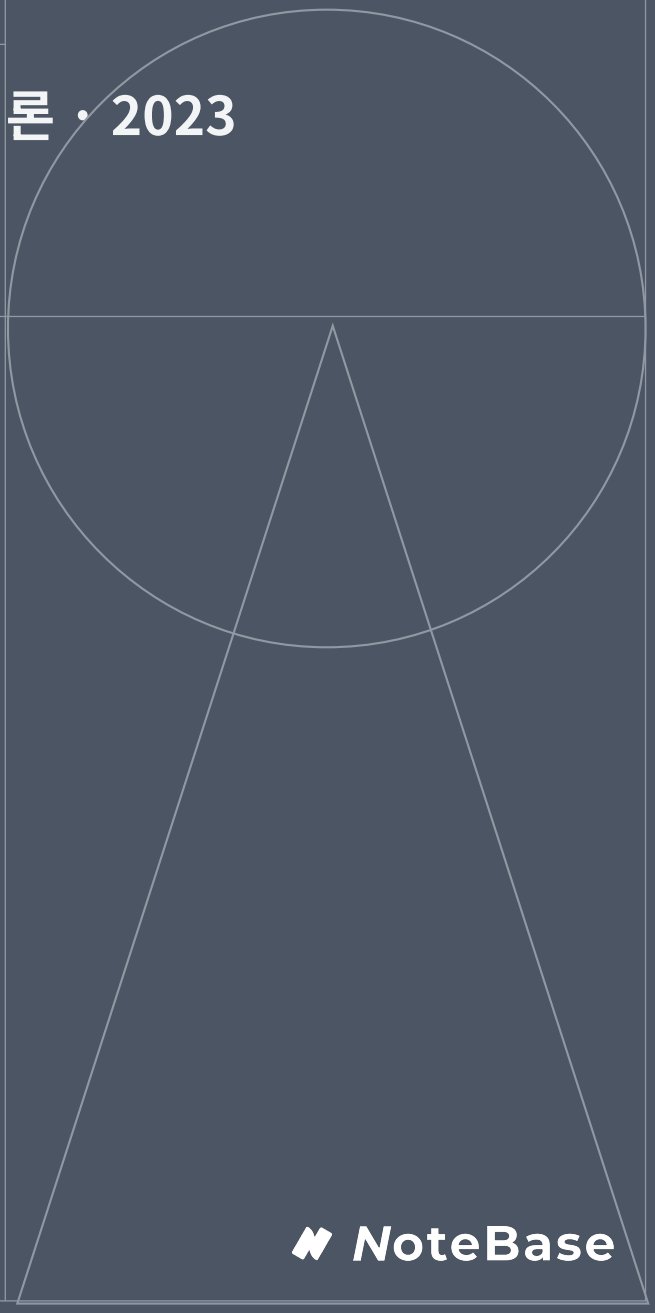
기출OX 해설집

공무원/서울시/7급 · 통신이론 · 2023



NoteBase

기출OX 해설집

공무원/서울시/7급 · 통신이론 · 2023

공무원/서울시/7급 · 통신이론 · 2023

문 1. 랜덤변수 X의 누적분포함수(cumulative distribution function) $F_X(x)$와 확률밀도함수(probability density function) $f_X(x)$의 성질에 대한 설명으로 가장 옳지 않은 것은?

① $F_X(-\infty) = -1$

② $F_X(\infty) = 1$

③ $\int_{-\infty}^{\infty} f_X(x)dx = 1$

④ $x_1 < x_2$이면 $F_X(x_1) \leq F_X(x_2)$이다.

정답 1번

출제 포인트

누적분포함수(CDF) $F_X(x)$와 확률밀도함수(PDF) $f_X(x)$가 만족해야 하는 기본 성질(경계값, 전체 적분, 단조성)을 정확히 알고 있는지를 묻는다. 네 선지 중 CDF의 경계값 조건을 잘못 서술한 것을 찾아야 한다.

사용할 공식

CDF의 정의: $F_X(x) = P(X \leq x)$. 경계값: $F_X(-\infty) = 0$, $F_X(\infty) = 1$. PDF와의 관계: $\int_{-\infty}^{\infty} f_X(x)dx = 1$, $F_X(x) = \int_{-\infty}^{x} f_X(t)dt$. 단조성: $x_1 < x_2$이면 $F_X(x_1) \leq F_X(x_2)$.

계산 과정

CDF는 확률이므로 그 값은 항상 0 이상 1 이하의 범위를 갖는다. x가 $-\infty$로 갈 때 X가 그 값 이하일 확률은 0에 수렴하므로 $F_X(-\infty) = 0$이어야 한다. 반대로 x가 ∞로 갈 때는 전체 표본공간을 포함하므로 $F_X(\infty) = 1$이다. 또한 전체 확률의 합은 1이므로 $f_X(x)$를 전 구간에서 적분하면 1이 되고, 확률은 누적될수록 감소할 수 없으므로 $F_X(x)$는 단조 비감소 함수이다. 이 네 가지 기준으로 각 선지를 대조하면 $F_X(-\infty) = -1$이라는 서술만 위 원칙과 어긋난다.

NoteBase

선지 판단

① $F_X(-\infty) = -1$ — X, 확률은 음수가 될 수 없으므로 $F_X(-\infty)$는 -1이 아니라 0이다. 옳지 않은 서술이므로 정답이다.
② $F_X(\infty) = 1$ — O, x가 무한대로 가면 전체 표본공간의 확률을 모두 포함하므로 1이 된다.
③ $\int_{-\infty}^{\infty} f_X(x)dx = 1$ — O, 확률밀도함수를 전 구간에서 적분하면 전체 확률인 1이 되는 것은 PDF의 기본 정의 조건이다.
④ $x_1 < x_2$이면 $F_X(x_1) \le F_X(x_2)$이다 — O, CDF는 값이 커질수록 포함하는 확률이 늘어나거나 같으므로 단조 비감소 함수이다.

오답 포인트

②③④는 모두 CDF·PDF의 정형화된 정의를 그대로 서술한 참인 명제이므로 오답으로 고르지 않도록 주의한다. 함정은 ①의 부호이다. $F_X(-\infty)$를 0이 아닌 음수로 착각하거나, $-\infty$와 ∞의 경계값을 서로 바꿔 기억하면 잘못 판단하기 쉽다.

다시 나오면 이렇게 판단

CDF·PDF 성질을 묻는 문제는 항상 $F_X(-\infty) = 0$, $F_X(\infty) = 1$, 전체 적분값 1, 단조 비감소라는 네 가지 기준을 순서대로 대입해 확인한다. 특히 경계값이 음수로 제시되면 바로 오류로 판단한다.

암기 포인트

$F_X(-\infty) = 0$, $F_X(\infty) = 1$, $\int_{-\infty}^{\infty} f_X(x)dx = 1$, CDF는 단조 비감소 함수라는 네 가지를 하나의 세트로 외워 둔다.

문 2. 연속 시간 주기 신호 $x(t) = 2\sin(2\pi t) + 4\cos(3\pi t)$의 전력 P_x를 파스발의 정리(Parseval's theorem)를 이용하여 계산한 값은?

① 6

② 8

③ 10

④ 12

정답 3번

출제 포인트

여러 개의 정현파(사인·코사인) 성분이 더해진 주기 신호의 평균 전력을 파스발의 정리로 구할 수 있는지를 묻는다. 시간 영역에서 직접 적분하지 않고, 각 주파수 성분의 진폭만으로 전체 전력을 계산하는 공식을 알고 있는지가 핵심이다.

조건 정리

신호는 $x(t) = 2\sin(2\pi t) + 4\cos(3\pi t)$이다. 두 항의 각주파수가 2π와 3π로 서로 다르므로 두 정현파는 서로 다른 고조파(주파수) 성분이며 직교한다. 각 항의 진폭은 첫째 항이 2, 둘째 항이 4이다.

사용할 공식

진폭 A인 정현파(사인 또는 코사인) 한 성분의 평균 전력은 $\frac{A^2}{2}$이다. 파스발의 정리에 따르면 서로 다른 주파수의 정현파 성분들이 합쳐진 주기 신호의 전체 평균 전력은 각 성분의 평균 전력을 단순히 더한 값과 같다: $P_x = \sum_k \frac{A_k^2}{2}$.

계산 과정

첫째 항 $2\sin(2\pi t)$의 전력은 $\frac{2^2}{2} = \frac{4}{2} = 2$이다. 둘째 항 $4\cos(3\pi t)$의 전력은 $\frac{4^2}{2} = \frac{16}{2} = 8$이다. 두 성분은 서로 다른 주파수를 가져 교차항이 시간 평균에서 0이 되므로 전체 전력은 각 성분 전력의 합이다: $P_x = 2 + 8 = 10$.

선지 판단

① 6 → $2^2/2 + 2^2/2$처럼 둘째 항 진폭을 잘못 적용하거나 한 항을 누락했을 때 나오는 값으로, 틀린 값이다 → 올바른 값은 두 항의 전력을 각각 정확히 계산한 10이다.
② 8 → 둘째 항의 전력만 계산하고 첫째 항의 전력을 더하지 않았을 때 나오는 값으로, 틀린 값이다 → 두 항의 전력을 모두 합산해야 한다.
③ 10 → 첫째 항 전력 2와 둘째 항 전력 8을 정확히 합산한 값이므로 옳다.
④ 12 → 진폭을 제곱하지 않고 그대로 절반만 취하거나 잘못된 진폭을 대입했을 때 나올 수 있는 값으로, 틀린 값이다 → 각 항은 반드시 진폭을 제곱한 뒤 2로 나누어야 한다.

NoteBase

오답 포인트

가장 흔한 실수는 진폭을 제곱하지 않고 $A/2$로 계산하거나, 두 항 중 하나의 전력만 계산하고 더하지 않는 것이다. 또한 사인과 코사인이 섞여 있어도 위상 차이는 전력 계산에 영향을 주지 않으며, 두 성분의 각주파수가 다르면(직교하면) 교차항이 사라져 전력이 단순히 더해진다는 점을 놓치기 쉽다.

다시 나오면 이렇게 판단

여러 정현파의 합으로 주어진 신호의 전력을 물으면, 먼저 각 항의 진폭을 확인하고 각주파수가 서로 다른지(직교하는지) 확인한다. 서로 다른 주파수의 성분이면 각 성분의 전력 $A^2/2$을 구해 단순히 더하면 전체 전력이 된다. 직류(상수) 성분이 있다면 그 값의 제곱을 그대로 더해야 한다는 점도 함께 기억해 둔다.

암기 포인트

정현파 진폭 A의 평균 전력은 $A^2/2$이다. 서로 다른 주파수의 정현파들이 합쳐진 신호의 전체 전력은 파스발의 정리에 의해 각 성분 전력의 단순 합과 같다: $P_x = \sum A_k^2/2$.

NoteBase

문 3. 수신기에서 포락선 검파기(envelope detector)를 사용할 수 있는, 진폭 변조 방식의 송신 신호로 가장 적합한 것은? (단, $\hat{x}(t)$는 $x(t)$의 힐버트(Hilbert) 변환이고 $|x(t)| < 1$이며, 반송파 주파수 f_c는 신호의 대역폭보다 훨씬 크다.)

① $\cos\left(2\pi f_c t + \int_{-\infty}^{t} x(\tau)d\tau\right)$

② $x(t)\cos(2\pi f_c t) + \hat{x}(t)\sin(2\pi f_c t)$

③ $x(t)\cos(2\pi f_c t)$

④ $x(t)\cos(2\pi f_c t) + \cos(2\pi f_c t)$

정답 4번

출제 포인트

포락선 검파기는 수신 신호의 진폭(포락선) 크기만 따라가며 정류·저역통과필터로 복조하는 간단한 회로이다. 이 회로가 정보를 왜곡 없이 복원하려면 송신 신호의 포락선이 항상 양(+)의 값을 가지면서 그 크기가 원신호 $x(t)$에 그대로 비례해야 한다. 이 문제는 네 후보 신호 중 어떤 것이 그 조건을 만족하는 진폭 변조(AM) 신호인지 판별하는 문제이다.

조건 정리

$|x(t)| < 1$이고 f_c가 신호 대역폭보다 훨씬 크다는 조건이 주어졌다. 포락선 검파가 가능하려면 송신 신호를 $A(t)\cos(2\pi f_c t + \phi(t))$ 꼴로 썼을 때 진폭 $A(t)$가 항상 0 이상이어야 하고, 그 $A(t)$가 원신호 $x(t)$와 일대일로 대응해야 복조 후 원신호를 그대로 얻을 수 있다.

