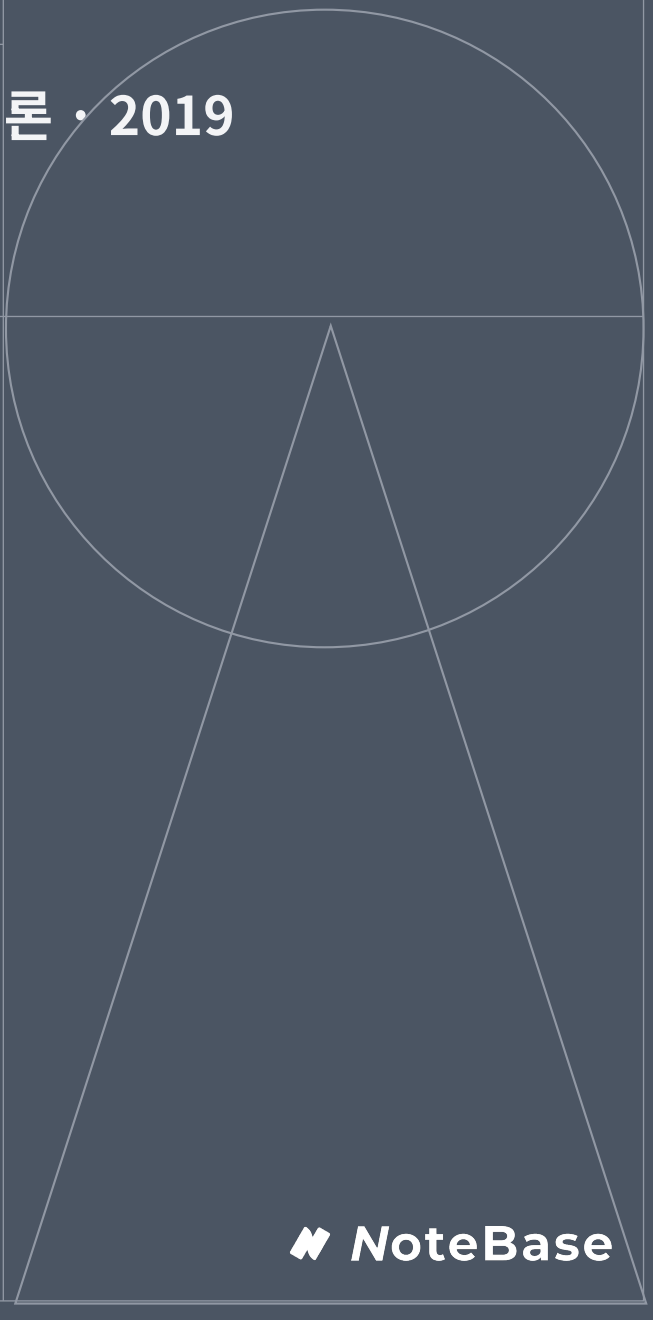
기출OX 해설집

공무원/국회직/9급 · 통신이론 · 2019



NoteBase

기출OX 해설집

공무원/국회직/9급 · 통신이론 · 2019

공무원/국회직/9급 · 통신이론 · 2019

1. 정현파 메시지 신호의 주파수가 15[kHz]이고, FM 신호의 변조지수가 4인 경우, 카슨(Carson)의 법칙으로 구한 주파수 대역폭은 몇 kHz 인가?

① 15
② 30
③ 60
④ 110
⑤ 150

정답 5번

출제 포인트

이 문제는 FM 신호의 변조지수로 최대 주파수 편이를 구한 뒤 카슨(Carson)의 법칙을 적용하여 전송 대역폭을 계산하는 문제이다.

조건 정리

주어진 값: 메시지 신호의 최대 주파수는 $f_m = 15kHz$, FM 변조지수는 $\beta = 4$이다.
구해야 할 값: 카슨의 법칙으로 구한 FM 신호의 주파수 대역폭 B_T이다.
주의할 조건: 변조지수는 $\beta = \Delta f / f_m$이므로 먼저 최대 주파수 편이 Δf를 구해야 한다.

