한 주파수 변환이 먼저 이루어져야 다음 중간주파 증폭단에서 처리할 수 있다.

㉰ IF 증폭기: 혼합기에서 변환된 중간주파 신호를 증폭하고 필요한 대역을 선택한다. 수신 주파수가 달라져도 일정한 중간주파수로 변환하여 처리하므로 **고정된 대역에서 증폭과 선택도를 확보**할 수 있다. 이 단계의 신호에는 아직 변조된 정보가 실려 있다.

㉱ 포락선 검파기: 이 구성도에서는 반송파를 포함한 AM 신호의 포락선을 따라 음성 등 원래의 저주파 정보를 복원한다. 정상적인 포락선 검파를 위해서는 과변조가 없어야 하는 등 포락선이 정보 신호를 올바르게 나타내는 조건이 필요하다. 검파한 저주파 신호를 뒤의 AF 증폭기에서 증폭한 후 스피커로 출력한다.

NoteBase

문 18. 간접 FM 방식의 특징으로 가장 적절하지 않은 것은?

① 수정발진기를 사용하기 때문에 주파수 안정도가 좋다.

② 전치보상기가 필요하다.

③ AFC회로가 필요하다.

④ 원하는 크기의 주파수 편이를 얻기 어려우므로, 주파수체배기가 필요하다.

정답 3번

간단한 해설

전형적인 간접 FM은 **수정발진기의 높은 주파수 안정도**를 이용하므로 중심 주파수 보정을 위한 AFC가 필수적이지 않다. AFC는 주파수 표류가 문제 되는 직접 FM 방식과 대비되는 특징이다.

선지별 해설

대표적인 간접 FM인 암스트롱 방식은 안정된 반송파를 만든 뒤, 변조 신호를 적분하여 위상변조기에 넣음으로써 주파수변조 신호를 얻는다. 발진기의 주파수 결정 소자를 변조 신호로 직접 변화시키는 직접 FM과 구분한다.

① O: 간접 FM은 **수정발진기로 안정된 반송파를 발생**시키고 뒤의 변조 단계에서 위상을 변화시킨다. 수정발진기를 변조 신호로 직접 크게 흔들 필요가 없어, 중심 주파수의 안정도를 높게 유지할 수 있다.

② O: 위상변조기 앞에는 변조 신호를 **미리 적분하는 전치보상기**가 필요하다. 순간 주파수는 위상의 시간 변화율이므로, 입력을 적분한 뒤 위상변조하면 순간 주파수의 편이가 원래 신호의 크기에 비례하게 된다. 이 보상은 위상변조로 FM을 구현하기 위한 것으로, 잡음 개선을 위해 고주파 성분을 강조하는 프리엠퍼시스와 구분한다.

③ X: AFC는 중심 주파수의 표류를 검출하여 자동으로 보정하는 회로이다. 수정발진기를 사용하는 전형적인 간접 FM에서는 **중심 주파수 안정화를 위한 AFC가 필수적이지 않다**. AFC의 필요성은 주파수가 쉽게 표류하는 LC 발진기 등을 직접 변조하는 방식에서 주로 문제 된다. 간접 FM 회로에 보정 기능을 추가할 수 없다는 뜻은 아니다.

④ O: 암스트롱 방식은 왜곡을 억제하기 위해 처음에 작은 위상 편이로 동작시키므로 얻어지는 FM의 주파수 편이도 작다. 따라서 원하는 큰 편이를 얻으려면 **주파수체배기로 편이를 확대**한다. N배 체배하면 반송파 주파수와 주파수 편이가 함께 N배가 되며, 이는 편이 크기는 그대로 두고 중심 주파수만 옮기는 혼합 동작과 다르다.

따라서 AFC가 필요하다고 제시한 ③이 가장 적절하지 않다.

NoteBase

문 19. <보기1>의 재생중계기 3R 방식과 <보기2>의 설명을 가장 적절하게 짝지은 것은?

<보기1>
㉮ Re-shaping
㉯ Re-timing
㉰ Re-generating

<보기2>
㉠ 등화 증폭된 신호에서 펄스가 있는지 없는지를 판단하여 송신 펄스와 같은 펄스로 증폭재생
㉡ 감쇠와 잡음에 의해 왜곡된 수신 파형을 증폭, 정형하여 S/N비가 좋은 부호파형으로 재생
㉢ 송출 펄스를 정확한 시간 간격으로 위상을 재생하는 기능으로 재생된 펄스가 정위치에 배열되도록 하는 기능

① ㉮: ㉠, ㉯: ㉡, ㉰: ㉢
② ㉮: ㉠, ㉯: ㉢, ㉰: ㉡
③ ㉮: ㉡, ㉯: ㉠, ㉰: ㉢
④ ㉮: ㉡, ㉯: ㉢, ㉰: ㉠

정답 4번

간단한 해설

Re-shaping은 **파형 정형**, Re-timing은 **시간 위치 복원**, Re-generating은 **판정한 펄스의 재생**에 해당한다. 각 설명에서 파형·시간·펄스 유무 판정 중 무엇을 다루는지 구별한다.

NoteBase

대응 관계 해설

재생중계기는 전송 중 감쇠·왜곡·잡음의 영향을 받은 디지털 신호를 다시 사용할 수 있는 펄스로 복원한다. 이 문항에서는 보기1에 제시한 세 기능의 명칭을 기준으로 보기2의 핵심 동작을 대응시킨다.

㉮ Re-shaping → ㉡: 수신 파형을 증폭하고 등화·정형하여 판정하기 좋은 부호 파형으로 다듬는 기능이다. ㉡의 '왜곡된 수신 파형'과 '증폭, 정형'이 이에 해당한다. 다만 선형 증폭만으로는 신호와 잡음이 함께 커지므로, 단순히 크기를 키우는 것과 파형을 정형하여 잡음 영향을 줄이는 것을 구분한다.

㉯ Re-timing → ㉢: 수신 신호에서 시간 기준을 복원하여 펄스가 **정확한 시간 위치**에 놓이도록 하는 기능이다. ㉢의 '정확한 시간 간격'과 '정위치에 배열'은 펄스의 시간적 흔들림을 줄이고 송출 타이밍을 맞추는 설명이다.

㉰ Re-generating → ㉠: 정형된 신호를 적절한 판정 시점에 살펴 펄스가 있는지 없는지 판정하고, 그 결과에 따라 송신 펄스와 같은 규정된 펄스를 새로 만드는 기능이다. ㉠은 **펄스 유무 판정 후 재생**을 직접 설명한다. 입력 잡음이 너무 커서 비트를 잘못 판정하면 재생만으로 그 정보 오류까지 자동 교정되는 것은 아니다.

선택지 연결: ㉮는 ㉡, ㉯는 ㉢, ㉰는 ㉠으로 짝지은 ④가 된다.

NoteBase

문 20. 주파수 대역이 20~35,000[Hz]인 신호를 표본화하고, 이를 표본당 8bit로 PCM 하고자 할 때, 에일리어싱이 발생하지 않음을 전제 조건으로 최소 표본화율, 최소 데이터전송속도가 가장 알맞게 계산된 것은?

① 최소 표본화율[Hz]: 70,000, 최소 데이터전송속도[Kbps]: 640

② 최소 표본화율[Hz]: 35,000, 최소 데이터전송속도[Kbps]: 640

③ 최소 표본화율[Hz]: 70,000, 최소 데이터전송속도[Kbps]: 560

④ 최소 표본화율[Hz]: 35,000, 최소 데이터전송속도[Kbps]: 560

정답 3번

간단한 해설

문항의 이론적 최소 표본화 기준은 **최고 주파수 35,000 Hz의 두 배**인 70,000 Hz이다. 표본당 8비트를 사용하므로 전송률은 70,000 × 8 = 560,000 bit/s = 560 kbit/s가 된다.

계산 과정

주어진 신호의 최고 주파수는 35,000 Hz이다. 이 문항은 최고 주파수의 두 배인 **나이퀴스트 표본화율을 이론적인 최소 기준**으로 사용한다. 따라서 $f_{s,\,\min} = 2f_{\max} = 2 \times 35{,}000 = 70{,}000$ Hz이다. 하한 주파수 20 Hz를 빼서 얻은 대역폭을 이 식의 최고 주파수 자리에 넣지 않는다.