사용할 공식

반송파 성분을 더한 표준 진폭 변조(전송형 AM, conventional AM)의 신호식은 $s(t) = [1 + x(t)]\cos(2\pi f_c t) = x(t)\cos(2\pi f_c t) + \cos(2\pi f_c t)$이다. 여기서 포락선은 $A(t) = 1 + x(t)$이며, $|x(t)| < 1$ 조건 덕분에 $A(t) > 0$이 항상 성립해 포락선 검파기로 바로 $A(t)$를 얻고 여기서 직류 성분 1을 빼면 $x(t)$를 복원할 수 있다.

계산 과정

④의 식 $x(t)\cos(2\pi f_c t) + \cos(2\pi f_c t)$를 정리하면 $[1 + x(t)]\cos(2\pi f_c t)$가 되어 위 표준형과 정확히 일치한다. $|x(t)| < 1$이므로 $1 + x(t) > 0$이 항상 성립하여 포락선이 부호를 바꾸지 않고, 포락선 검파기가 그대로 $1 + x(t)$를 출력한다.

NoteBase

선지 판단

① $\cos\left(2\pi f_c t + \int_{-\infty}^{t} x(\tau)d\tau\right)$는 위상(각도)이 $x(t)$에 의해 변하는 각변조(위상 변조) 신호이다. 이 신호의 진폭(포락선)은 항상 1로 일정하므로 포락선 검파기로는 어떤 정보도 얻을 수 없다. X

② $x(t)\cos(2\pi f_c t) + \hat{x}(t)\sin(2\pi f_c t)$는 힐버트 변환을 이용한 단측파대(SSB) 변조 신호이다. 이 신호의 포락선은 $\sqrt{x(t)^2 + \hat{x}(t)^2}$로 항상 양수이지만 원신호 $x(t)$와 단순 비례 관계가 아니어서 포락선 검파로는 $x(t)$를 그대로 복원할 수 없다. X

③ $x(t)\cos(2\pi f_c t)$는 반송파 성분이 없는 억압 반송파 진폭 변조(DSB-SC)이다. 이 신호의 포락선은 $|x(t)|$로 항상 0 이상이지만, $x(t)$가 음수일 때도 포락선은 양수로만 나타나 부호 정보가 사라진다. 즉 포락선 검파기를 쓰면 $x(t)$의 음(-) 구간이 왜곡되어 원신호를 복원할 수 없다. X

④ $x(t)\cos(2\pi f_c t) + \cos(2\pi f_c t) = [1 + x(t)]\cos(2\pi f_c t)$는 반송파를 포함한 표준 진폭 변조 신호이다. $|x(t)| < 1$ 조건으로 포락선 $1 + x(t)$가 항상 양수이면서 $x(t)$에 정확히 비례하므로, 포락선 검파기로 왜곡 없이 복조할 수 있다. O

오답 포인트

①을 고르는 오류는 '변조된 신호는 다 진폭이 변한다'고 막연히 생각하는 경우인데, 실제로는 위상(각) 변조라 포락선이 일정하다는 점을 놓친 것이다. ②·③을 고르는 오류는 포락선이 '양수이기만 하면' 검파가 된다고 오해하는 경우로, 포락선이 양수라도 원신호와 일대일 비례가 아니면(②) 또는 부호 정보가 소실되면(③) 복조가 안 된다는 점을 놓친 것이다.

다시 나오면 이렇게 판단

포락선 검파 가능 여부를 묻는 문제는 먼저 신호를 $A(t)\cos(2\pi f_c t + \phi(t))$ 꼴로 정리해 포락선 $A(t)$를 뽑아낸다. 그 다음 $A(t)$가 항상 0 이상인지, 그리고 $A(t)$가 원신호 $x(t)$에 상수(직류)만 더한 형태로 비례하는지 두 가지를 확인한다. 둘 다 만족하면 반송파 포함 표준 AM이고 포락선 검파가 가능하다.

암기 포인트

포락선 검파가 되는 신호는 $[1 + x(t)]\cos(2\pi f_c t)$ 꼴(반송파 포함 AM, $|x(t)| < 1$)뿐이다. DSB-SC($x(t)\cos(2\pi f_c t)$)는 부호 정보 소실로, SSB(힐버트 변환 포함)는 포락선-원신호 비례 관계 상실로, 각변조(적분항 포함)는 포락선 일정으로 각각 포락선 검파가 불가능하다.

NoteBase

문 4. 에러 검출기법과 정정기법의 특징에 대한 설명으로 가장 옳지 않은 것은?

① 패리티 검사는 한 블록의 데이터 끝에 한 비트를 추가하는 가장 간단한 방법으로 에러가 짝수 개 발생하면 검출이 불가능하다.

② Checksum은 전송 데이터의 맨 마지막에 앞서 보낸 모든 데이터를 다 합한 합계를 보수화하여 보내는 것으로 수신측에서 모든 수를 합산하여 검사하는 방법이다.

③ 해밍 부호는 현재 값과 과거 값 사이의 상관관계에 의해서 값을 얻는 방법으로 미리 약속된 디코딩 트리를 갖고 있어야 한다.

④ CRC는 전체 블록 검사를 수행하며 이진 나눗셈을 기반으로 동작하여 패리티 비트보다 효율적이고 에러 검출 능력이 뛰어나다.

정답 3번

출제 포인트

이 문제는 오류 검출·정정 기법인 패리티 검사, Checksum, 해밍 부호, CRC의 동작 원리와 특징을 정확히 구분할 수 있는지 묻는다. 특히 해밍 부호가 어떤 원리로 오류 위치를 찾아내는지가 핵심이다.

핵심 개념

패리티 검사는 데이터 블록 끝에 1비트를 추가해 1의 개수를 짝수 또는 홀수로 맞추는 가장 단순한 오류 검출 방식이다. Checksum은 전송할 데이터를 일정 단위로 나누어 모두 더한 합을 보수화하여 데이터 끝에 붙여 보내고, 수신측이 수신 데이터 전체(검사합 포함)를 합산해 특정 값(0 또는 전 비트 1)이 나오는지로 오류를 검사한다. 해밍 부호는 오류 정정이 가능한 대표적 부호로, 데이터 비트 사이사이에 여러 개의 패리티 비트를 특정 위치(2의 거듭제곱 위치)에 배치하고 각 패리티 비트가 검사하는 비트 조합을 이용해 수신측에서 신드롬(오류 위치를 가리키는 값)을 계산하여 오류가 발생한 비트 위치를 직접 찾아 정정한다. CRC는 데이터를 하나의 큰 이진수로 보고 미리 정한 생성 다항식으로 나눈 나머지를 검사 비트로 붙여 전송하며, 전체 블록에 대해 이진 나눗셈 연산을 수행하므로 패리티 비트 방식보다 오류 검출 능력이 뛰어나다.

선지별 해설

① 패리티 검사는 데이터 끝에 패리티 비트 1개를 추가하는 가장 간단한 오류 검출 방법이 맞고, 에러가 짝수 개 발생하면 1의 개수 패리티가 원래대로 돌아와 검출이 불가능하다는 설명도 맞는 내용이다.
② Checksum은 앞서 보낸 데이터를 모두 합한 합계를 보수화하여 데이터 끝에 붙여 보내고, 수신측이 수신한 모든 수(검사합 포함)를 합산하여 오류 여부를 판단하는 방식이 맞는 설명이다.
③ 해밍 부호는 현재 값과 과거 값 사이의 상관관계로 값을 얻는 방법이 아니라, 데이터 비트에 배치된 여러 패리티 비트의 검사 결과(신드롬)를 이용해 오류가 발생한 비트의 위치를 직접 계산해내는 방식이다 → '현재 값과 과거 값 사이의 상관관계에 의해서 값을 얻는 방법으로 미리 약속된 디코딩 트리를 갖고 있어야 한다'는 설명은 해밍 부호가 아니라 과거 데이터와의 상관성을 이용하는 예측형·트리 기반 부호화 방식에 가까운 설명이므로 옳지 않다.
④ CRC는 전체 블록에 대해 이진 나눗셈(다항식 나눗셈)을 기반으로 동작하며, 단순 패리티 비트 방식보다 오류 검출 능력이 뛰어난 것이 맞는 설명이다.

오답 포인트

해밍 부호를 시계열 데이터의 과거 값과 현재 값 사이의 상관관계를 이용하는 예측 기법으로 착각하면 안 된다. 해밍 부호의 핵심은 데이터 비트 사이에 위치를 계산해 배치한 패리티 비트들로 신드롬을 만들어 오류 비트 위치를 특정하는 데 있으며, 상관관계나 디코딩 트리와는 관련이 없다.

다시 나오면 이렇게 판단

선지에 특정 오류 검출·정정 기법의 이름과 원리 설명이 같이 나오면, 그 기법의 핵심 동작 원리(패리티 비트 추가, 합계 보수화, 신드롬 계산, 다항식 나눗셈)가 서로 바뀌어 있지 않은지부터 확인한다. 원리 설명이 다른 기법의 특징과 뒤섞여 있으면 그 선지가 틀린 선지일 가능성이 높다.

암기 포인트

패리티 검사=1비트 추가·짝수 오류 검출 불가, Checksum=전체 합의 보수화, 해밍 부호=패리티 비트 배치+신드롬으로 오류 위치 정정, CRC=다항식 이진 나눗셈으로 전체 블록 검사(패리티보다 검출 능력 우수)로 정리해 둔다.

문 5. 확률변수 $X_1, X_2, X_3, \cdots, X_{50}$이 있다. 확률변수들은 서로 독립적이면서 동일한 확률밀도함수(probability density function)를 가진다고 할 때, 새로운 확률변수 $Z = X_1 + X_2 + X_3 + \cdots + X_{50}$의 분산 $Var(Z)$를 계산한 값은? (단, X_1은 표준 정규 분포 $N(0, 1)$을 따른다.)

① 0

② 1

③ 50

④ 1,275

정답 3번

출제 포인트

서로 독립이고 동일한 확률밀도함수를 갖는(i.i.d.) 확률변수들의 합의 분산을 구하는 문제이다. 독립인 확률변수의 합의 분산은 각 분산의 합과 같다는 성질을 이용해야 한다.

조건 정리

$X_1, X_2, \cdots, X_{50}$은 서로 독립이면서 동일한 확률밀도함수를 가진다(i.i.d.). X_1은 표준정규분포 $N(0, 1)$을 따르므로 $Var(X_1) = 1$이고, 동일한 분포를 가지므로 모든 i에 대해 $Var(X_i) = 1$이다. 구해야 할 값은 $Z = X_1 + X_2 + \cdots + X_{50}$의 분산 $Var(Z)$이다.

사용할 공식

서로 독립인 확률변수 $X_1, \cdots, X_n$의 합에 대해 다음이 성립한다. $Var\left(\sum_{i=1}^{n} X_i\right) = \sum_{i=1}^{n} Var(X_i)$ 이는 독립인 경우 공분산 항 $Cov(X_i, X_j) = 0 (i \neq j)$이 모두 0이 되어 사라지기 때문에 성립하는 성질이다.

계산 과정

각 X_i가 서로 독립이므로 $Var(Z) = Var\left(\sum_{i=1}^{50} X_i\right) = \sum_{i=1}^{50} Var(X_i)$ 모든 X_i가 X_1과 동일한 확률밀도함수, 즉 $N(0, 1)$을 따르므로 $Var(X_i) = 1$이다. 따라서 $Var(Z) = \sum_{i=1}^{50} 1 = 50$ 이 된다.

선지 판단

① 0: 분산이 0이 되려면 Z가 상수여야 하는데, Z는 확률변수들의 합이므로 옳지 않다.

② 1: 이는 X_1 하나의 분산 값이지 50개를 합한 Z의 분산이 아니므로 옳지 않다.

③ 50: 독립인 확률변수의 합의 분산은 각 분산의 합과 같으므로 $Var(Z) = 50 \times Var(X_1) = 50 \times 1 = 50$이 되어 옳다.

④ 1,275: 이는 $1 + 2 + \cdots + 50 = \frac{50 \times 51}{2}$의 값으로, 분산 계산과 무관한 값이므로 옳지 않다.

NoteBase

오답 포인트

독립변수 합의 분산을 구할 때 분산 대신 표준편차를 단순히 더하거나(①, ②처럼 값을 축소), 항의 개수와 관련 없는 다른 공식(등차수열 합 등)을 끌어와 계산(④)하는 오류를 주의해야 한다. 분산은 제곱의 기댓값에서 나오는 값이므로, 독립인 경우에만 서로 더할 수 있다는 점을 기억해야 한다.