사용할 공식

변조지수와 최대 주파수 편이의 관계는
$\beta = \frac{\Delta f}{f_m}$
이고, 카슨의 법칙은
$B_T = 2(\Delta f + f_m)$
이다. 변조지수와 메시지 신호의 최대 주파수가 주어졌으므로 첫 번째 식으로 Δf를 구한 뒤 카슨의 법칙에 대입한다.

NoteBase

계산 과정

1. 최대 주파수 편이를 구한다.
$\Delta f = \beta f_m = 4 \times 15kHz = 60kHz$
2. 카슨의 법칙에 대입한다.
$B_T = 2(60kHz + 15kHz) = 150kHz$
따라서 주파수 대역폭은 $150kHz$이다.

선지 판단

① X — $15kHz$는 메시지 신호의 최대 주파수일 뿐 FM 대역폭이 아니다. 올바른 대역폭은 $150kHz$이다.
② X — $30kHz$는 $2f_m$만 계산하여 최대 주파수 편이를 빠뜨린 값이다. 올바르게는 $2(\Delta f + f_m) = 150kHz$이다.
③ X — $60kHz$는 βf_m로 구한 최대 주파수 편이이지 대역폭이 아니다. 올바른 대역폭은 $150kHz$이다.
④ X — $110kHz$는 카슨의 법칙 $2(\Delta f + f_m)$에 주어진 값을 정확히 대입한 결과가 아니다. 올바른 계산값은 $150kHz$이다.
⑤ O — $B_T = 2(60kHz + 15kHz) = 150kHz$이므로 카슨의 법칙으로 구한 대역폭과 일치한다.

오답 포인트

변조지수 4를 곧바로 대역폭 공식에 넣거나, $60kHz$를 대역폭으로 착각하기 쉽다. $60kHz$는 최대 주파수 편이이며, 카슨의 법칙에서는 여기에 메시지 신호의 최대 주파수 $15kHz$를 더한 뒤 전체를 2배 한다.

다시 나오면 이렇게 판단

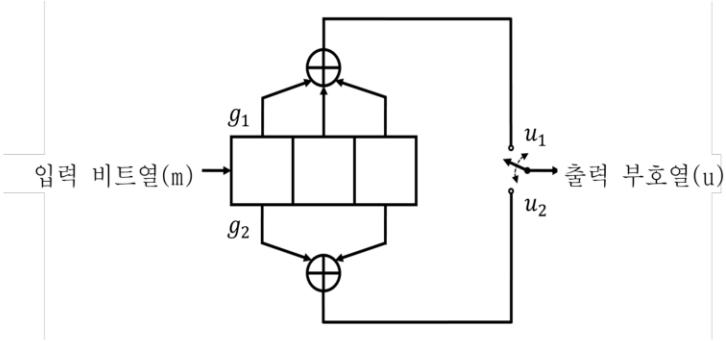
FM 대역폭 계산은 $\Delta f = \beta f_m$로 최대 주파수 편이를 먼저 구한 뒤, $B_T = 2(\Delta f + f_m)$에 대입하고 단위를 확인하는 순서로 판단한다.

암기 포인트

카슨의 법칙은 '편이와 메시지 주파수를 더한 값의 2배', 즉 $B_T = 2(\Delta f + f_m)$이다.

NoteBase

2. 다음 그림의 부호기에 대한 설명으로 옳지 않은 것은? (단, 부호기의 입력단에 비트열 $m=10100$이 순차적으로 입력되었다고 한다.)



① 이 부호기는 길쌈 부호기(Convolutional Encoder)이다.

② 이 부호기의 구속 길이(Constraint Length)는 3이고 부호율은 $\frac{1}{2}$ 이다.

③ 이 부호기의 생성 다항식은 $g_1=111$과 $g_2=101$이다.