PCM에서는 각 표본을 정해진 비트 수로 표현하므로 데이터 전송률은 **초당 표본 수 × 표본당 비트 수**이다. 표본당 8비트이므로 $R_{\min} = 70{,}000 \times 8 = 560{,}000$ bit/s = 560 kbit/s이다. 별도 부가 비트는 제시되지 않았으므로 더하지 않는다.

따라서 최소 표본화 기준은 70,000 Hz, 최소 데이터 전송률은 560 kbit/s로, ③에 해당한다.

실제 시스템은 최고 주파수 경계의 성분과 필터의 천이대역 등을 고려하여 이 기준보다 높은 표본화율을 사용한다. 여기서 계산한 값은 문제의 에일리어싱 배제 전제 아래 사용하는 이론적 기준이며, 정확히 경계에서 표본화하면 모든 파형이 항상 복원된다는 뜻은 아니다.

NoteBase

문 21. $f(t) = e^{-at}u(t)$**의 경우 Fourier 변환한 결과는? (단,** $a > 0$**)**

① $\frac{1}{a + j2\pi f}$
② $-\frac{1}{a + j2\pi f}$
③ $\frac{1}{a - j2\pi f}$
④ $\frac{1}{-a + j2\pi f}$

정답 1번

간단한 해설

단위계단함수 때문에 적분 구간은 0부터 무한대가 된다. **a > 0이어서 무한대의 경계항이 사라지므로** $F(f) = \int_0^\infty e^{-(a + j2\pi f)t}dt = \frac{1}{a + j2\pi f}$이다.

계산 과정

주파수를 Hz 단위의 f로 나타내고, 지수에 음의 부호를 쓰는 푸리에 변환 정의를 적용한다.
$F(f) = \int_{-\infty}^\infty f(t)e^{-j2\pi ft}dt$
여기서 j는 허수단위이다.

$u(t)$는 단위계단함수이므로 신호는 t < 0에서 0이고 t > 0에서 e^{-at}이다. 따라서 **음의 시간 구간은 적분에 기여하지 않는다**. t = 0 한 점에서의 계단함수 값은 이 적분값에 영향을 주지 않는다.
$F(f) = \int_0^\infty e^{-at}e^{-j2\pi ft}dt = \int_0^\infty e^{-(a + j2\pi f)t}dt$

지수함수를 적분하면 다음과 같다.
$F(f) = \left[-\frac{e^{-(a + j2\pi f)t}}{a + j2\pi f}\right]_0^\infty$
a > 0이므로 지수함수의 크기가 무한대에서 0으로 수렴한다. 아래끝 t = 0에서는 지수함수가 1이므로, 위끝 값 0에서 아래끝의 음수를 빼게 된다.

따라서 $F(f) = 0 - \left(-\frac{1}{a + j2\pi f}\right) = \frac{1}{a + j2\pi f}$이며 ①과 일치한다. 음의 지수 두 항을 합칠 때 괄호 안은 $a + j2\pi f$가 되고, 정적분의 경계값을 계산하면 전체 결과 앞에는 음수가 남지 않는다.

NoteBase

문 22. 전체 SNR을 향상시키기 위해 FM 방송에서 변조하기 전에 메시지 신호 $m(t)$의 고주파수 성분을 증폭시키는데 사용되는 필터링 처리 과정을 무엇이라 하는가?

① 프리엠퍼시스(Pre-emphasis)

② 디엠퍼시스(De-emphasis)

③ 랜덤 과정(Random Process)

④ 중심극한 정리(Central Limit Theorem)

정답 1번

간단한 해설

FM 송신기에서 변조 전에 메시지의 고주파 성분을 상대적으로 키우는 처리는 **프리엠퍼시스**이다. 수신기의 디엠퍼시스와 짝을 이루어 신호의 주파수 특성을 복원하면서 고주파 잡음의 영향을 줄인다.

개념 구분

프리엠퍼시스: 송신 측에서 FM 변조 전에 메시지 신호의 고주파 성분을 저주파 성분보다 상대적으로 강조하는 필터링이다. 발문의 **'변조하기 전에'와 '고주파수 성분을 증폭'**이 이 기능을 직접 가리킨다. 반송파 주파수를 높이는 조작이 아니라 변조에 넣는 메시지의 주파수별 크기를 조절하는 처리이다.

디엠퍼시스와 SNR 개선: FM 복조에서는 메시지 대역의 고주파 쪽 잡음 영향이 커지는 특성이 있다. 송신 측에서 미리 강조한 신호를 수신 측 복조 후 디엠퍼시스로 감쇠시키면 원래 신호의 주파수 균형을 복원하면서 전송·수신 과정에서 더해진 고주파 잡음도 줄일 수 있다. 따라서 디엠퍼시스는 수신 측의 대응 처리이며, 발문이 묻는 송신 측 사전 강조와 구별된다.

다른 개념과의 구분: 랜덤 과정은 시간에 따라 변하는 신호나 잡음을 확률적으로 나타내는 모형이다.
중심극한정리는 일정한 조건에서 많은 확률변수의 합 또는 평균의 분포가 정규분포에 가까워지는 성질이다. 둘 다 메시지 고주파 성분을 사전에 강조하는 필터의 이름이 아니다.

선택지 연결: 송신 측에서 변조 전에 고주파 메시지 성분을 강조하는 과정은 ① 프리엠퍼시스이다.

NoteBase

문 23. 광섬유 케이블 특징에 대한 설명으로 가장 적절하지 않은 것은?

① SMF(Single Mode Fiber)와 MMF(Multi Mode Fiber)가 있으며, MMF는 근거리 전송에 주로 사용된다.

② 코어의 굵기가 가늘고 경량이지만 제조와 유지보수가 어렵다.

③ 광섬유의 유리 중에 포함된 Cu 또는 Fe 등의 천이 금속이나 수분 등의 불순물로 인해 흡수손실이 일어날 수 있다.

④ 레일리산란(Rayleigh Scattering) 손실은 코어의 직경에 영향을 받는다.

정답 4번

간단한 해설

광섬유의 기본적인 레일리산란 특성은 **유리 내부의 미시적 굴절률 불균일과 빛의 파장**으로 설명한다. 코어 직경에 따른 모드·분산 특성과 구분하는 것이 핵심이다.

선지별 해설

① O: SMF는 사용 파장에서 하나의 공간 전파 모드로 빛을 전달하고, MMF는 여러 모드로 전달한다. MMF에서는 모드에 따라 도달 시간이 달라지는 **모드분산**이 생겨 펄스가 퍼질 수 있으므로 주로 근거리 통신에 사용된다. SMF는 이러한 모드 간 분산이 없어 장거리·고속 전송에 유리하다.

② O: 광섬유는 가는 유리 섬유로 많은 정보를 전달하므로 소형·경량화에 유리하다. 한편 낮은 손실을 얻으려면 고순도 재료와 정밀한 굴절률 구조가 필요하고, 접속할 때도 **미세한 코어 정렬과 단면 관리**가 요구된다. 따라서 제조·접속·보수에는 정밀한 장비와 기술이 필요하다는 의미이다.

③ O: Cu·Fe 같은 천이 금속 불순물은 특정 파장의 빛을 흡수할 수 있으며, 수분과 관련된 **OH기의 흡수**도 손실 원인이 된다. 이처럼 빛의 에너지가 재료에 흡수되는 현상은 빛의 진행 방향이 바뀌는 산란과 구별한다.

④ X: 이 문항에서 비교하는 기본적인 재료 산란 특성의 설명으로는 적절하지 않다. 레일리산란은 유리 내부의 밀도·조성에 따른 **미시적인 굴절률 불균일** 때문에 발생하며, 같은 재료 조건에서 산란손실은 대체로 $\alpha_R \propto \frac{1}{\lambda^4}$의 파장 의존성을 갖는다. 코어 직경은 우선 전파 모드와 분산 특성을 결정하는 구조 변수로 구분한다. 다만 실제 섬유의 유효 전파손실에는 구조와 모드의 중첩에 따른 간접 영향이 있을 수 있으므로, 직경과 모든 산란손실이 절대 무관하다고 일반화해서는 안 된다.