다시 나오면 이렇게 판단

i.i.d. 확률변수 n개의 합에 대한 분산을 묻는 문제는 개별 확률변수의 분산에 n을 곱한 값과 같다고 판단하면 된다. 만약 평균을 묻는다면 $E(Z) = n \times E(X_1)$로, 분산을 묻는다면 $Var(Z) = n \times Var(X_1)$로 계산한다는 점을 구분해서 적용해야 한다.

암기 포인트

독립인 확률변수의 합의 분산은 분산끼리 더한다: $Var(X + Y) = Var(X) + Var(Y)$ (단, X, Y 독립). 동일 분포이면서 독립인 n개의 합의 분산은 $n \times \sigma^2$이다. 표준정규분포 $N(0, 1)$은 평균 0, 분산 1을 의미한다.

NoteBase

문 6. 연속 시간 신호 $x(t) = 2\cos(4\pi t) - 3\sin(16\pi t)$를 샘플링 주파수 $f_s = 10[Hz]$로 샘플링하여 얻은 이산 시간 신호 $x[n]$을 복원하여 얻은 신호 $\tilde{x}(t)$에 포함된 주파수 성분의 값$[Hz]$을 모두 고른 것은? (단, 이론적으로 완벽한 신호 샘플링과 복원이 되었다고 가정한다.)

① 2

② 2, 4

③ 2, 8

④ 10

정답 1번

출제 포인트

표본화 정리(나이퀴스트)와 에일리어싱(주파수 접힘)을 이해하고, 표본화 후 이상적으로 복원했을 때 원신호의 어떤 성분이 그대로 남고 어떤 성분이 다른 주파수로 접혀 나타나는지 계산할 수 있는지를 묻는다.

조건 정리

$x(t) = 2\cos(4\pi t) - 3\sin(16\pi t)$이고 표본화 주파수는 $f_s = 10$[Hz]이다. $4\pi t = 2\pi f_1 t$에서 $f_1 = 2$[Hz], $16\pi t = 2\pi f_2 t$에서 $f_2 = 8$[Hz]이다. 나이퀴스트 주파수는 $f_s/2 = 5$[Hz]이다.

사용할 공식

이상적인 복원(저역통과) 필터는 $[-f_s/2,\ f_s/2]$ 대역만 통과시킨다. 원신호의 어떤 성분 주파수 f가 $f_s/2$보다 크면 표본화 과정에서 접혀(에일리어싱) 복원 신호에는 $f_{alias} = f_s - f$(단, $0 < f < f_s$)로 나타난다. f가 $f_s/2$보다 작으면 접힘 없이 그대로 남는다.

계산 과정

$f_1 = 2$[Hz]는 나이퀴스트 주파수 5[Hz]보다 작으므로 에일리어싱 없이 그대로 2[Hz]로 복원된다.
$f_2 = 8$[Hz]는 5[Hz]보다 크므로 접힘이 발생한다: $f_{alias} = f_s - f_2 = 10 - 8 = 2$[Hz].
따라서 원래 2[Hz] 성분과 8[Hz] 성분이 접혀 생긴 2[Hz] 성분이 같은 주파수에 겹쳐 나타나므로, 복원 신호 $\tilde{x}(t)$에 포함된 주파수 성분의 값은 2[Hz] 하나뿐이다.

NoteBase

선지 판단

① 2 → 옳다. 위 계산대로 복원 신호에 남는 주파수 성분은 2 Hz뿐이다.
② 2, 4 → 틀린 표현 → 올바른 표현: 4 Hz. 원신호에도 4 Hz 성분이 없고, 어떤 성분을 접어도 4 Hz가 나오지 않으므로 4 Hz 성분은 존재하지 않는다.
③ 2, 8 → 틀린 표현 → 올바른 표현: 8. 8 Hz는 원신호에 있던 성분이지만 나이퀴스트 주파수 5 Hz를 넘어 표본화되었으므로 접힘이 일어나 2 Hz로 나타나며, 복원 신호에 8 Hz 성분은 남지 않는다.
④ 10 → 틀린 표현 → 올바른 표현: 10 Hz는 신호 성분이 아니라 표본화 주파수 f_s의 값일 뿐이며, 접힘 계산 결과에도 등장하지 않는다.

오답 포인트

원신호에 있던 주파수를 그대로 복원 신호에도 있다고 착각하면 8 Hz를 답에 포함시키는 오류(③)가 생긴다. 표본화 주파수 자체를 신호의 주파수 성분으로 혼동하면 10 Hz를 고르는 오류(④)가 생긴다. 원신호에 없는 중간값을 임의로 끼워 넣는 것도 흔한 오답 패턴이다(②).

다시 나오면 이렇게 판단

먼저 신호에 포함된 각 성분의 주파수를 구하고 나이퀴스트 주파수 $f_s/2$와 비교한다. $f_s/2$보다 작은 성분은 그대로 남고, $f_s/2$보다 큰 성분은 $f_{alias} = f_s - f$로 접힌 값이 복원 신호에 나타난다. 접힘으로 계산된 값이 이미 존재하는 성분과 같으면 두 성분이 같은 주파수로 합쳐진다.

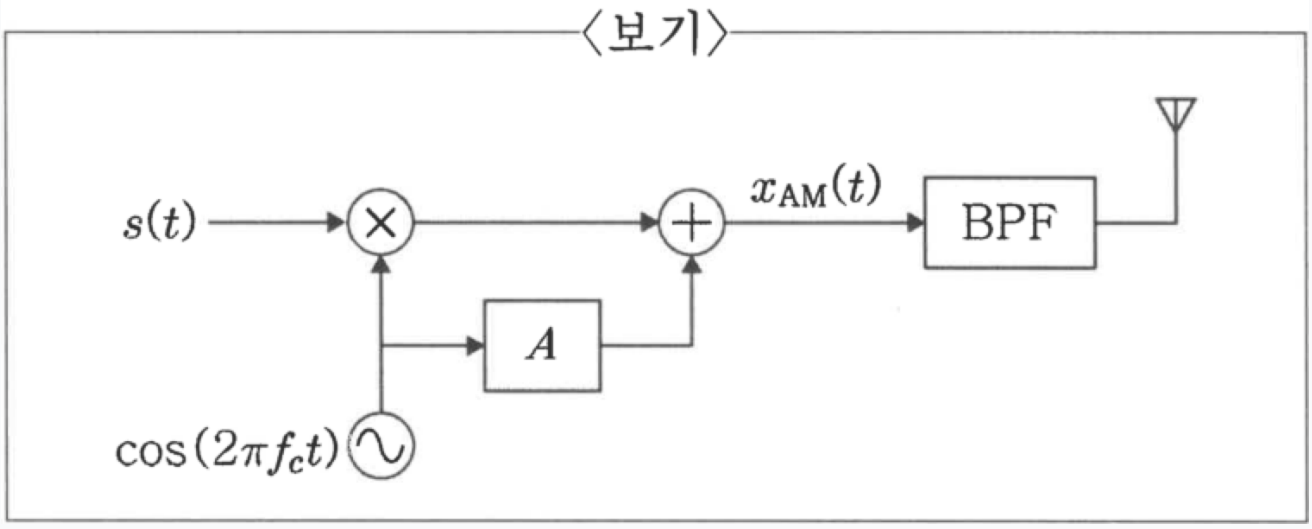
암기 포인트

나이퀴스트 주파수는 $f_s/2$이다. 에일리어싱 접힘 공식은 $f_{alias} = f_s - f$(단 $f_s/2 < f < f_s$)이다. 이상적 복원 필터는 $[-f_s/2, f_s/2]$ 대역만 통과시킨다.

NoteBase

문 7. <보기>의 블록도는 큰 반송파를 가지는 양측파대 진폭변조(DSB-LC)의 송신부를 나타낸다. 여기서 f_c는 반송파 주파수이다. 변조된 신호가 $x_{AM}(t) = \cos(2{,}700\pi t) + 4\cos(3{,}000\pi t) + \cos(3{,}300\pi t)$일 때, 기저대역 신호 $s(t)$의 주파수 $f_m[Hz]$과 AM 변조지수 m을 옳게 짝지은 것은?

<보기>



① $f_m[Hz]$: 150, m: 0.33

② $f_m[Hz]$: 150, m: 0.5

③ $f_m[Hz]$: 300, m: 0.33

④ $f_m[Hz]$: 300, m: 0.5

정답 2번

출제 포인트

DSB-LC(큰 반송파를 가지는 양측파대 진폭변조) 신호를 반송파항과 상하측파대항으로 분리하여 기저대역 신호의 주파수 f_m과 AM 변조지수 m을 구하는 문제이다. 주어진 $x_{AM}(t)$의 세 개 코사인항 중 어느 것이 반송파이고 어느 것이 측파대인지 각의 각속도 크기로 구분하는 것이 핵심이다.

조건 정리

변조된 신호는 $x_{AM}(t) = \cos(2{,}700\pi t) + 4\cos(3{,}000\pi t) + \cos(3{,}300\pi t)$이다. 각 항의 각주파수를 $2\pi f$로 나누어 주파수를 구하면 순서대로 1,350 Hz, 1,500 Hz, 1,650 Hz이며, 진폭은 각각 1, 4, 1이다. 블록도에서 곱셈기 출력은 $s(t)\cos(2\pi f_c t)$이고 A 블록 출력은 $A\cos(2\pi f_c t)$이므로, 세 항 중 진폭이 가장 큰 4cos(3,000πt)가 반송파(가산기의 A 경로) 성분이고, 나머지 두 항이 곱셈기에서 나온 측파대 성분이다.

사용할 공식

DSB-LC 신호는 $x_{AM}(t) = A\cos(2\pi f_c t) + \frac{Am}{2}\cos(2\pi(f_c + f_m)t) + \frac{Am}{2}\cos(2\pi(f_c - f_m)t)$의 형태로 전개된다. 여기서 A는 반송파 진폭, m은 변조지수, f_m은 기저대역 신호의 주파수, 측파대 진폭은 $\frac{Am}{2}$이다.

NoteBase

계산 과정

반송파 주파수는 $f_c = 1{,}500$Hz이고 진폭 $A = 4$이다. 상측파대는 1,650 Hz(진폭 1), 하측파대는 1,350 Hz(진폭 1)이므로 $f_m = 1{,}650 - 1{,}500 = 1{,}500 - 1{,}350 = 150$Hz이다. 측파대 진폭 관계식 $\frac{Am}{2} = 1$에 $A = 4$를 대입하면 $m = \frac{2}{4} = 0.5$가 된다.

선지 판단

① f_m=150, m=0.33: f_m은 맞지만 m 계산이 틀렸다(m=0.5가 정확). ② f_m=150, m=0.5: 반송파 진폭 4와 측파대 진폭 1로부터 계산한 값과 정확히 일치하여 정답이다. ③ f_m=300, m=0.33: f_m을 상측파대와 하측파대의 차(1,650-1,350=300)로 잘못 구했고 m도 틀렸다. ④ f_m=300, m=0.5: f_m을 측파대 사이 간격으로 잘못 구했다(정확히는 반송파와 측파대의 차인 150이어야 한다).

오답 포인트

가장 흔한 실수는 두 측파대 주파수의 차(1,650-1,350=300)를 f_m으로 착각하는 것이다. f_m은 측파대와 반송파 사이의 간격(150 Hz)이지 두 측파대 사이의 간격(300 Hz)이 아니다. 또한 변조지수 계산에서 측파대 진폭을 반송파 진폭으로 나눈 뒤 2를 곱하는 것($m = 2 \times 1/4 = 0.5$)을 단순히 진폭 비(1/4=0.25) 또는 다른 비율(1/3≈0.33)로 잘못 계산하지 않도록 주의한다.

다시 나오면 이렇게 판단

DSB-LC 신호식이 여러 코사인 항의 합으로 주어지면 먼저 진폭이 가장 큰 항을 반송파로 식별하고 그 각주파수를 2π로 나누어 f_c를 구한다. 나머지 두 항의 주파수를 각각 상측파대·하측파대로 놓고 f_c와의 차를 구하면 그것이 f_m이다. 변조지수는 항상 측파대 진폭에 2를 곱하고 반송파 진폭으로 나누어 구한다.

암기 포인트

DSB-LC 전개식 $A\cos(2\pi f_c t) + \frac{Am}{2}\cos(2\pi(f_c + f_m)t) + \frac{Am}{2}\cos(2\pi(f_c - f_m)t)$를 기억해 둔다. 진폭이 가장 큰 항=반송파, 나머지 두 항=측파대, f_m =측파대와 반송파의 주파수 차, m=2×측파대 진폭반송파 진폭의 순서로 접근한다.

NoteBase

문 8. 어떤 상자의 내부를 서로 분리된 2개의 구역 X와 Y로 분할하고, 각 구역에 서로 다른 세 가지 색의 공을 <보기>의 표에 나타낸 수만큼 넣어두었다. 상자에서 임의로 하나의 공을 꺼낼 때, X구역에서 공을 꺼낼 확률은 $P(X) = 0.6$이고 Y구역에서 공을 꺼낼 확률은 $P(Y) = 0.4$이다. 상자에서 임의로 하나의 공을 꺼낼 때, 그것이 초록색 공일 확률은?

〈보기〉

공의 색깔	X구역	Y구역
빨간색	30	24
초록색	30	32
검은색	60	24

① 0.15

② 0.2

③ 0.25

④ 0.31

정답 4번

출제 포인트

전체 확률(전확률) 공식을 이용해 상자 전체에서 특정 색 공이 나올 확률을 구하는 문항이다. 상자가 X, Y 두 구역으로 나뉘어 있고 각 구역을 고를 확률과 각 구역 안에서 초록색 공을 고를 조건부확률을 곱해 더하는 방식으로 접근한다.

조건 정리

X구역을 고를 확률은 $P(X) = 0.6$, Y구역을 고를 확률은 $P(Y) = 0.4$이다. X구역 안의 공 개수는 빨간색 30, 초록색 30, 검은색 60으로 합이 120개이고, Y구역 안의 공 개수는 빨간색 24, 초록색 32, 검은색 24로 합이 80개이다. 구하는 것은 상자 전체에서 임의로 하나를 꺼냈을 때 그 공이 초록색일 확률 P(초록)이다.

사용할 공식

전체 확률의 공식을 이용한다. P(초록) = P(X) P(초록 X) + P(Y) P(초록 Y) 여기서 P(초록 X)는 X구역 안에서 초록색이 차지하는 비율이고, P(초록 Y)는 Y구역 안에서 초록색이 차지하는 비율이다.

NoteBase

계산 과정

X구역 안에서 초록색 비율은 P(초록 X)=(30)/(120)=0.25이고, Y구역 안에서 초록색 비율은 P(초록 Y)=(32)/(80)=0.4이다. 이를 공식에 대입하면 P(초록) = 0.6× 0.25 + 0.4× 0.4 = 0.15 + 0.16 = 0.31 이다.

선지 판단

① 0.15: P(X)× P(초록 X)=0.6×0.25만 계산하고 Y구역 몫을 더하지 않은 값이므로 틀렸다.
② 0.2: 두 조건부확률의 단순 평균 (0.25 + 0.4)/2 = 0.325나 다른 조합으로도 나오지 않는 값으로, 구역별 비중을 반영하지 않은 계산에서 나올 수 있는 오답이다.
③ 0.25: X구역 안에서의 초록색 비율 30/120만 답으로 착각한 경우로, Y구역을 고려하지 않아 틀렸다.
④ 0.31: 0.6 × 0.25 + 0.4 × 0.4 = 0.31로 전체 확률 공식을 올바르게 적용한 값이므로 옳다.

오답 포인트

구역 안에서의 조건부확률(예: X구역 안의 초록색 비율 0.25)을 상자 전체에서 초록색이 나올 확률로 착각하면 ③을 고르게 된다. 또한 구역을 고를 확률 $P(X)$, $P(Y)$를 곱하지 않고 조건부확률만 단순히 더하거나 평균을 내면 ①, ②와 같은 오답이 나온다. 반드시 '구역을 고를 확률 × 그 구역 안에서 초록색일 확률'을 각 구역별로 구한 뒤 더해야 한다.

다시 나오면 이렇게 판단

표본공간이 여러 구역(또는 그룹)으로 나뉘어 있고 각 구역을 고를 확률이 주어진 상태에서 특정 항목이 나올 전체 확률을 물으면, 전체 확률의 공식 $P(A) = \sum_i P(B_i)P(A \mid B_i)$을 떠올린다. 이때 각 구역 안에서의 조건부확률은 그 구역 안의 개수 비율로 먼저 구하고, 마지막에 구역을 고를 확률을 곱해 합산하는 순서를 지킨다.

암기 포인트

전체 확률 공식 $P(A) = P(B_1)P(A \mid B_1) + P(B_2)P(A \mid B_2)$을 기억해 둔다. 조건부확률은 항상 '해당 구역 안에서의 비율'로 계산하고, 전체 확률은 거기에 그 구역을 고를 확률을 곱해 모두 더한 값이라는 점을 기억해 둔다.

NoteBase

문 9. 통신 신호 X는 -1 또는 1의 한 값을 동일한 확률로 가지는 랜덤 변수이다. 채널에서 X와 서로 독립이고 평균이 0, 분산이 1인 가우시안(Gaussian) 랜덤 변수 N이 더해져 $Y = X + N$을 수신하였다. $L(y) = \ln\left(\frac{P(X=1 \mid Y=y)}{P(X=-1 \mid Y=y)}\right)$로 정의될 때, $L(0.5)$의 값은? (단, ln은 e를 밑으로 하는 자연 로그이다.)

① 0.25

② 0.5

③ 1

④ 2

정답 3번

출제 포인트

이 문항은 AWGN(가산성 백색 가우시안 잡음) 채널에서 이진 신호 $X \in \{-1, +1\}$를 수신한 뒤 계산하는 로그우도비(LLR, Log-Likelihood Ratio) $L(y)$를 실제 값으로 산출할 수 있는지를 묻는다. 사전확률이 동일한 두 신호에 대해 조건부 확률의 비를 우도비로 바꾸고, 가우시안 확률밀도함수를 대입해 지수 형태를 정리하는 과정이 핵심이다.

조건 정리

송신 신호는 $P(X=1) = P(X=-1) = 0.5$로 동일한 확률을 가진다. 잡음 N은 X와 독립이며 평균 0, 분산 1인 가우시안 랜덤변수이고, 수신 신호는 $Y = X + N$이다. 따라서 $X = 1$일 때 Y는 평균 1, 분산 1인 가우시안 분포를 따르고, $X = -1$일 때 Y는 평균 -1, 분산 1인 가우시안 분포를 따른다. 구해야 할 값은 $L(0.5) = \ln\left(\frac{P(X=1 \mid Y=0.5)}{P(X=-1 \mid Y=0.5)}\right)$이다.

사용할 공식

베이즈 정리에 의해 $P(X=1 \mid Y=y) = \frac{f(y \mid X=1)P(X=1)}{f(y)}$, $P(X=-1 \mid Y=y) = \frac{f(y \mid X=-1)P(X=-1)}{f(y)}$이므로, $P(X=1) = P(X=-1)$인 경우 두 값의 비는 우도비 $\frac{f(y \mid X=1)}{f(y \mid X=-1)}$와 같아진다. 가우시안 밀도함수는 $f(y \mid X=a) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\exp\left(-\frac{(y-a)^2}{2}\right)$이다.

계산 과정

사전확률이 같으므로 $L(y) = \ln\left(\frac{f(y \mid X=1)}{f(y \mid X=-1)}\right) = -\frac{(y-1)^2}{2} + \frac{(y+1)^2}{2}$이다. 분자를 전개하면 $(y+1)^2 - (y-1)^2 = 4y$이므로 $L(y) = \frac{4y}{2} = 2y$가 된다. 따라서 $L(0.5) = 2 \times 0.5 = 1$이다.

NoteBase

선지 판단

① 0.25 → X. $L(y) = 2y$ 공식에서 $y = 0.5$를 대입하면 1이 되어 0.25가 아니다.
② 0.5 → X. y 값 자체와 혼동한 결과로, $2y$를 계산하지 않은 값이다.
③ 1 → O. $L(0.5) = 2 \times 0.5 = 1$이므로 옳다.
④ 2 → X. 계수 2를 y에 곱하지 않고 계수만 남긴 값으로, 실제 계산 결과가 아니다.

오답 포인트

이 문제에서 가장 흔한 실수는 두 가우시안 밀도함수의 지수 부분을 뺄셈 순서를 반대로 적용해 부호를 잘못 잡는 것이다. $X = 1$에 대한 지수에서 $X = -1$에 대한 지수를 빼야 하는데(분자 빼기 분모), 순서를 바꾸면 $L(y) = -2y$가 되어 부호가 반대로 나온다. 또한 사전확률이 동일하다는 조건을 놓치면 베이즈 정리의 분자 항이 사라지지 않아 계산이 복잡해지므로, $P(X = 1) = P(X = -1)$이라는 조건을 반드시 활용해야 한다.

다시 나오면 이렇게 판단

이진 안테포달(antipodal) 신호 $\pm A$가 분산 σ^2인 AWGN 채널을 통과했을 때의 LLR은 일반적으로 $L(y) = \frac{2Ay}{\sigma^2}$ 형태로 정리된다는 점을 기억해 둔다. 이 문제는 $A = 1$, $\sigma^2 = 1$인 특수한 경우이므로 $L(y) = 2y$가 되었다. 값이 다르게 주어지면 이 일반식에 대입해 빠르게 계산하면 된다.

암기 포인트

사전확률이 동일한 두 가우시안 가설의 로그우도비는 두 지수함수의 지수 차이만 남기면 되므로 계산이 단순해진다는 점, 그리고 안테포달 신호의 LLR이 수신값 y에 대해 선형(직선) 형태로 나타난다는 점을 함께 기억해 둔다.

NoteBase

문 10. 패리티 검사 행렬(parity check matrix)이 <보기>와 같은 (7,4) 해밍 부호에 대한 설명으로 가장 옳지 않은 것은? (단, 행렬의 아래첨자(subscript)는 행과 열의 개수를 의미한다.)

<보기>

H_3× 7=bmatrix1&1&1&1&0&0&0\\1&1&0&0&1&1&0\\1&0&1&0&1&0&1bmatrix

① 오류를 검출만 하는 경우에는 최대 2개까지 비트 오류를 검출할 수 있다.

② 부호의 최소 거리 $d_{\min}$은 3이다.

③ 수신 비트열이 0010100이고, 채널에서 한 개의 비트 오류만 발생했다면 오류가 정정된 비트열은 0110100이다.

④ [1010000]은 생성 행렬(generator matrix) $G_{4\times 7}$의 한 행이 될 수 있다.

정답 4번

출제 포인트

패리티 검사 행렬 $H_{3\times 7}$이 주어졌을 때 (7,4) 해밍 부호의 성질(최소거리, 오류 검출·정정 능력, 신드롬을 이용한 오류 정정)을 계산으로 확인하고, 동시에 생성 행렬 $G_{4\times 7}$의 행이 실제로 부호어(코드워드) 조건을 만족하는지를 검증하는 문제이다. H와 G는 $H\cdot c^T=0$을 만족하는 관계이므로, G의 각 행도 반드시 H에 대해 신드롬이 0인 벡터여야 한다는 점이 핵심이다.

조건 정리

H_3×7=bmatrix1&1&1&1&0&0&0\\1&1&0&0&1&1&0\\1&0&1&0&1&0&1bmatrix 이다. 각 열을 위에서부터 읽으면 1열=(1,1,1), 2열=(1,1,0), 3열=(1,0,1), 4열=(1,0,0), 5열=(0,1,1), 6열=(0,1,0), 7열=(0,0,1)이다. 4열·6열·7열이 각각 단위벡터(1,0,0), (0,1,0), (0,0,1)이므로 4번째·6번째·7번째 비트가 패리티 비트이고, 1·2·3·5번째 비트가 메시지(데이터) 비트이다.

사용할 공식

신드롬 계산: $s=Hr^T$ (r은 수신 비트열). s가 0이면 오류 없음, s가 0이 아니면 s와 같은 열을 갖는 비트 위치에서 오류가 발생한 것으로 판단해 그 비트를 반전시켜 정정한다. (n,k) 선형 부호에서 최소거리 d_{min}일 때 오류 검출 가능 비트 수는 $d_{min}-1$, 오류 정정 가능 비트 수는 $\left\lfloor\frac{d_{min}-1}{2}\right\rfloor$이다. 또한 생성 행렬의 임의의 행 g_i는 반드시 부호어이므로 $Hg_i^T=0$을 만족해야 한다.