따라서 기본적인 광섬유 손실 특성의 구분에서 가장 적절하지 않은 것은 ④이다.

NoteBase

문 24. <보기1>과 <보기2>의 전송속도를 짝지은 것으로 가장 적절한 것은?

<보기1>
㉮ OC – 3
㉯ OC – 12
㉰ OC – 48

<보기2>
㉠ 51.84[Mbps]
㉡ 155.52[Mbps]
㉢ 466.56[Mbps]
㉣ 622.08[Mbps]
㉤ 933.12[Mbps]
㉥ 1244.16[Mbps]
㉦ 1866.24[Mbps]
㉧ 2488.32[Mbps]

① ㉮: ㉡, ㉯: ㉣, ㉰: ㉧
② ㉮: ㉡, ㉯: ㉦, ㉰: ㉧
③ ㉮: ㉢, ㉯: ㉥, ㉰: ㉦
④ ㉮: ㉠, ㉯: ㉤, ㉰: ㉦

정답 1번

간단한 해설

OC 규격의 전송률은 **기본 OC-1의 51.84 Mbit/s에 규격 번호를 곱해** 구한다. OC-3·OC-12·OC-48은 각각 155.52·622.08·2,488.32 Mbit/s이다.

NoteBase

대응 관계 해설

SONET의 광 반송파 규격에서 기본 전송률인 OC-1은 51.84 Mbit/s이다. **OC-N의 전송률은 OC-1의 N배**이므로, 각 규격의 숫자에 51.84를 곱해 연결한다. 여기서 전송률은 부가정보를 포함한 회선 비트율이며 순수 사용자 데이터율과 구별된다.

㉮ OC-3: 51.84 × 3 = 155.52 Mbit/s이므로 ㉡과 연결된다.

㉯ OC-12: 51.84 × 12 = 622.08 Mbit/s이므로 ㉣과 연결된다. OC-3보다 전송률이 4배이다.

㉰ OC-48: 51.84 × 48 = 2,488.32 Mbit/s이므로 ㉥과 연결된다. OC-12보다 전송률이 4배이다.

㉠의 51.84 Mbit/s는 기본 OC-1의 값이다. 나머지 ㉢·㉤·㉦·㉧의 값도 위에서 계산한 세 규격의 전송률과 일치하지 않는다.

따라서 대응은 ㉮–㉡, ㉯–㉣, ㉰–㉥이며, ①에 해당한다.

NoteBase

문 25. 전파에 대한 설명으로 가장 적절하지 않은 것은?

① 매질의 비유전율, 비투자율이 클수록 전파의 속도는 늦어진다.

② 전파는 산란성을 가진다.

③ 전파는 편파성을 가진다.

④ 전파는 주파수가 낮을수록 직진하며, 주파수가 높을수록 회절 현상이 심하다.

정답 4번

간단한 해설

같은 매질과 장애물 조건에서는 **주파수가 낮고 파장이 길수록 회절이 두드러진다**. 주파수가 높고 파장이 짧아지면 직진성이 강해지므로, 선지는 주파수에 따른 경향을 반대로 설명했다.

선지별 해설

① O: 양의 유전율과 투자율을 갖는 통상적인 손실 없는 매질에서 전파의 위상속도는 $v = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}} = \frac{c}{\sqrt{\mu_r \varepsilon_r}}$이다. 여기서 c는 진공 중 빛의 속도이고, ε_r과 μ_r는 각각 비유전율과 비투자율이다. 두 값의 곱이 커지면 분모가 커지므로 전파 속도는 느려진다.

② O: 전파가 거친 표면이나 불규칙한 물체·매질을 만나면 에너지가 **여러 방향으로 퍼지는 산란**이 발생할 수 있다. 산란의 정도는 파장에 대한 물체나 표면 요철의 상대적 크기 등에 따라 달라진다. 전파가 매끄러운 경계면에서 일정한 방향으로 반사되는 경우와 구별된다.

③ O: 전파는 전기장 진동의 방향과 시간에 따른 변화를 나타내는 **편파**를 가진다. 전기장 방향이 일정한 선편파뿐 아니라 전기장 벡터가 회전하는 원편파·타원편파도 가능하다.

④ X: 같은 매질과 장애물 조건에서 주파수가 낮아져 파장이 길어지면 **장애물 뒤로 돌아 들어가는 회절이 더 두드러진다**. 반대로 주파수가 높아져 파장이 짧아지면 회절이 상대적으로 약해져 직진성이 강해진다. 선지는 이 관계를 반대로 설명했다. 회절은 주파수만으로 정해지는 것이 아니라 파장과 장애물·개구 크기의 상대적 관계에 좌우된다.

NoteBase

문 26. 아마추어 무선통신과 대륙 간의 통신, 팩시밀리 등에 사용되며, 전리층반사파의 전파형식과 3~30[MHz] 주파수 범위를 가지는 무선주파수 대역은?

① MF(중파)

② HF(단파)

③ LF(저주파)

④ VHF(초단파)

정답 2번

간단한 해설

3~30MHz는 HF, 즉 단파 대역이다. 전리층을 이용해 지상 가시거리 밖으로 전파를 전달할 수 있어 장거리 통신에 활용된다.

개념 구분

HF(단파): 3~30MHz에 해당한다. 적절한 주파수와 전리층 상태에서는 전파가 전리층에서 굴절되어 지상으로 돌아오는 하늘파 전파가 가능하며, 이를 통상 전리층 반사파라고 부른다. 이 성질로 대륙 간 통신, 단파 아마추어 무선통신, 무선 팩시밀리 등에 활용할 수 있다. 다만 시간대·태양활동·전리층 상태에 따라 통신 조건이 달라진다.

MF(중파): 300~3,000kHz, 즉 0.3~3MHz에 해당한다. 문제의 3~30MHz보다 한 단계 낮은 대역이다. 전리층 전파가 HF에만 가능한 것은 아니므로, 전리층이라는 말만으로 대역을 정하기보다 제시된 수치 범위를 함께 확인해야 한다.

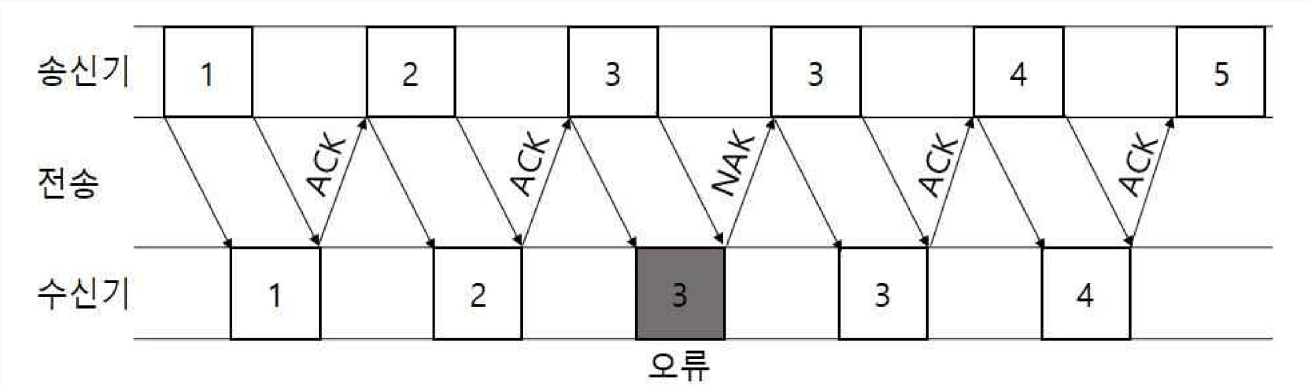
LF(저주파): 30~300kHz에 해당한다. 문제의 MHz 범위와는 다르며, kHz와 MHz의 단위를 혼동하지 않아야 한다.

VHF(초단파): 30~300MHz에 해당한다. HF보다 한 단계 높은 대역으로, 문제에 제시된 3~30MHz와 구별된다.