NoteBase

계산 과정

①·② 검증: (7,4) 해밍 부호는 표준적으로 $d_{min} = 3$인 부호이다. H의 어떤 두 열도 서로 다르고 0벡터가 아니므로(단일 오류는 모두 서로 다른 신드롬을 가짐) 최소거리 3이 성립하며, 오류 검출 가능 비트 수는 $d_{min} - 1 = 2$이다.
③ 검증: 수신 비트열 r=0010100의 신드롬을 계산한다. 1행(비트1,2,3,4 합): 0+0+1+0=1. 2행(비트1,2,5,6 합): 0+0+1+0=1. 3행(비트1,3,5,7 합): 0+1+1+0=0. 따라서 신드롬은 (1,1,0)이며, 이는 H의 2열 (1,1,0)과 일치하므로 2번째 비트에서 오류가 발생했다. 2번째 비트를 반전(0→1)하면 0010100 → 0110100이 되어 ③의 진술과 일치한다.
④ 검증: [1010000]이 부호어인지 확인하려면 Hc^T를 계산한다. c=(1,0,1,0,0,0,0)일 때 1행: 1+0+1+0=0, 2행: 1+0+0+0=1, 3행: 1+1+0+0=0이다. 2행에서 이미 0이 아닌 값이 나오므로 $Hc^T \neq 0$이 되어 [1010000]은 부호어가 될 수 없다. 생성 행렬의 행은 항상 부호어여야 하므로 [1010000]은 $G_{4\times 7}$의 행이 될 수 없다.

선지 판단

① 최소거리가 3인 부호는 검출만 하는 경우 최대 $d_{min} - 1 = 2$개의 비트 오류까지 검출할 수 있다. 옳은 설명이다.
② H의 각 열이 서로 다른 0이 아닌 벡터로 이루어져 있어 어떤 두 부호어의 최소 해밍거리도 3이 된다. $d_{min} = 3$은 옳은 설명이다.
③ 신드롬 계산 결과 2번째 비트에서 오류가 발생했으며, 이를 정정하면 0010100 → 0110100이 된다. 계산 과정과 정확히 일치하므로 옳은 설명이다.
④ [1010000]을 H에 대입해 신드롬을 계산하면 (0,1,·)로 0벡터가 아니어서 부호어 조건 $Hc^T = 0$을 만족하지 못한다. 생성 행렬의 행은 반드시 부호어여야 하므로 [1010000]은 $G_{4\times 7}$의 행이 될 수 없다. 틀린 표현 "한 행이 될 수 있다" → 올바른 표현 "신드롬이 0이 아니므로 한 행이 될 수 없다". 옳지 않은 설명이므로 이 문제의 정답이다.

오답 포인트

①②③은 모두 실제로 신드롬을 계산해 보면 참으로 확인되는 진술이라 겉보기에 그럴듯해서 넘어가기 쉽다. 특히 ③처럼 구체적인 비트열이 제시되면 계산 없이 "그럴듯하다"고 넘기지 말고 반드시 Hr^T를 직접 계산해 신드롬과 오류 위치를 확인해야 한다. ④는 생성 행렬과 패리티 검사 행렬의 관계($HG^T = 0$)를 모르면 단순히 "7비트 중 몇 개가 1인 벡터"로 보고 그럴듯하다고 오판하기 쉬운데, 실제로는 주어진 H에 대해 신드롬이 0이 아니므로 부호어가 될 수 없다.

다시 나오면 이렇게 판단

패리티 검사 행렬 H가 주어지고 특정 비트열이나 벡터가 등장하면, 그 벡터를 그대로 H에 대입해 Hv^T를 계산하는 것이 가장 확실한 판별법이다. 신드롬이 0이면 부호어(즉 G의 행이 될 자격이 있음), 0이 아니면 부호어가 아니다. 수신 비트열에 오류 정정을 묻는 경우에도 같은 방식으로 신드롬을 구한 뒤 그 값과 일치하는 H의 열 번호를 찾아 그 비트를 반전시키면 된다.

NoteBase

암기 포인트

(7,4) 해밍 부호는 $d_{min} = 3$이며, 이는 "1비트 오류 정정, 2비트 오류 검출"의 근거가 된다(정정 가능 비트 수 $= \lfloor (d_{min} - 1)/2 \rfloor = 1$, 검출 가능 비트 수 $= d_{min} - 1 = 2$). 신드롬 $s = Hr^T$가 H의 특정 열과 같으면 그 열 번호에 해당하는 비트가 오류 비트이다. 생성 행렬 G의 모든 행은 반드시 $Hc^T = 0$을 만족하는 부호어여야 한다는 조건은 임의의 후보 벡터가 G의 행이 될 수 있는지 판별하는 핵심 기준이다.

NoteBase

문 11. 대역폭이 5.12[*MHz*]이고, 256개의 부반송파에 QPSK 신호를 할당하는 직교 주파수 분할 다중화(OFDM) 시스템의 스펙트럼 효율의 값[*bps/Hz*]은? (단, OFDM 심볼 사이의 보호구간은 없는 것으로 가정한다.)

① 1

② 2

③ 3

④ 4

정답 2번

출제 포인트

OFDM 시스템의 스펙트럼 효율(bps/Hz)을 구하는 문제이다. 스펙트럼 효율은 전체 전송률을 전체 대역폭으로 나눈 값이며, 부반송파 개수·변조 방식(비트/심볼)·부반송파 간격(심볼 주기)을 이용해 전체 전송률을 먼저 구해야 한다.

조건 정리

전체 대역폭 $B = 5.12$ MHz, 부반송파 개수 $N = 256$, 변조 방식은 QPSK(심볼당 2비트), OFDM 심볼 간 보호구간은 없다고 가정한다.

사용할 공식

부반송파 간격(주파수 간격) $\Delta f = \frac{B}{N}$이며, 보호구간이 없을 때 부반송파 간 직교성 조건에 의해 유효 심볼 주기는 $T_s = \frac{1}{\Delta f}$이다. 전체 전송률은 $R = N \times \frac{\log_2 M}{T_s}$(여기서 M은 변조 차수)이고, 스펙트럼 효율은 $\eta = \frac{R}{B}$이다.

계산 과정

부반송파 간격을 구하면 $\Delta f = \frac{5.12\ \text{MHz}}{256} = 20$ kHz이고, 보호구간이 없으므로 심볼률은 $\frac{1}{T_s} = \Delta f = 20$ kHz이다. QPSK는 심볼당 $\log_2 4 = 2$비트를 전달하므로 전체 전송률은 $R = 256 \times 2 \times 20\ \text{kHz} = 10.24$ Mbps이다. 따라서 스펙트럼 효율은 $\eta = \frac{10.24\ \text{Mbps}}{5.12\ \text{MHz}} = 2$ bps/Hz이다.

선지 판단

① 1은 QPSK 대신 BPSK(심볼당 1비트)로 잘못 계산했을 때 나오는 값이므로 틀리다.
② 2는 부반송파 간격과 QPSK의 비트 수를 정확히 적용해 계산한 결과와 일치하므로 옳다.
③ 3은 계산 공식과 맞지 않는 값이므로 틀리다.
④ 4는 QPSK를 16QAM 등 심볼당 4비트로 잘못 적용했을 때 나올 수 있는 값이므로 틀리다.

NoteBase

오답 포인트

부반송파 개수(256)를 변조 차수로 착각하거나, QPSK의 비트 수(2비트)를 빠뜨리고 계산하면 오답이 나온다. 또한 보호구간이 없다는 조건을 놓치면 심볼률 계산이 달라져 결과가 틀어진다.

다시 나오면 이렇게 판단

OFDM 스펙트럼 효율 문제는 항상 전체 전송률을 대역폭으로 나눈다는 정의부터 떠올린다. 보호구간이 없으면 부반송파 간격이 곧 심볼률이 되므로, 전체 전송률은 (부반송파 개수) × (변조 방식의 비트 수) × (부반송파 간격)으로 정리하면 된다.

암기 포인트

스펙트럼 효율 = 전체 전송률 ÷ 대역폭. 보호구간이 없을 때 심볼률 = 부반송파 간격(= 대역폭 ÷ 부반송파 개수). QPSK는 심볼당 2비트.

NoteBase

문 12. 한 쌍의 광의의 정상(wide-sense stationary) 랜덤 과정 $X(t)$와 $Y(t)$가 있을 때 두 과정의 상호상관 함수(cross-correlation function) $R_{XY}(\tau)$, $R_{YX}(\tau)$와 자기상관 함수(auto-correlation function) $R_X(\tau)$와 $R_Y(\tau)$ 사이에서 항상 성립하는 관계로 가장 옳은 것은? (단, $X(t)$와 $Y(t)$는 실수이다.)

① $R_{XY}(\tau) = R_{YX}(\tau)$

② $|R_{XY}(\tau)| \leq \frac{1}{2}[R_X(0) + R_Y(0)]$

③ $R_X(\tau) + R_Y(\tau) = \frac{1}{2}[R_{XY}(\tau) + R_{YX}(\tau)]$

④ $R_X(\tau) = R_Y(\tau)$

정답 2번

출제 포인트

두 개의 광의의 정상(WSS) 랜덤과정 사이에서 상호상관 함수와 자기상관 함수가 항상 만족하는 부등식을 알고 있는지 묻는 문제이다. 상호상관 함수는 자기상관 함수처럼 대칭이거나 서로 같지 않으며, 대신 자기상관 함수 값들로 상한이 정해진다는 점이 핵심이다.

조건 정리

X(t), Y(t)는 실수 값을 갖는 광의의 정상 랜덤과정이다. 상호상관 함수는 $R_{XY}(\tau) = E[X(t)Y(t+\tau)]$, $R_{YX}(\tau) = E[Y(t)X(t+\tau)]$로 정의되고, 자기상관 함수는 $R_X(\tau) = E[X(t)X(t+\tau)]$, $R_Y(\tau) = E[Y(t)Y(t+\tau)]$로 정의된다.

사용할 공식

코시-슈바르츠 부등식으로부터 $|R_{XY}(\tau)| \leq \sqrt{R_X(0)R_Y(0)}$가 항상 성립하며, 두 자기상관 함수값 $R_X(0)$와 $R_Y(0)$에 대한 산술-기하 평균 부등식 $\sqrt{R_X(0)R_Y(0)} \leq \frac{1}{2}[R_X(0) + R_Y(0)]$이 항상 성립한다. 또한 상호상관 함수의 시간 이동 대칭성은 $R_{XY}(\tau) = R_{YX}(-\tau)$이다(같은 τ에서 두 값이 같은 것은 아니다).

계산 과정

위 두 부등식을 이어 붙이면 $|R_{XY}(\tau)| \leq \sqrt{R_X(0)R_Y(0)} \leq \frac{1}{2}[R_X(0) + R_Y(0)]$가 되고, 따라서 $|R_{XY}(\tau)| \leq \frac{1}{2}[R_X(0) + R_Y(0)]$는 두 WSS 실수 랜덤과정에서 τ 값과 관계없이 항상 성립하는 관계식이다.

NoteBase

선지 판단

① R_XY(τ)=R_YX(τ) → X, 상호상관 함수는 일반적으로 $R_{XY}(\tau) = R_{YX}(-\tau)$의 관계만 가지며, 같은 τ에서 R_XY(τ)와 R_YX(τ)가 항상 같은 것은 아니다.
② |R_XY(τ)| ≤ (1/2)[R_X(0)+R_Y(0)] → O, 코시-슈바르츠 부등식과 산술-기하 평균 부등식을 결합하면 항상 성립하는 관계식이다.
③ R_X(τ)+R_Y(τ) = (1/2)[R_XY(τ)+R_YX(τ)] → X, 자기상관 함수와 상호상관 함수는 서로 다른 신호쌍(X-X, Y-Y 대 X-Y)의 상관을 나타내므로 이런 등식이 일반적으로 성립할 이유가 없다.
④ R_X(τ)=R_Y(τ) → X, X(t)와 Y(t)는 서로 다른 랜덤과정이므로 자기상관 함수가 항상 같을 이유가 없다.

오답 포인트

①과 ④는 두 랜덤과정이 서로 다른 신호라는 사실을 놓치고 상관 함수를 무조건 대칭·동일하다고 생각할 때 고르기 쉬운 오답이다. ③은 자기상관과 상호상관을 같은 성질의 양으로 착각해 평균 관계를 만들어낸 오답이다. 옳은 관계는 부등식(②) 형태로만 항상 보장된다는 점을 기억해야 한다.

다시 나오면 이렇게 판단

상호상관 함수와 자기상관 함수를 비교하는 문제가 나오면, 등식(=) 형태의 선지보다 코시-슈바르츠 부등식에서 나오는 상한식을 먼저 떠올린다. $|R_{XY}(\tau)| \le \sqrt{R_X(0)R_Y(0)}$와 이를 산술-기하 평균으로 완화한 $\frac{1}{2}[R_X(0) + R_Y(0)]$ 형태가 정답으로 나오는 경우가 많다.

암기 포인트

상호상관은 대칭이 아니라 시간 반전 대칭이다: $R_{XY}(\tau) = R_{YX}(-\tau)$. 상호상관의 크기는 자기상관들로 상한이 잡힌다: $|R_{XY}(\tau)| \le \sqrt{R_X(0)R_Y(0)} \le \frac{1}{2}[R_X(0) + R_Y(0)]$.

NoteBase

문 13. 신호(400 ~ 4,000[*Hz*])를 나이퀴스트율(Nyquist rate)의 1.5배로 표본화한 PAM 신호를 0.4의 roll-off 계수를 갖는 상승 코사인 필터로 펄스 정형하여 전송한다고 가정한다. 이때, ISI 없이 전송할 수 있는 신호의 최소 전송 대역폭의 값[*Hz*]은?

① 6,200

② 7,300

③ 8,400

④ 9,500

정답 3번

출제 포인트

신호의 최고 주파수로부터 나이퀴스트율과 표본화율(심볼율)을 구하고, roll-off 계수가 적용된 상승 코사인(raised cosine) 필터의 ISI 없는 최소 전송 대역폭을 계산하는 문제이다. 표본화율을 심볼(펄스) 전송률로 그대로 사용한다는 점과 상승 코사인 필터의 대역폭 공식을 함께 적용할 수 있는지를 확인한다.

조건 정리

신호의 최고 주파수는 4,000 Hz이다. 나이퀴스트율은 최고 주파수의 2배이므로 $2 \times 4{,}000 = 8{,}000$[Hz]이다. 표본화율(=PAM 펄스의 심볼 전송률)은 나이퀴스트율의 1.5배이므로 $8{,}000 \times 1.5 = 12{,}000$[Hz], 즉 초당 12,000개의 펄스(심볼)를 전송한다. roll-off 계수는 $\alpha = 0.4$이다.

사용할 공식

상승 코사인 필터로 펄스 정형하여 ISI 없이 전송할 수 있는 최소 전송 대역폭은 $B = \frac{R_s}{2}(1 + \alpha)$이다. 여기서 R_s는 심볼(펄스) 전송률, α는 roll-off 계수이다.

계산 과정

심볼 전송률은 $R_s = 12{,}000$[Hz]이므로 나이퀴스트 대역폭(이상적 필터 기준)은 $\frac{R_s}{2} = 6{,}000$[Hz]이다. 여기에 roll-off 계수를 반영하면 $B = 6{,}000 \times (1 + 0.4) = 6{,}000 \times 1.4 = 8{,}400$[Hz]이 된다.

선지 판단

① 6,200 — roll-off 계수를 반영하지 않은 나이퀴스트 대역폭(6,000)에 임의의 값을 더한 오답으로, $1 + \alpha$ 배율을 정확히 곱하지 않은 경우 나올 수 있는 값이다. X

② 7,300 — 표본화율을 나이퀴스트율의 1.5배가 아닌 다른 배율로 잘못 계산했거나 roll-off 반영을 일부만 한 경우의 오답이다. X

③ 8,400 — $R_s = 12{,}000$[Hz]에서 $B = \frac{12{,}000}{2} \times 1.4 = 8{,}400$[Hz]로 정확히 계산된 값이다. O

④ 9,500 — 심볼 전송률 자체를 대역폭으로 오인하거나 배율을 과도하게 적용한 경우의 오답이다. X

NoteBase

오답 포인트

가장 흔한 실수는 표본화율(12,000 Hz)을 그대로 대역폭으로 쓰거나, $\frac{R_s}{2}$를 구한 뒤 roll-off 계수를 곱하는 과정을 빠뜨리는 것이다. 또한 신호가 400~4,000 Hz 대역을 갖더라도 이 문제에서는 최고 주파수 4,000 Hz를 기준으로 나이퀴스트율을 구해야 하며, 대역폭(3,600 Hz)을 기준으로 계산하면 다른 값이 나와 오답으로 이어진다.

다시 나오면 이렇게 판단

표본화율과 관련된 문제는 항상 (1) 나이퀴스트율=최고 주파수×2, (2) 표본화율=나이퀴스트율×배율, (3) 심볼 전송률=표본화율의 순서로 값을 먼저 정리한다. 이후 상승 코사인 필터 대역폭 문제는 $B = \frac{R_s}{2}(1 + \alpha)$ 공식에 심볼 전송률과 roll-off 계수를 그대로 대입하면 된다.

암기 포인트

나이퀴스트율은 최고 주파수의 2배, 상승 코사인 필터의 최소 전송 대역폭은 $B = \frac{R_s}{2}(1 + \alpha)$로 암기해 둔다.

NoteBase

문 14. 어떤 무기억 정보원(memoryless source)에서 발생되는 5개 메시지의 발생확률이 각각 $P(x_1) = 6/10$, $P(x_2) = 9/40$, $P(x_3) = 1/10$, $P(x_4) = 1/20$, $P(x_5) = 1/40$이다. 허프만 부호(Huffman code)를 사용하여 메시지에 2진 부호를 할당하는 방법으로 부호화하여 전송하는 경우, 전송되는 부호어의 평균 길이의 값[$bits$]은?

① 1.5

② 1.65

③ 1.75

④ 2

정답 2번

출제 포인트

무기억 정보원의 발생확률이 주어졌을 때 허프만 부호화를 직접 수행하여 각 메시지에 할당되는 부호어의 길이를 구하고, 이를 바탕으로 평균 부호어 길이(평균 부호 길이)를 계산할 수 있는지를 묻는다. 허프만 부호화는 확률이 작은 두 메시지를 반복적으로 결합해 나가는 하향식 트리 구성 절차이며, 결합 순서에 따라 각 메시지의 부호어 길이(트리에서의 깊이)가 결정된다.

조건 정리

5개 메시지의 발생확률은 $P(x_1) = 6/10$, $P(x_2) = 9/40$, $P(x_3) = 1/10$, $P(x_4) = 1/20$, $P(x_5) = 1/40$이다. 분모를 40으로 통일하면 $P(x_1) = 24/40$, $P(x_2) = 9/40$, $P(x_3) = 4/40$, $P(x_4) = 2/40$, $P(x_5) = 1/40$이며, 합은 $24 + 9 + 4 + 2 + 1 = 40$으로 1이 되어 확률 조건을 만족한다.

사용할 공식

허프만 부호화는 확률이 가장 작은 두 심볼(또는 결합 노드)을 반복적으로 합쳐 새로운 노드를 만들고, 모든 노드가 하나로 합쳐질 때까지 이 과정을 반복하는 방식이다. 각 메시지의 부호어 길이 L_i는 최종 트리에서 루트로부터 해당 메시지까지의 깊이(결합 횟수)로 정해지며, 평균 부호어 길이는 $\bar{L} = \sum_{i=1}^{5} P(x_i)L_i$로 계산한다.

NoteBase

계산 과정

확률을 40분모 기준으로 크기순 정렬하면 24, 9, 4, 2, 1이다.
1단계: 가장 작은 두 값 1과 2를 결합 → 3 (남은 값: 24, 9, 4, 3)
2단계: 가장 작은 두 값 3과 4를 결합 → 7 (남은 값: 24, 9, 7)
3단계: 가장 작은 두 값 7과 9를 결합 → 16 (남은 값: 24, 16)
4단계: 남은 두 값 24와 16을 결합 → 40 (완료)
이 결합 순서를 트리로 되짚으면 x_1(24)은 첫 분기에서 바로 갈라져 길이 1을 가지고, x_2(9)는 두 번째 분기까지 내려가 길이 2, x_3(4)는 세 번째 분기까지 내려가 길이 3, x_4(2)와 x_5(1)는 가장 늦게 결합되어 길이 4를 갖는다.
따라서 평균 부호어 길이는 $\bar{L} = \frac{24}{40} \times 1 + \frac{9}{40} \times 2 + \frac{4}{40} \times 3 + \frac{2}{40} \times 4 + \frac{1}{40} \times 4$이며, 이를 계산하면
$\bar{L} = 0.6 + 0.45 + 0.3 + 0.2 + 0.1 = 1.65$ [bits]이다.

선지 판단

① 1.5 → 오답. 실제 계산값 1.65보다 작은 값으로, 결합 순서를 잘못 적용하거나 길이를 낮게 산정했을 때 나올 수 있는 값이다.
② 1.65 → 정답. 허프만 트리 결합 결과 길이가 1, 2, 3, 4, 4로 정해지고, 이를 확률과 곱해 합산하면 1.65 bits가 나온다.
③ 1.75 → 오답. 결합 순서를 다르게 잡아 특정 메시지의 길이를 과대 산정했을 때 나올 수 있는 값이다.
④ 2 → 오답. 5개 메시지를 균등 길이로 부호화한다고 가정했을 때 나오는 값(고정 길이 부호에 가까운 값)으로, 허프만 부호의 가변 길이 특성을 반영하지 않은 값이다.

오답 포인트

확률이 큰 메시지에 짧은 부호어를, 확률이 작은 메시지에 긴 부호어를 배정하는 허프만 부호화의 원리를 놓치면 균등 길이(예: $\log_2 5$를 올림한 3비트나 단순 평균으로 2비트)로 계산해 오답을 고르기 쉽다. 또한 결합 과정에서 매 단계마다 가장 작은 두 값을 정확히 골라야 하는데, 정렬을 다시 하지 않고 순서를 놓치면 길이 배정이 어긋나 1.5나 1.75 같은 근접한 오답이 나온다.

다시 나오면 이렇게 판단

확률이 주어지면 먼저 공통분모로 통일해 정수 비율로 바꾼 뒤, 가장 작은 두 값부터 순서대로 결합하는 과정을 표로 기록해 나간다. 결합 순서를 그대로 트리 깊이로 환산해 각 메시지의 부호어 길이를 확정한 다음, 확률과 길이를 곱해 더하면 평균 부호어 길이를 구할 수 있다.

암기 포인트

허프만 부호화: 가장 작은 두 확률을 반복 결합 → 결합 횟수가 곧 부호어 길이. 평균 부호어 길이 $\bar{L} = \sum P(x_i)L_i$는 항상 엔트로피 $H(X)$ 이상이며 $H(X) + 1$ 미만이 되도록 설계된다.

NoteBase

문 15. 디지털 데이터의 기저대역 전송을 위해 T시간 길이의 기본 펄스 $p(t)$를 사용할 때, 데이터가 1이면 펄스 $p(t)$를 전송하며, 데이터가 0이면 펄스 $-p(t)$를 전송한다. 이 기본 펄스 $p(t)$가 <보기>와 같이 주어졌을 때 이에 대한 설명으로 가장 옳지 않은 것은? (단, $\Pi(t)$는 $\Pi(t) = u(t+0.5) - u(t-0.5)$이고, $u(t)$는 단위 계단 함수(unit step function)이다.)

<보기>

$p(t) = \Pi\left(\frac{t-T/4}{T/2}\right) - \Pi\left(\frac{t-3T/4}{T/2}\right)$

① 대역폭이 NRZ 방식과 같다.

② 기본 펄스에 두 가지 극성이 나타난다.

③ 직류 성분이 0이다.

④ 비트 동기를 맞추기 용이하다.

정답 1번

출제 포인트

이 문항은 기본 펄스 $p(t) = \Pi\left(\frac{t-T/4}{T/2}\right) - \Pi\left(\frac{t-3T/4}{T/2}\right)$의 파형을 해석하는 문제이다. $\Pi(t)$는 폭 1, 높이 1인 사각펄스이므로 $\Pi\left(\frac{t-T/4}{T/2}\right)$는 $t = T/4$를 중심으로 폭 $T/2$인 사각펄스, 즉 구간 $[0, T/2)$에서 값 1을 가진다. $\Pi\left(\frac{t-3T/4}{T/2}\right)$는 $t = 3T/4$를 중심으로 폭 $T/2$인 사각펄스, 즉 구간 $[T/2, T)$에서 값 1을 가진다. 따라서 $p(t)$는 한 비트 구간 $[0, T)$ 안에서 전반부는 $+1$, 후반부는 -1이 되는 파형으로, 이는 맨체스터(Manchester) 부호화에서 사용하는 기본 펄스 형태이다. 이 펄스의 특성(양·음 두 극성, 직류 성분, 비트 동기, 대역폭)을 NRZ 방식과 비교해 옳지 않은 설명을 찾는 것이 출제 포인트이다.