선택지 연결: 아마추어 통신이라는 용도는 여러 대역에 걸칠 수 있지만, **3~30MHz라는 주파수 범위**와 장거리 전리층 전파의 조합은 ② HF(단파)에 해당한다.

NoteBase

문 27. 아래의 그림이 설명하고 있는 가장 적절한 ARQ(Automatic Repeat Request) 방식은?



① Stop and Wait

② Go-back-N

③ Selective

④ Adaptive

정답 1번

간단한 해설

송신기는 **한 프레임을 보낸 뒤 응답을 기다리고**, 정상 확인을 받아야 다음 프레임을 보낸다. 오류가 난 3번을 재전송해 확인받은 뒤 4번으로 진행하므로 정지대기 ARQ이다.

NoteBase

도식 해설

그림은 위쪽 송신기와 아래쪽 수신기 사이에서 프레임과 응답이 오가는 과정을 왼쪽에서 오른쪽으로 나타낸다. 송신기는 1번 프레임을 보낸 뒤 ACK가 돌아와야 2번을 보내고, 2번의 ACK를 받은 뒤 3번을 보낸다. 즉, **한 프레임을 보내고 그 응답을 기다리는 동작**을 반복한다.

처음 보낸 3번 프레임은 수신기에서 오류로 표시되고, 수신기는 NAK를 돌려보낸다. 송신기는 이 응답 뒤에 3번을 다시 전송한다. 재전송한 3번에 대한 ACK를 받은 뒤에야 4번을 보내므로, 확인되지 않은 채 연속 전송되는 여러 프레임이 없다.

이 방식은 **정지대기 ARQ(Stop and Wait)**이다. ACK는 정상 수신 확인, NAK는 부정 응답으로서 재전송을 요구한다. 응답을 기다리는 동안 새 프레임을 보내지 않으므로 동작이 단순하지만 왕복 지연이 길면 전송 효율이 낮아진다.

Go-back-N은 송신 윈도 안에서 여러 프레임을 먼저 전송할 수 있고, 오류가 발생하면 재전송이 필요한 프레임부터 뒤의 미확인 프레임들을 다시 보낸다. Selective Repeat는 여러 프레임을 전송하면서 오류·유실된 프레임을 선택적으로 재전송한다. 그림에서 3번만 다시 보낸다는 사실보다 **각 프레임마다 응답을 기다린다**는 흐름이 정지대기를 가르는 근거이다.

Adaptive ARQ는 채널 상태 등에 맞추어 전송 단위나 재전송 동작을 조정하는 적응적 방식이다. 그림에는 그러한 조정이 아니라 한 프레임씩 보내고 확인하는 일정한 동작이 나타난다.

따라서 그림을 설명하는 방식은 ① Stop and Wait이다.

NoteBase

문 28. 다음 데이터 교환방식에 대한 설명으로 가장 적절한 것은?

① 회선교환 방식은 데이터를 전송할 때마다 통신경로를 설정한 후, 데이터를 교환하는 방식으로 전송 중 항상 일정한 경로를 사용한다.

② 패킷교환 방식은 회선교환 방식에 비해 항상 전송속도와 전송효율이 낮다.

③ 회선교환 방식은 경로 지정을 위한 정보를 가지고 있는 패킷 형태로 변환하여 데이터를 전송한다.

④ 패킷교환 방식은 데이터전송을 위한 호 설정 및 해제의 절차를 통해 경로를 설정하여 통신선로를 사용하기 때문에 응답시간이 낮고 대용량 데이터 전송에 유리하다.

정답 1번

간단한 해설

회선교환은 통신 전에 경로를 설정하고 **연결이 유지되는 동안 같은 경로와 확보한 자원**을 사용한다. 패킷마다 경로를 선택하여 공유 자원으로 전달하는 방식과 구분된다.

선지별 해설

① O: 회선교환은 통신 전에 경로와 필요한 회선 자원을 설정하고, **연결이 유지되는 동안 같은 경로**로 데이터를 보낸 뒤 연결을 해제한다. '전송할 때마다'는 새 통신 연결을 시작할 때의 설정을 뜻하며, 연결 중 데이터 조각마다 경로를 다시 정한다는 의미가 아니다.

② X: 패킷교환의 속도와 효율이 회선교환보다 **항상 낮은 것은 아니다**. 패킷교환은 여러 통신이 전송 자원을 공유하므로 데이터가 간헐적으로 발생할 때 자원을 효율적으로 활용할 수 있다. 실제 전송속도와 지연은 링크 용량·혼잡·헤더 및 처리 부담 등에 따라 달라진다.

③ X: 경로 선택에 필요한 정보를 붙인 패킷으로 나누어 전달하는 것은 **패킷교환의 기본 방식**이다. 데이터그램은 목적지 주소 등을, 가상회선 방식은 미리 정한 연결의 식별자 등을 이용한다. 회선교환은 미리 설정한 회선 자원으로 데이터를 전달하며, 개별 패킷의 주소에 따라 매번 교환 경로를 결정하는 것을 기본 원리로 삼지 않는다.

④ X: 호 설정·전송·해제를 거쳐 전용 회선을 사용하고, 설정 후 지속적인 전송에 유리하다는 설명은 회선교환의 특징에 가깝다. 패킷교환 중 가상회선 방식에도 설정·해제 절차가 있지만, **그 절차만으로 짧은 응답시간이 보장되지는 않는다**. 자원을 공유하는 패킷망에서는 대기·처리 지연이 생길 수 있으며, 대용량 전송의 유불리도 망의 용량과 부하에 달려 있다. 회선교환 역시 최초 호 설정에 걸리는 시간은 별도로 고려해야 한다.

따라서 회선교환의 연결 설정과 경로 유지 특성을 설명한 ①이 가장 적절하다.

NoteBase

문 29. IPv6에 대한 설명으로 가장 적절하지 않은 것은?

① 128bit(16bytes) 주소 체계로써 IPv4보다 더 많은 주소를 제공할 수 있다.

② 가변적인 크기의 헤더 형식으로 처리속도를 개선하였다.

③ 주소 표기법은 128bit를 8구간으로 나누어 4자리마다 콜론(:)으로 표시하는 방법을 사용한다.

④ IPv6는 보안용 확장 헤더 기능이 지원된다.

정답 2번

간단한 해설

IPv6의 **기본 헤더는 40바이트로 고정**되어 있다. 부가 기능은 확장 헤더로 분리하므로, 기본 헤더를 가변 길이로 만들어 처리를 개선했다는 설명은 틀리다.

선지별 해설

IPv6는 주소 공간을 확대하고 기본 헤더 구조를 단순화한 인터넷 프로토콜이다. 기본 헤더와 그 뒤에 필요에 따라 붙는 확장 헤더를 구분해야 한다.

① O: IPv6 주소는 128비트, 즉 16바이트이다. IPv4의 32비트 주소보다 길기 때문에 이론적인 비트 조합 수가 2^{32}개에서 2^{128}개로 확대된다. 이 수가 모두 일반 단말에 자유롭게 배정되는 주소 수라는 뜻은 아니다.

② X: IPv6의 기본 헤더 길이는 **40바이트로 일정**하다. 기본 처리에 불필요한 항목을 줄이거나 확장 헤더로 옮겨 공통적인 패킷 처리 구조를 단순화하였다. 확장 헤더의 종류와 개수에 따라 기본 헤더 뒤에 추가되는 길이는 달라질 수 있지만, 그것을 기본 헤더 자체가 가변 길이라는 뜻으로 해석하면 안 된다.

③ O: 생략하지 않은 기본 표기는 128비트를 16비트씩 8개 구간으로 나누고, 각 구간을 **4자리 16진수**로 나타내어 콜론으로 구분한다. 각 구간의 앞쪽 0은 생략할 수 있으며, 연속된 0 구간을 나타내는 이중 콜론은 주소 안에서 한 번 사용할 수 있다. 따라서 모든 실제 표기에 반드시 네 자리씩 적어야 한다는 뜻은 아니다.

④ O: IPv6는 인증·무결성 보호를 위한 AH와 암호화 등의 보안 서비스를 제공할 수 있는 ESP 같은 보안 확장 기능을 지원한다. AH 자체는 내용을 암호화하지 않으며, ESP의 보호 기능도 설정에 따라 적용된다. IPv6를 사용한다는 사실만으로 모든 패킷이 자동으로 암호화되거나 안전해지는 것은 아니다.

NoteBase

문 30. 백색 잡음에 대한 설명으로 가장 적절하지 않은 것은?

① 백색 잡음의 평균값은 0이다.

② 전 주파수대에 걸쳐 전력 밀도 스펙트럼이 일정하다.

③ 평균 전력이 유한하여 백색 잡음을 여파한 경우 일정한 전력을 갖는다.

④ 일정크기를 갖는 delta 함수이다.

정답 3번

간단한 해설

전 주파수에 걸쳐 전력스펙트럼밀도가 일정한 이상적 백색잡음은 **전체 평균 전력이 무한대**이다. 유한 대역 필터를 거친 출력 전력이 유한해지는 것과 입력 백색잡음의 총전력을 구별해야 한다.

선지별 해설

① O: 통신이론에서 사용하는 **통상적인 영평균 백색잡음 모델**에서는 잡음의 평균을 0으로 둔다. 다만 '백색'은 주파수에 따른 전력스펙트럼밀도의 평탄성을 나타내는 말이므로, 영평균 가정과 백색성의 의미를 구별한다.

② O: 이상적인 백색잡음은 **전 주파수에 걸쳐 전력스펙트럼밀도가 일정**하다. 양측 전력스펙트럼밀도를 $S_n(f) = \frac{N_0}{2}$로 나타낸다. 실제 잡음은 모든 주파수에서 이 성질을 완벽히 만족하는 것이 아니라 관심 대역에서 백색잡음으로 근사한다.

③ X: 이상적인 백색잡음은 0이 아닌 일정한 전력스펙트럼밀도가 무한 대역에 걸쳐 존재하므로 **전체 평균 전력은 유한하지 않다**. 유한 대역의 필터를 통과한 뒤에는 통과 대역에 해당하는 전력만 남아 유한해질 수 있다. 예를 들어 이득이 1이고 양의 차단 주파수가 B인 이상적 저역통과필터의 출력 잡음 전력은 $P_{\text{out}} = N_0 B$이다. 이는 입력 잡음의 총전력이 유한하기 때문이 아니며, 출력 전력은 필터의 대역폭과 이득에 따라 달라진다.

④ O: 델타 함수라는 표현은 백색잡음의 **자기상관함수에 관한 축약 표현**으로 해석한다. 일정한 전력스펙트럼밀도의 역푸리에 변환은 $R_n(\tau) = \frac{N_0}{2}\delta(\tau)$이다. 즉, 백색잡음의 시간 파형 자체가 델타 함수인 것이 아니라 자기상관함수가 델타 함수 형태이다. '일정크기'는 앞의 상수 계수를 뜻하며, 델타 함수가 유한한 높이의 보통 펄스라는 뜻은 아니다.

NoteBase

문 31. 페이딩(Fading) 방지 대책에 대한 설명으로 가장 적절하지 않은 것은?

① 각도 다이버시티(Angle Diversity): 수신측에서 두 개 이상의 안테나를 설치했을 때, 안테나에서 동시에 다중경로 페이딩이 발생하지 않는다는 원리를 이용하여 페이딩을 방지하는 방법

② 시간 다이버시티(Time Diversity): 동일 정보를 일정시간 간격을 두고 중복해서 송출하는 경우 이들 정보에 다중경로 페이딩이 동시에 발생하지 않는 원리를 이용하는 방법

③ 편파 다이버시티(Polarization Diversity): 수신측에 수직편파 및 수평편파 안테나를 따로 설치하여 각 편파성분을 수신한 다음 합성하여 수신기에 제공하는 방법

④ 주파수 다이버시티(Frequency Diversity): 하나의 신호를 전송시, 두 개 이상의 반송파 주파수를 사용하여 송신함으로써 이들 주파수에서 동시에 다중경로 페이딩이 발생하지 않다는 원리를 이용하여 페이딩을 방지하는 방법

정답 1번

간단한 해설

안테나의 위치 차이를 이용하는 것은 **공간 다이버시티**이고, 각도 다이버시티는 **수신 방향이나 빔의 차이**를 이용한다. 단순히 여러 안테나를 설치한다는 설명만으로 각도 다이버시티의 특징을 나타내지는 못한다.

NoteBase

선지별 해설

다이버시티는 같은 정보에 대해 페이딩의 상관이 낮은 여러 수신 경로·성분을 확보하고 선택하거나 합성하는 기법이다. '동시에 페이딩이 발생하지 않는다'는 표현은 모든 신호가 동시에 심하게 약해질 확률을 줄인다는 취지이며, 동시 페이딩이 절대로 불가능하다는 뜻은 아니다.

① X: 수신 안테나를 서로 다른 위치에 두어 위치별 수신 상태의 차이를 이용하는 것은 **공간 다이버시티**의 설명이다. 각도 다이버시티의 구별점은 안테나 개수 자체가 아니라 **지향 방향이나 수신 빔의 차이**를 이용한다는 데 있다. 서로 다른 방향으로 도래하는 다중경로 성분을 다르게 받아 페이딩의 상관을 낮춘다.

② O: 시간 다이버시티는 같은 정보를 서로 다른 시각에 보내 채널 상태의 시간적 변화를 이용한다. 전송 간격을 **채널의 결맞음 시간을 고려하여 충분히 벌리면** 한 번의 심한 페이딩이 다른 전송에 그대로 반복될 가능성을 줄일 수 있다. 채널이 거의 변하지 않는 짧은 간격으로 반복하면 효과가 제한된다.

③ O: 편파 다이버시티는 수직·수평처럼 **서로 다른 편파 성분**을 이용한다. 반사·산란 과정에서 각 편파의 수신 상태가 다르게 변할 수 있으므로, 각 성분을 수신하여 적절히 합성하면 한 편파의 감쇠를 보완할 수 있다. 효과는 두 편파 채널의 상관과 수신 전력에 따라 달라진다.

④ O: 주파수 다이버시티는 같은 정보를 서로 다른 반송파 주파수로 전달하여 주파수별 페이딩 차이를 이용한다. 주파수 간격을 **채널의 결맞음 대역폭을 고려하여 충분히 분리**하면 한 주파수에서 생긴 심한 감쇠를 다른 주파수의 신호로 보완할 수 있다. 주파수가 너무 가까워 채널 응답이 비슷하면 다이버시티 효과가 작다.

따라서 공간 다이버시티의 설명을 각도 다이버시티에 연결한 ①이 가장 적절하지 않다.

NoteBase

문 32. OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)에 대한 설명으로 가장 적절하지 않은 것은?

① 다중 반송파 시스템이므로 정보 전송율을 높일 수 있다.

② 스펙트럼 이용 효율을 최대로 높일 수 있다.

③ 변조된 각 부반송파 대역은 서로 겹치지 않기 때문에 반송파 간에 간섭이 발생할 수 있다.

④ 지연 확산의 영향이 감소된다.

정답 3번

간단한 해설

OFDM은 **부반송파의 스펙트럼이 서로 겹치도록 배치하면서도 직교성을 이용해 분리**하는 방식이다. 동기와 직교성이 유지되면 부반송파 간 간섭 없이 복조할 수 있으므로, 대역이 겹치지 않는다고 설명한 ③은 적절하지 않다.

선지별 해설

① (O) **여러 부반송파의 병렬 전송**을 이용한다. 고속 데이터열을 여러 저속 데이터열로 나누어 동시에 보내므로, 각 부반송파의 심벌 전송률은 낮게 유지하면서 전체적으로 고속 전송을 구현할 수 있다. 부반송파 수만 늘리면 같은 대역폭과 전력에서 전송률이 무조건 증가한다는 뜻은 아니다.