핵심 개념

NRZ(Non-Return-to-Zero) 방식의 기본 펄스는 한 비트 구간 전체에서 값이 일정한 사각펄스이며, 데이터가 0과 1을 반복해도 항상 전환이 일어난다고 보장할 수 없어 비트 동기가 어렵고 직류 성분이 존재할 수 있다. 반면 $p(t)$와 같은 맨체스터형 펄스는 한 비트 구간의 정중앙($t = T/2$)에서 반드시 극성이 바뀌므로, 데이터 값과 무관하게 매 비트마다 전이(transition)가 발생한다. 이 전이가 수신측 비트 동기 추출에 이용되고, 한 비트 구간 내에서 $+1$ 구간과 -1 구간의 폭과 크기가 같아 그 구간의 평균값(직류 성분)이 0이 된다. 반면 매 비트 구간 중간에 전이가 추가되면서 신호의 최소 펄스 폭이 NRZ의 절반($T/2$)으로 줄어들어, 신호에 포함되는 주파수 성분이 NRZ보다 높아지고 필요 대역폭도 NRZ의 약 2배로 커진다.

NoteBase

선지별 해설

① 옳지 않다. 맨체스터형 펄스는 한 비트 구간 안에 폭 $T/2$짜리 전이가 추가로 들어 있어 최소 펄스 폭이 NRZ의 절반이 된다. 신호의 대역폭은 최소 펄스 폭에 반비례해 넓어지므로, 이 방식의 대역폭은 NRZ 방식보다 넓다(약 2배). "대역폭이 NRZ 방식과 같다"는 설명은 틀렸다 → 올바른 표현: "대역폭이 NRZ 방식의 약 2배로 더 넓다."
② 옳다. $p(t)$는 구간 $[0, T/2)$에서 $+1$, 구간 $[T/2, T)$에서 -1의 값을 가지므로 한 기본 펄스 안에 양극성과 음극성이 모두 나타난다.
③ 옳다. $+1$ 구간과 -1 구간의 폭이 각각 $T/2$로 동일하므로 한 주기에 걸친 평균(직류 성분)은 $\frac{1}{T}\left(\frac{T}{2}\cdot 1 + \frac{T}{2}\cdot(-1)\right) = 0$이다.
④ 옳다. 데이터 값이 1이든 0이든 매 비트 구간의 중앙에서 반드시 극성 전이가 발생하므로, 수신측이 이 전이를 기준으로 비트 동기(타이밍)를 쉽게 맞출 수 있다.

오답 포인트

①을 옳다고 착각하기 쉬운 이유는 두 방식 모두 '1비트 구간에 1개의 펄스'라는 점만 보고 폭이 같다고 오해하기 때문이다. 그러나 맨체스터형 펄스는 비트 구간 내부에 추가 전이가 있어 실질적인 최소 펄스 폭이 $T/2$로 NRZ의 T보다 짧고, 짧은 펄스일수록 더 넓은 대역폭을 요구한다는 점을 놓치면 안 된다. ②·③·④는 파형을 직접 계산하거나 정의를 적용하면 바로 확인되는 사실이므로, 계산 없이 감으로 판단해 옳지 않다고 고르지 않도록 주의한다.

다시 나오면 이렇게 판단

기본 펄스가 Π 함수의 합·차로 주어지면, 먼저 각 Π 항이 어느 구간에서 몇의 값을 갖는지 구간별로 나눠 파형을 직접 그려본다. 파형에서 극성이 바뀌는 위치와 폭을 확인하면 두 극성 여부·직류 성분·비트 동기 용이성은 바로 판단할 수 있고, 대역폭 비교 문항이 나오면 '최소 펄스 폭이 좁을수록 대역폭이 넓다'는 원리로 NRZ와 비교한다.

암기 포인트

맨체스터형(전이가 있는) 기본 펄스: 두 극성 존재·직류 성분 0·비트 동기 용이, 그러나 대역폭은 NRZ보다 넓다(최소 펄스 폭이 절반이므로 대역폭은 약 2배).

NoteBase

문 16. 주파수 대역폭이 $500[kHz]$인 AWGN 채널의 신호대잡음비가 $11.76[dB]$로 측정되었다. 이 채널을 통하여 전송할 수 있는 최대 채널 용량의 값$[Mbps]$은? (단, $10^{1.176}=15$로 계산한다.)

① 0.5

② 1

③ 1.5

④ 2

정답 4번

출제 포인트

AWGN(가산성 백색 가우시안 잡음) 채널에서 섀넌의 채널 용량 공식을 이용해 신호대잡음비(SNR)를 대역폭과 결합하여 최대 전송 가능 데이터율을 구하는 문제이다. dB로 주어진 SNR을 선형 값으로 환산하는 절차가 핵심이다.

조건 정리

대역폭 $B=500\text{kHz}=5\times10^5\text{Hz}$, 신호대잡음비 $\text{SNR}_{dB}=11.76\text{dB}$, 그리고 $10^{1.176}=15$라는 계산 조건이 주어져 있다. 구하는 값은 최대 채널 용량 C[Mbps]이다.

사용할 공식

섀넌-하틀리 정리는 $C=B\log_2\left(1+\frac{S}{N}\right)$ 이다. 여기서 S/N은 신호대잡음비의 선형(진성) 값이며, dB 값과의 관계는 $\text{SNR}_{dB}=10\log_{10}\left(\frac{S}{N}\right)$ 이다.

계산 과정

먼저 dB로 주어진 신호대잡음비를 선형 값으로 바꾼다. $10\log_{10}\left(\frac{S}{N}\right)=11.76\Rightarrow\frac{S}{N}=10^{1.176}=15$ 다음으로 채널 용량 공식에 대입한다. $C=B\log_2\left(1+\frac{S}{N}\right)=500{,}000\times\log_2(1+15)=500{,}000\times\log_2 16$ $\log_2 16=4$이므로 $C=500{,}000\times4=2{,}000{,}000\text{bps}=2\text{Mbps}$ 따라서 최대 채널 용량은 2Mbps이다.

선지 판단

① 0.5 → 대역폭과 $\log_2(1+S/N)$을 곱하지 않고 일부만 반영하거나 잘못 나눈 경우에 나올 수 있는 값으로, 계산 결과와 다르므로 틀린 선지이다.
② 1 → $\log_2 16=4$를 2로 잘못 계산(예: $\log_2 4$로 착각)하는 등의 오산 결과이며 옳지 않다.
③ 1.5 → 신호대잡음비 선형 값을 15가 아닌 다른 값으로 잘못 대입했을 때 나올 수 있는 값으로 옳지 않다.
④ 2 → $S/N=15$를 정확히 구하고 $\log_2 16=4$를 대역폭 500kHz에 곱하면 2,000,000bps, 즉 2Mbps가 되므로 옳은 선지이다.

NoteBase

오답 포인트

이 문제에서 가장 흔한 실수는 두 가지이다. 하나는 dB 값 11.76을 선형 값으로 환산하지 않고 그대로 공식에 대입하는 것이고, 다른 하나는 $1 + S/N$에서 1을 더하는 것을 빠뜨리고 $\log_2 15$를 계산하는 것이다. 두 경우 모두 결과가 2Mbps에서 벗어나게 된다.

다시 나오면 이렇게 판단

SNR이 dB로 주어지면 항상 $10^{(\text{dB}/10)}$ 형태로 먼저 선형 값으로 바꾼 뒤 섀넌-하틀리 공식 $C = B\log_2(1 + S/N)$에 대입한다. $1 + S/N$이 2의 거듭제곱 형태(여기서는 16)로 떨어지도록 문제가 설계되어 있으므로, 이 값을 확인하면 로그 계산이 간단해진다는 점을 활용한다.

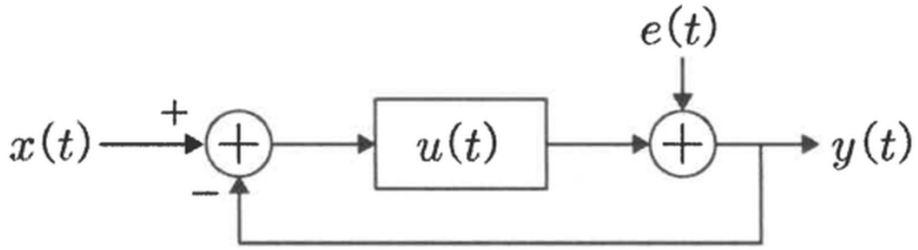
암기 포인트

섀넌-하틀리 정리: $C = B\log_2(1 + S/N)$. dB-선형 환산: $\text{SNR}_{dB} = 10\log_{10}(S/N)$. $\log_2 16 = 4$.

NoteBase

문 17. <보기>는 아날로그 신호를 디지털 신호로 변환하는 데 사용하는 등가회로이다. 회로에서 $x(t)$, $e(t)$, $y(t)$는 각각 입력, 양자화 잡음, 출력 신호들이고 $u(t)$는 적분기(integrator)이다. 각 신호들 사이의 관계를 라플라스 변환 영역에서 $Y(s) = T_1(s)X(s) + T_2(s)E(s)$로 나타낼 때 $T_1(s)$와 $T_2(s)$에 해당하는 것을 옳게 짝지은 것은? (단, $X(s)$, $E(s)$, $Y(s)$는 각각 신호 $x(t)$, $e(t)$, $y(t)$의 라플라스 변환이다.)

〈보기〉



① $T_1(s)$: $\frac{1}{1+s}$, $T_2(s)$: $\frac{s}{1+s}$

② $T_1(s)$: $\frac{s}{1+s}$, $T_2(s)$: $\frac{1}{1+s}$

③ $T_1(s)$: $1+\frac{1}{s}$, $T_2(s)$: $1-\frac{1}{s}$

④ $T_1(s)$: $1-\frac{1}{s}$, $T_2(s)$: $1+\frac{1}{s}$

정답 1번

출제 포인트

1차 시그마-델타(오버샘플링) 변조기의 등가 블록도를 라플라스 영역의 신호흐름 방정식으로 세우고, 입력 x(t)에 대한 전달함수 T1(s)와 양자화 잡음 e(t)에 대한 전달함수 T2(s)를 각각 구하는 문제이다. 블록도의 가산기 부호와 피드백 경로를 정확히 읽어 방정식을 세우는 것이 핵심이다.

조건 정리

첫 번째 가산기는 x(t)를 +로, 피드백된 y(t)를 -로 받아 그 차이가 적분기 u(t)로 들어간다. 적분기의 전달함수는 라플라스 영역에서 $1/s$이므로 적분기 출력은 $U(s) = \frac{1}{s}(X(s) - Y(s))$이다. 두 번째 가산기는 적분기 출력 u(t)와 양자화 잡음 e(t)를 더해 출력 y(t)를 만든다.

사용할 공식

적분기: $U(s) = \frac{1}{s}(X(s) - Y(s))$. 출력 가산기: $Y(s) = U(s) + E(s)$. 두 식을 결합해 $Y(s) = T_1(s)X(s) + T_2(s)E(s)$ 꼴로 정리한다.

NoteBase

계산 과정

출력 가산기 식에 적분기 식을 대입한다.
$Y(s) = \frac{1}{s}(X(s) - Y(s)) + E(s)$
양변에서 Y(s) 항을 모은다.
$Y(s) + \frac{1}{s}Y(s) = \frac{1}{s}X(s) + E(s)$
좌변을 정리한다.
$Y(s) \cdot \frac{s+1}{s} = \frac{1}{s}X(s) + E(s)$
양변에 $\frac{s}{s+1}$을 곱한다.
$Y(s) = \frac{1}{s+1}X(s) + \frac{s}{s+1}E(s)$
따라서 $T_1(s) = \frac{1}{1+s}$, $T_2(s) = \frac{s}{1+s}$이다.

선지 판단

① T1(s)=1/(1+s), T2(s)=s/(1+s) → O. 계산 과정에서 유도한 결과와 정확히 일치한다.
② T1(s)=s/(1+s), T2(s)=1/(1+s) → X. T1과 T2가 서로 뒤바뀐 형태로, 입력 x(t)는 저역통과 특성(1/(1+s))을 가져야 하는데 반대로 고역통과 특성을 준 오답이다.
③ T1(s)=1+1/s, T2(s)=1-1/s → X. 적분기 전달함수 1/s와 피드백 부호(-)를 반영하지 않고 단순히 더하고 뺀 형태로, 실제 폐루프 방정식을 풀지 않은 오답이다.
④ T1(s)=1-1/s, T2(s)=1+1/s → X. ③과 마찬가지로 폐루프 방정식을 정리하지 않은 형태이며 T1, T2의 위치도 맞지 않는다.

오답 포인트

가장 흔한 실수는 피드백 가산기의 부호(-)를 놓치고 $U(s) = \frac{1}{s}(X(s) + Y(s))$로 잘못 세우는 것이다. 이 경우 분모의 부호가 반대로 나와 오답에 도달한다. 또한 e(t)는 적분기 출력 이후에 더해지므로 T2(s)에는 적분(1/s) 성분이 직접 들어가지 않고, 폐루프를 정리한 뒤에야 s/(1+s) 형태로 나타난다는 점을 놓치지 않아야 한다.