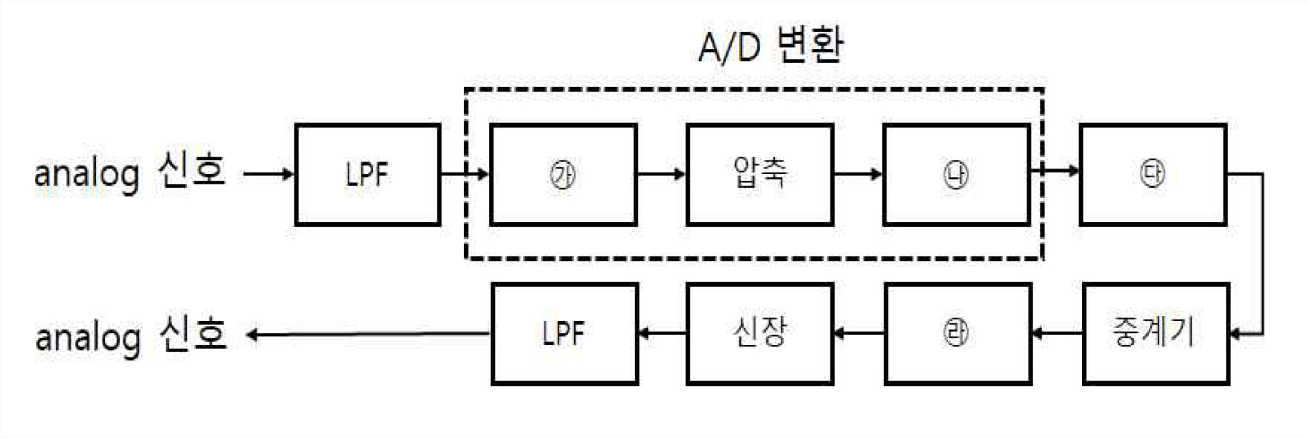
② (O) **직교성을 이용한 스펙트럼 중첩**으로 주파수 자원을 효율적으로 사용한다. 전통적인 FDM처럼 각 부반송파 사이를 넓은 보호 대역으로 분리하지 않아도 되므로 대역 이용 효율을 높일 수 있다. 여기서 '최대로'는 이러한 효율적인 배치를 강조한 표현이며, 모든 채널에서 이론적 최대 용량을 반드시 달성한다는 의미는 아니다.

③ (X) 잘못된 부분은 **'각 부반송파 대역은 서로 겹치지 않기 때문에'**이다. OFDM의 부반송파 스펙트럼은 서로 겹치지만, 유효 심벌 구간에서 직교하도록 설계하여 수신기가 각 성분을 분리한다. 부반송파 간 간섭은 주파수 오차 등으로 직교성이 깨질 때 발생할 수 있다. 따라서 '스펙트럼은 중첩되지만 직교성이 유지되면 부반송파 간 간섭 없이 복조한다'로 고쳐야 한다.

④ (O) **긴 심벌 시간과 보호 구간**을 이용하여 다중 경로의 지연 확산에 따른 영향을 줄인다. 저속 병렬 전송으로 각 심벌이 길어지고, 채널의 최대 초과 지연을 충분히 수용하는 순환 전치부(CP)를 두면 인접 심벌의 간섭을 억제할 수 있다. 전파 경로 자체의 지연 차이가 없어지는 것은 아니다.

NoteBase

문 33. 다음 PCM 과정에 대해서 ㉮~㉲에 해당되는 설명을 <보기>에서 골라 순서대로 가장 적절하게 나열한 것은?



<보기>

㉠ 순시 진폭값을 설정된 이산적인 신호로 변환한다.

㉡ 입력 신호의 최고 주파수의 2배 이상으로 신호를 샘플링하는 것이다.

㉢ 양자화된 이산적인 신호를 0과 1의 조합으로 변환하는 것이다.

㉣ PCM word로부터 순시 진폭값 신호를 얻어내는 것이다.

① ㉮: ㉠, ㉯: ㉡, ㉰: ㉢, ㉲: ㉣

② ㉮: ㉡, ㉯: ㉠, ㉰: ㉢, ㉲: ㉣

③ ㉮: ㉠, ㉯: ㉡, ㉰: ㉣, ㉲: ㉢

④ ㉮: ㉡, ㉯: ㉠, ㉰: ㉣, ㉲: ㉢

정답 2번

간단한 해설

송신부는 **표본화로 시간축을 이산화**하고, **양자화로 진폭을 이산화**한 뒤 부호화한다. 수신부의 복호화는 PCM 부호를 다시 진폭 수준으로 바꾸는 과정이다.

NoteBase

대응 관계 해설

그림의 상단은 입력에서 오른쪽으로, 하단은 중계기에서 왼쪽으로 신호가 흐른다. 송신 측 LPF는 표본화 전 대역을 제한하고, 수신 측 LPF는 복호·신장 후 신호를 평활하여 아날로그 파형을 복원한다. 그림의 압축과 신장은 진폭의 동적 범위를 조절하는 대응 기능이다.

㉮ 표본화 → ㉡: 입력 LPF 다음에서 신호의 순간값을 일정한 시간 간격으로 취한다. ㉡의 '신호를 샘플링'한다는 설명에 해당한다. 대역 제한된 입력의 최고 주파수에 대한 나이퀴스트 표본화율은 그 두 배를 기준으로 하며, 실제로는 필터의 전이 대역과 경계 성분을 고려해 여유를 둔다. 표본화만으로 진폭이 유한한 수준으로 제한되는 것은 아니다.

㉯ 양자화 → ㉠: 압축 뒤에 있는 이 단계는 표본의 순시 진폭값을 미리 정한 이산적인 수준에 대응시킨다. ㉠의 설명은 **진폭 수준의 이산화**를 뜻한다. 원래 값과 선택한 수준의 차이로 양자화 오차가 생길 수 있다.

㉰ 부호화 → ㉢: 양자화된 수준을 0과 1의 조합인 PCM 부호어로 나타내어 전송할 수 있게 한다. ㉢의 '양자화된 이산적인 신호를 0과 1의 조합으로 변환'이 이 기능이다. 양자화가 진폭 수준을 정하는 과정이라면, 부호화는 그 수준에 이진 표현을 붙이는 과정이다.

㉱ 복호화 → ㉣: 중계기 다음 수신 측에서 PCM 부호어를 해당 진폭 수준으로 바꾼다. 이후 신장과 LPF를 거쳐 아날로그 파형을 복원하므로 ㉣에 해당한다. 복호화는 부호화를 거꾸로 수행하지만, 이미 발생한 양자화 오차까지 없애 원래 순간값을 완벽하게 되찾는다는 뜻은 아니다.

선택지 연결: 그림의 ㉮·㉯·㉰·㉱에 대응하는 설명은 차례로 ㉡·㉠·㉢·㉣이므로 ②와 일치한다.

NoteBase

문 34. 다음의 네트워크 Topology에 대한 설명으로 가장 적절하지 않은 것은?

① 그물형(Mesh Topology): 각 노드는 다른 모든 노드와 연결되어 있어 한 회선이 고장 나더라도 전체 시스템에 큰 문제가 야기되지 않아 안정성이 높은 편이다.

② 스타형(Star Topology): 설치와 재구성이 쉽고 각 호스트 간에 직접적인 통신을 할 수 있다.

③ 버스형(Bus Topology): 단말의 추가와 삭제가 용이하나 재구성이 어렵다.

④ 링형(Ring Topology): 각 장치는 단지 자신의 양쪽에 있는 장치와 전용으로 점대점 네트워크를 갖는다.

정답 2번

간단한 해설

스타형에서는 각 호스트가 **중앙 허브나 스위치를 거쳐** 다른 호스트와 통신한다. 호스트 사이에 직접 연결된 회선을 두는 구조가 아니므로 ②의 '직접적인 통신'이 적절하지 않다.

선지별 해설

① (O) **완전 그물형**에서는 모든 노드 쌍이 각각 연결된다. 어느 한 회선의 장애가 다른 회선까지 곧바로 중단시키지는 않으며, 대체 경로를 이용하도록 구성하면 통신을 우회시킬 수 있어 안정성이 높다. 모든 그물형이 완전 연결인 것은 아니며, 일부만 연결한 부분 그물형도 있다.

② (X) **'각 호스트 간에 직접적인 통신을 할 수 있다'**가 잘못되었다. 스타형의 각 호스트는 중앙 장치와 연결되고, 다른 호스트로 보내는 데이터도 중앙 장치를 거친다. 호스트별 회선을 추가하거나 제거하기 쉬워 설치·재구성이 용이하다는 앞부분은 옳다. 여기서 직접 통신 여부는 응용 프로그램 간 통신이 가능한지가 아니라 중앙 장치를 경유하는 연결 구조를 뜻한다.

③ (O) **단말 접속과 공통 회선의 재구성을 구분**한 설명이다. 버스형은 하나의 공통 회선에 단말을 접속하므로, 허용된 접속 수·간격 등 설계 조건 안에서는 단말을 추가하거나 제거하기 비교적 쉽다. 그러나 접속 수와 거리의 한계를 넘거나 회선 배치를 바꾸면 공통 케이블의 수정·교체가 필요할 수 있어 재구성이 어렵다. 따라서 단말 증설이 언제나 제한 없이 쉽다는 뜻으로 이해해서는 안 된다.

④ (O) 기본적인 **링형**에서는 각 장치가 양옆의 두 이웃 장치와 각각 점대점 링크로 연결된다. 이러한 연결이 닫힌 고리를 이루며, 멀리 떨어진 장치로 가는 신호는 중간 장치를 거쳐 전달된다. 모든 장치 쌍에 직접 회선을 두는 완전 그물형과 구별된다.

NoteBase

문 35. <보기>에서 설명하는 랜덤변수(Random Variable)로 가장 적절한 것은?

<보기>
- 확률 p를 갖는 1과 확률(1-p)를 갖는 0의 2개 값을 갖는다.
- 2진 데이터 발생기를 모델링하기에 적합하다.
- 통신채널에서 발생하는 오류를 모델링하는 데 사용된다.

① 베르누이 랜덤변수
② 2항 분포 랜덤변수
③ 기하 랜덤변수
④ 균일 랜덤변수

정답 1번

간단한 해설

한 번의 시행 결과가 **1 또는 0**이고 각각의 확률이 p와 1-p이면 베르누이 랜덤변수이다. 비트 값이나 오류 발생 여부처럼 두 결과를 나타내는 데 사용한다.

공통 해설

베르누이 랜덤변수 X는 한 번의 시행 결과를 1과 0으로 나타내며, $P(X=1)=p$, $P(X=0)=1-p$를 만족한다. 여기서 p는 0 이상 1 이하이다. 구별 기준은 여러 시행의 누적 횟수나 첫 발생까지의 대기 횟수가 아니라 **한 번의 이진 결과**를 나타낸다는 점이다. 이처럼 두 값과 각각의 확률을 지정한 분포가 베르누이 분포이다.

2진 데이터 발생기에서는 비트가 1이면 X = 1, 0이면 X = 0으로 두어 비트 값을 나타낼 수 있다. 통신채널에서는 한 비트의 전송에 오류가 발생하면 X = 1, 발생하지 않으면 X = 0으로 둘 수 있으며, 이때 p는 그 비트의 오류 발생 확률이다. 따라서 <보기>의 값과 확률 조건, 두 가지 활용 사례는 모두 베르누이 랜덤변수의 정의에 부합한다.

NoteBase

문 36. <보기>의 FM과 PM의 설명을 가장 적절하게 짝지은 것은?

<보기>
FM 피변조파의 순시 주파수는 ㉮에 비례한다.
PM 피변조파의 순시 주파수는 ㉯에 비례한다.

① ㉮: 변조 신호의 적분값, ㉯: 변조 신호

② ㉮: 변조 신호, ㉯: 변조 신호

③ ㉮: 변조 신호의 미분값, ㉯: 변조 신호의 적분값

④ ㉮: 변조 신호, ㉯: 변조 신호의 미분값

정답 4번

간단한 해설

FM은 **주파수 변화분을 변조 신호에 비례**시키고, PM은 위상 변화분을 변조 신호에 비례시킨다. 순시 주파수는 위상의 시간 미분으로 구하므로 PM의 주파수 변화분에는 변조 신호의 미분값이 나타난다.

빈칸별 해설

변조 신호를 $m(t)$, 반송파 주파수를 f_c, 변조로 더해지는 위상을 $\phi(t)$라 하자. 순시 주파수는 전체 위상을 시간에 대해 미분한 값에 비례하므로 f_i(t)=f_c+12π(dϕ(t))/(dt)이다. 보기의 비례관계는 엄밀히 **반송파 주파수에서의 변화분**을 가리킨다.

㉮ FM: **변조 신호**이다. FM은 주파수 변화분이 입력 신호에 비례하도록 하므로 $f_i(t) = f_c + k_f m(t)$이다. 여기서 k_f는 주파수 감도이다. FM에서 입력의 적분값에 비례하는 것은 추가 위상이며, 순시 주파수의 변화분이 아니다.

㉯ PM: **변조 신호의 미분값**이다. PM은 추가 위상이 $\phi(t) = k_p m(t)$가 되도록 하며, k_p는 위상 감도이다. 이를 미분하면 $f_i(t) = f_c + \frac{k_p}{2\pi}\frac{dm(t)}{dt}$이므로 순시 주파수 변화분은 변조 신호의 시간 변화율에 비례한다.

따라서 ㉮는 변조 신호, ㉯는 변조 신호의 미분값으로, ④에 해당한다.

NoteBase

문 37. 디지털통신 기술 중 채널코딩(Channel Coding)에 대한 설명으로 가장 적절한 것은?

① 정보 또는 신호를 사용자가 원하는 다른 형식의 신호로 변환시키는 과정

② 포맷팅(formatting)에 의해 바뀐 이진 데이터들 중에서 중복성이 있거나 필요 없는 정보를 제거함으로써 실제로 전송할 데이터 양을 줄이는 과정

③ 인증되지 않은 사용자가 전송되는 메시지를 파악하게 되거나 시스템 내부에 침입하여 메시지에 에러 요소를 심는 등의 활동을 하지 못하게 하는 과정

④ 정보가 전송되면서 여러 가지 채널 환경을 거치는 동안 생길 수 있는 에러나 잡음으로부터 원래의 정보를 보호할 수 있도록 새로운 데이터를 덧붙이는 과정

정답 4번

간단한 해설

채널코딩은 전송 중 생기는 오류를 검출하거나 정정할 수 있도록 **규칙적인 중복성**을 부호에 추가한다. 원래 정보와 일정한 관계를 갖는 검사 정보를 이용해 수신한 데이터의 오류에 대응한다.

개념 구분

채널코딩: 잡음이나 간섭 등으로 전송 비트가 바뀌는 상황에 대비하여, 정보에 규칙적으로 정해진 중복성을 더하는 오류제어 부호화이다. 수신기는 부호가 만족해야 하는 관계를 검사하여 오류를 검출하거나 부호의 능력 범위 안에서 정정한다. 아무 데이터나 덧붙이는 것이 아니며, 단순 패리티처럼 주로 검출에 쓰는 부호와 정정까지 가능한 부호를 구분해야 한다.

정보원코딩과의 구분: ②의 데이터 양을 줄이는 과정은 정보원코딩의 목적에 가깝다. 무손실 압축은 복원 가능한 중복 표현을 줄이고, 손실 압축은 허용된 왜곡 범위에서 정보를 줄인다. 정보원코딩이 전송량의 효율화를 추구한다면, 채널코딩은 **전송 오류에 대한 신뢰성**을 위해 중복성을 의도적으로 도입한다.

보안 처리와의 구분: ③은 무단 열람·변조·침입에 대응하는 보안의 목적을 설명한다. 암호화, 인증, 무결성 보호, 접근통제 등이 각 목적에 맞게 사용된다. 채널코딩은 잡음으로 생기는 오류를 다루는 기능이며, 그 자체로 메시지의 비밀성을 보장하거나 악의적인 변조·침입을 막는 수단은 아니다.