다시 나오면 이렇게 판단

이런 유형은 블록도를 눈으로만 보지 말고 각 가산기와 블록마다 라플라스 영역 방정식을 하나씩 문자로 세운 뒤, 미지수(여기서는 U(s))를 소거해 최종적으로 출력 Y(s)를 입력들의 선형결합 형태로 정리하는 순서를 지킨다. 피드백 경로의 부호를 화살표 옆 +/- 표시로 반드시 재확인한다.

암기 포인트

1차 시그마-델타 변조기의 표준 결과: 입력에 대한 전달함수(신호 전달함수, STF)는 $1/(1+s)$ 형태의 저역통과 특성을 가지고, 양자화 잡음에 대한 전달함수(잡음 전달함수, NTF)는 $s/(1+s)$ 형태의 고역통과 특성을 가진다. 이는 저주파 신호는 통과시키고 양자화 잡음은 고주파로 밀어내는(노이즈 셰이핑) 동작을 라플라스 식으로 보여준다.

NoteBase

문 18. 정합 필터의 직접적인 목적으로 가장 옳은 것은?

① 샘플링 신호의 완벽한 복원

② 샘플링 신호의 에일리어싱(aliasing) 현상 방지

③ 송신 신호의 대역폭 최소화

④ 수신 신호 샘플링 후 SNR 최대화

정답 4번

출제 포인트

정합 필터(matched filter)가 통신 시스템에서 왜 사용되는지, 즉 그 도입 목적이 무엇인지를 묻는 문제이다. 정합 필터는 잡음이 섞인 수신 신호에서 원래 보낸 심볼을 가장 정확하게 판별하기 위해 수신단에 두는 필터로, 샘플링 이론이나 대역폭 제한 기법과는 목적이 다르다는 점을 구분할 수 있어야 한다.

핵심 개념

정합 필터는 송신 시 사용한 펄스 파형에 시간축으로 대칭·정합되도록 임펄스 응답을 설계한 필터이다. 수신 신호를 이 필터에 통과시킨 뒤 심볼 구간의 끝에서 표본값을 취하면, 그 순간의 신호 대 잡음비(SNR)가 다른 어떤 선형 필터를 쓸 때보다 최대가 된다. 이를 통해 수신단에서 원 심볼을 가장 낮은 오류율로 판정할 수 있게 된다. 즉 정합 필터의 목적은 잡음 속에서 신호 검출 성능(최대 SNR)을 확보하는 데 있으며, 나이퀴스트 샘플링이나 대역제한 필터링과는 별개의 개념이다.

선지별 해설

① 틀린 표현 → 올바른 표현: 샘플링된 신호의 완벽한 복원은 나이퀴스트 표본화 정리와 저역통과(복원) 필터의 역할이며, 정합 필터의 목적이 아니다.
② 틀린 표현 → 올바른 표현: 에일리어싱 방지는 표본화 전에 신호 대역을 제한하는 안티에일리어싱 필터(저역통과 필터)의 역할이며, 정합 필터와는 무관하다.
③ 틀린 표현 → 올바른 표현: 송신 신호의 대역폭을 최소화하는 것은 펄스 성형 필터(예: 나이퀴스트 필터, 제곱근 레이즈드 코사인 필터)의 목적이며, 정합 필터 자체의 직접적인 목적이 아니다.
④ 옳은 표현: 정합 필터는 수신 신호를 송신 펄스 파형과 시간 반전·정합된 임펄스 응답에 통과시켜, 표본화 시점에서 신호 대 잡음비(SNR)를 최대로 만들어 최적 검출을 가능하게 한다.

오답 포인트

①·②는 표본화·복원 단계에서 등장하는 개념(나이퀴스트 정리, 안티에일리어싱 필터)을 정합 필터의 기능으로 착각하면 고르게 되는 오답이다. ③은 대역폭 제한이라는 결과만 보고 정합 필터를 펄스 성형 필터와 혼동하면 고르게 되는 오답이다. 정합 필터는 '신호를 만드는' 필터가 아니라 '이미 만들어진 신호를 잡음 속에서 최적으로 검출하는' 필터라는 점을 구분해야 한다.

NoteBase

다시 나오면 이렇게 판단

문제에 '정합 필터', '최적 수신', '검출' 같은 표현이 나오면 곧바로 SNR 최대화·최적 검출과 연결한다. 반대로 '표본화', '에일리어싱', '복원', '대역제한'이라는 표현이 나오면 정합 필터가 아니라 표본화 정리나 펄스 성형 필터 쪽 개념임을 먼저 의심한다.

암기 포인트

정합 필터 = 수신단, 잡음 속 최적 검출, 표본화 순간 SNR 최대화로 기억해 둔다. '정합(matched)'이라는 이름 자체가 송신 펄스 파형에 필터를 맞춘다는 뜻임을 함께 연결해 두면 헷갈리지 않는다.

NoteBase

문 19. VLF 대역의 대역폭을 BW_{VLF}, SHF 대역의 대역폭을 BW_{SHF}라고 할 때, $\frac{BW_{\text{SHF}}}{BW_{\text{VLF}}}$의 값은?

① 10

② 10^4

③ 10^6

④ 10^8

정답 3번

출제 포인트

국제전기통신연합(ITU) 주파수 대역 구분에서 VLF와 SHF 대역의 상한·하한 주파수를 알고, 두 대역의 대역폭(대역 상한 주파수 – 대역 하한 주파수)을 계산해 그 비율을 구하는 문제이다. 대역 이름을 아는 것만으로는 풀 수 없고, 각 대역의 실제 주파수 범위 수치를 정확히 기억해야 한다.

조건 정리

VLF(Very Low Frequency, 초장파)는 3 kHz부터 30 kHz까지의 대역이다. SHF(Super High Frequency, 초고주파)는 3 GHz부터 30 GHz까지의 대역이다. 대역폭은 각 대역의 상한에서 하한을 뺀 값으로 정의한다.

사용할 공식

BW = f_상한 - f_하한 (BW_SHF)/(BW_VLF) = (f_SHF,상한 - f_SHF,하한)/(f_VLF,상한 - f_VLF,하한)

계산 과정

VLF 대역폭을 구하면 $BW_{VLF} = 30\ \text{kHz} - 3\ \text{kHz} = 27\ \text{kHz}$이다.
SHF 대역폭을 구하면 $BW_{SHF} = 30\ \text{GHz} - 3\ \text{GHz} = 27\ \text{GHz}$이다.
두 값을 같은 단위로 맞추면 $27\ \text{GHz} = 27 \times 10^6\ \text{kHz}$이므로,
$\frac{BW_{SHF}}{BW_{VLF}} = \frac{27 \times 10^6\ \text{kHz}}{27\ \text{kHz}} = 10^6$

선지 판단

① 10 → 대역폭 비율이 아니라 GHz와 kHz 사이의 한 단계 단위 환산(예: MHz와 GHz의 관계 일부)만 반영한 값으로 실제 계산 결과와 다르다.
② 10^4 → 대역폭을 정확히 구하지 않고 대역 하나의 대표 주파수 자릿수만 비교한 경우에 나올 수 있는 값으로 실제 계산 결과와 다르다.
③ 10^6 → $BW_{SHF}/BW_{VLF} = 27\ \text{GHz}/27\ \text{kHz} = 10^6$으로 계산 과정과 일치하므로 옳다.
④ 10^8 → 대역폭 대신 SHF와 VLF 각 대역의 상한 주파수만 단순 비교(30 GHz/30 kHz 대신 잘못된 자릿수 적용 등)했을 때 나올 수 있는 값으로 실제 계산 결과보다 크다.

NoteBase

오답 포인트

이 문제에서 가장 흔한 실수는 대역의 하한 주파수를 0으로 잘못 놓고 상한 주파수만으로 비율을 구하는 것이다. VLF는 0부터가 아니라 3 kHz부터 시작하고 SHF도 0부터가 아니라 3 GHz부터 시작하므로, 반드시 상한에서 하한을 뺀 대역폭으로 비교해야 한다. 또한 GHz와 kHz 단위를 같은 단위로 통일하지 않고 숫자만 비교하면 자릿수를 잘못 세게 된다.

다시 나오면 이렇게 판단

주파수 대역 문제가 나오면 우선 VLF·LF·MF·HF·VHF·UHF·SHF·EHF 각 대역의 하한·상한 주파수를 kHz·MHz·GHz 단위로 정리해 둔다. 대역폭을 묻는 문제는 항상 (상한 − 하한)으로 계산하고, 비율을 구할 때는 두 값을 같은 단위로 맞춘 뒤 나눈다.

암기 포인트

VLF: 3 ~ 30 kHz(대역폭 27 kHz). SHF: 3 ~ 30 GHz(대역폭 27 GHz). 두 대역폭의 자릿수 차이는 kHz와 GHz의 단위 차이인 10^6배와 일치한다.

NoteBase

문 20. 차단주파수가 4[kHz]인 저대역 통과 필터(lowpass filter)로 대역제한시킨 음성신호를 나이퀴스트율(Nyquist rate)보다 1.5배 높은 속도로 표본화하여 실시간으로 전송한다. 각각의 표본을 8[bits]로 변환하여 전송한다면 디지털 전송시스템의 전송속도의 값[kbps]은?

① 48

② 64

③ 80

④ 96

정답 4번

출제 포인트

아날로그 신호를 표본화-양자화-부호화하여 디지털로 전송할 때, 표본화 속도(초당 표본 수)와 표본당 비트 수로부터 전송속도(비트율)를 계산할 수 있는지를 묻는다. 나이퀴스트율의 정의(신호 최고 주파수의 2배)와 표본화 속도를 나이퀴스트율의 배수로 표현하는 방식을 정확히 적용하는 것이 핵심이다.

조건 정리

저대역 통과 필터의 차단주파수(=신호의 최고 주파수) $f_m = 4\text{kHz}$, 표본화 속도는 나이퀴스트율의 1.5배, 표본당 비트 수 $n = 8\text{bits}$이다.

사용할 공식

나이퀴스트율 $f_N = 2f_m$, 표본화 속도 $f_s = 1.5f_N$, 전송속도(비트율) $R = f_s \times n$.

계산 과정

나이퀴스트율은 $f_N = 2 \times 4\text{kHz} = 8\text{kHz}$이다. 표본화 속도는 이보다 1.5배 높으므로 $f_s = 1.5 \times 8\text{kHz} = 12\text{k samples/sec}$이다. 표본 하나를 8비트로 부호화하므로 전송속도는 $R = 12{,}000 \times 8 = 96{,}000\text{bps} = 96\text{kbps}$이다.

선지 판단

① 48 → 표본화 속도를 나이퀴스트율의 0.75배로 잘못 적용하거나 8비트 대신 4비트로 계산한 경우에 나오는 값이므로 틀렸다.
② 64 → 나이퀴스트율(1배, 8kHz)에 8비트만 곱한 값(8k×8=64kbps)으로, 1.5배 조건을 반영하지 않았으므로 틀렸다.
③ 80 → 표본화 속도를 나이퀴스트율의 1.25배 등으로 잘못 계산했을 때 나오는 값이므로 틀렸다.
④ 96 → 나이퀴스트율 8kHz의 1.5배인 12k samples/sec에 8비트를 곱한 96kbps로 조건과 정확히 일치하므로 옳다.

NoteBase

오답 포인트

이 문제에서 가장 흔한 실수는 '나이퀴스트율의 1.5배'를 '차단주파수의 1.5배'로 착각해 2배를 곱하는 과정을 빠뜨리는 것이다. 반드시 먼저 나이퀴스트율(=2×최고주파수)을 구한 뒤 그 값에 1.5배를 적용해야 한다. 또한 전송속도는 표본화 속도(samples/sec)에 표본당 비트 수를 곱한 값이라는 점을 놓치면 안 된다.

다시 나오면 이렇게 판단

표본화·전송속도 계산 문제는 항상 세 단계로 순서대로 처리한다. 첫째, 신호의 최고 주파수(또는 차단주파수)로부터 나이퀴스트율(2배)을 구한다. 둘째, 문제에서 지시한 배수(예: 1.5배, 2배 등)를 나이퀴스트율에 곱해 실제 표본화 속도를 구한다. 셋째, 표본화 속도에 표본당 비트 수를 곱해 전송속도(비트율)를 구한다.

암기 포인트

나이퀴스트율 $f_N = 2f_m$, 전송속도 $R = f_s \times n$(표본화 속도×표본당 비트 수)을 기본 공식으로 외워 둔다. '나이퀴스트율의 N배로 표본화'라는 표현이 나오면 먼저 나이퀴스트율부터 계산한 뒤 N배를 적용하는 순서를 기억해 둔다.

NoteBase