형식 변환과의 구분: ①은 정보를 다른 표현 형식으로 바꾸는 일반적인 포맷팅·형식 변환에 해당하는 설명이다. 표현을 바꾼다는 사실만으로 오류 검출·정정에 필요한 중복성이 생기는 것은 아니므로 채널코딩의 핵심 목적을 나타내지 못한다.

선택지 연결: 전송 환경에서 생기는 오류로부터 정보를 보호하도록 추가 데이터를 넣는다는 ④가 채널코딩의 목적에 해당한다. 여기서 추가 데이터는 원래 정보로부터 정해지는 검사·정정용 중복 정보를 뜻한다.

NoteBase

문 39. 진폭 변조의 SSB(Single Side Band)에 대한 설명으로 가장 적절하지 않은 것은?

① 점유 대역폭이 DSB(Double Side Band) 방식의 1/2이므로 대역폭 이용 효율이 좋다.

② S/N 비가 DSB 방식에 비하여 9~12[dB] 정도 개선된다.

③ 송신측에서 한쪽 측대파만을 분리하여 전송하기 위한 여파기가 필요하므로 장치의 복잡도와 비용이 감소한다.

④ 송신 전력이 DSB 방식에 비하여 감소하므로 전력 효율이 좋다.

정답 3번

간단한 해설

SSB의 여파기 방식은 **한쪽 측대파를 정밀하게 선택해야 하므로 회로가 복잡해지고 비용이 증가**한다. 대역폭과 송신 전력의 절약 효과가 장치의 복잡도·비용 감소를 뜻하는 것은 아니므로 ③이 적절하지 않다.

선지별 해설

① (O) 동일한 정보 신호의 대역폭을 W라고 하면 DSB는 상·하측대파를 모두 전송하여 약 $2W$, SSB는 한쪽만 전송하여 약 W를 차지한다. 따라서 **점유 대역폭이 절반**이 되어 주파수 자원을 절약할 수 있다.

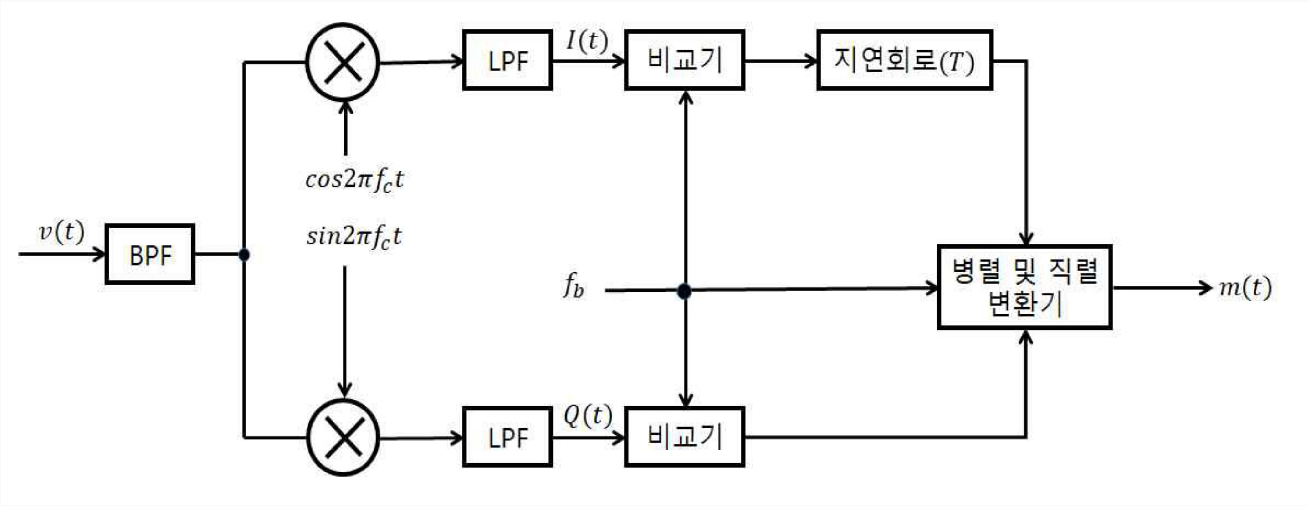
② (O) **반송파를 포함한 통상적인 양측대파 AM과의 비교**에서 설명하는 개선 효과이다. SSB는 정보가 실린 측대파에 전력을 집중하고 수신 대역을 줄일 수 있다. 같은 첨두 출력으로 비교한 조건에서는 약 9 dB의 S/N 개선을 설명할 수 있고, 충격성 잡음 등에서는 약 12 dB에 이르는 이득을 설명하기도 한다. 9~12 dB는 비교 전력과 잡음·복조 조건에 따른 값이며, 같은 평균 전력의 DSB-SC와 비교할 때에도 항상 성립하는 고정 이득은 아니다.

③ (X) **'장치의 복잡도와 비용이 감소한다'**가 잘못되었다. 여파기로 SSB를 생성할 때에는 서로 가까운 두 측대파 중 하나를 충분히 억제해야 하므로 선택도가 높은 필터가 필요하다. 이런 요구는 회로의 복잡도와 비용을 증가시키는 요인이다. SSB를 만드는 방법에는 위상 이동 방식도 있으므로, 모든 SSB 송신기에 동일한 측대파 분리 필터가 반드시 필요하다고 일반화하지는 않는다.

④ (O) 통상적인 **반송파 억압 SSB**는 정보가 중복되는 한쪽 측대파와 반송파에 소비되는 전력을 줄인다. 따라서 반송파를 포함한 양측대파 AM과 비교하면 같은 통신 품질을 얻는 데 필요한 송신 전력을 절약할 수 있다. 이는 정보를 실어 보내는 전력의 이용 효율에 관한 설명이며, 송신 장치의 모든 회로가 더 단순해진다는 의미는 아니다.

NoteBase

문 40. 아래의 그림을 나타낸 것으로 가장 적절한 것은?



① MSK 수신기

② OFDM 송신계통도

③ OFDM 수신기

④ QPSK 송신기

정답 1번

간단한 해설

I/Q 성분을 검파·판정한 뒤 **한 갈래를 T만큼 지연하여 직렬 데이터로 복원**하는 흐름이 MSK 수신기의 단서이다. 특히 입력 변조 신호에서 데이터를 꺼내는 방향이므로 송신기와 구별된다.

NoteBase

도식 해설

그림은 입력된 변조 신호에서 데이터를 복원하는 수신 흐름이다. 왼쪽의 v(t)가 대역통과필터(BPF)를 거쳐 두 갈래로 나뉘고, 각 갈래에서 $\cos(2\pi f_c t)$와 $\sin(2\pi f_c t)$를 곱한다. 위상이 90° 다른 기준 신호를 이용하여 **동상 I 성분과 직교 Q 성분을 검파**하는 구조이다.

각 저역통과필터(LPF)는 곱셈 과정에서 생기는 고주파 성분을 제거하고 기저대역 성분을 남긴다. 이어지는 비교기는 비트 타이밍에 맞추어 수신 성분을 판정한다. 이처럼 변조 신호에서 비트를 추정하는 방향이므로, 입력 데이터를 반송파에 실어 내보내는 송신기와 구별된다.

위쪽 판정 출력에만 있는 **지연회로(T)**가 중요한 단서이다. MSK는 I/Q의 두 데이터 열이 한 비트 시간만큼 어긋난 구조로 표현할 수 있으며, 수신기에서는 두 갈래의 시점을 맞춘 뒤 병렬 데이터를 원래 직렬 데이터로 복원한다. 그림의 지연회로와 마지막 변환기는 이 시간 정렬과 직렬화에 해당한다.

OFDM 송신기는 여러 부반송파의 데이터를 통상 IFFT로 합성하고, OFDM 수신기는 FFT로 분리하는 다중 부반송파 처리가 핵심이다. 그림에는 그 구조가 없고 두 갈래의 판정·지연·직렬 복원이 나타난다. QPSK 송신기라면 직렬 데이터를 병렬로 나누고 I/Q 변조 성분을 합쳐 출력하므로 그림의 신호 흐름과 반대이다.

따라서 주어진 선택지 중 그림에 가장 적절한 것은 ① MSK 수신기이다.

NoteBase