④ 네 번째 비트 입력 후 출력 부호열은 $u_1=1, u_2=0$이다.

⑤ 다섯 번째 비트 입력 후 출력 부호열은 $u_1=0, u_2=0$이다.

정답 5번

출제 포인트

이 문제는 길쌈 부호기의 탭 연결에서 생성 다항식과 부호율을 읽고, 입력 비트가 들어올 때마다 배타적 논리합(XOR)으로 두 출력 비트를 계산하는 문제이다.

조건 정리

입력 비트열은 $m = 101000$이고 왼쪽 비트부터 순서대로 입력된다. 초기 레지스터는 모두 0으로 본다. 세 칸의 현재 상태를 왼쪽부터 x_0, x_1, x_2라 하면, 위쪽 출력은 세 칸 모두에 연결되고 아래쪽 출력은 첫째 칸과 셋째 칸에 연결된다. 따라서 부호율은 입력 1비트마다 출력 2비트가 생기는 1/2이다.

사용할 공식

$u_1 = x_0 \oplus x_1 \oplus x_2, \qquad u_2 = x_0 \oplus x_2$

$g_1 = 111, \qquad g_2 = 101$

여기서 $\oplus$는 modulo-2 덧셈인 XOR이다. 탭이 연결된 레지스터의 비트만 XOR하여 각 출력 비트를 만들기 때문에 이 식을 사용한다.

NoteBase

계산 과정

입력을 한 비트씩 넣으면 레지스터 상태와 출력 (u_1, u_2)는 다음과 같이 변한다.
첫 번째 입력 1: 상태 100, 출력 (1, 1)
두 번째 입력 0: 상태 010, 출력 (1, 0)
세 번째 입력 1: 상태 101, 출력 (0, 0)
네 번째 입력 0: 상태 010, 출력 (1, 0)
다섯 번째 입력 0: 상태 001, 출력 (1, 1)
여섯 번째 입력 0: 상태 000, 출력 (0, 0)
따라서 네 번째 입력 뒤의 출력은 (1, 0)이고, 다섯 번째 입력 뒤의 출력은 (1, 1)이다.

선지 판단

① O — 현재 입력과 앞선 입력들을 레지스터에 저장하고 탭 비트를 XOR하여 출력을 만드는 구조이므로 길쌈 부호기이다.
② O — 한 출력에 영향을 주는 레지스터 상태가 3개이므로 구속 길이는 3이고, 입력 1비트마다 출력 2비트가 생성되므로 부호율은 1/2이다.
③ O — 위쪽 출력은 세 칸 모두를 탭으로 사용하므로 $g_1 = 111$이고, 아래쪽 출력은 첫째 칸과 셋째 칸을 사용하므로 $g_2 = 101$이다.
④ O — 네 번째 비트 0을 넣은 뒤 상태는 010이므로 $u_1 = 0 \oplus 1 \oplus 0 = 1$, $u_2 = 0 \oplus 0 = 0$이다.
⑤ X — 다섯 번째 비트 0을 넣은 뒤 상태는 001이므로 $u_1 = 0 \oplus 0 \oplus 1 = 1$, $u_2 = 0 \oplus 1 = 1$이다. 틀린 표현인 '$u_1 = 0, u_2 = 0$'은 '$u_1 = 1, u_2 = 1$'로 고쳐야 한다.

오답 포인트

⑤에서 다섯 번째 입력 비트 자체가 0이라는 사실만 보고 출력을 (0, 0)으로 판단하기 쉽다. 길쌈 부호기의 출력은 현재 입력만이 아니라 레지스터에 남아 있는 과거 비트도 함께 XOR한 값이다. 다섯 번째 시점에는 세 번째로 입력된 1이 셋째 칸에 남아 있으므로 두 출력 모두 1이 된다.

다시 나오면 이렇게 판단

먼저 그림의 탭 연결로 각 출력의 XOR 식을 세우고, 초기 상태 000에서 입력을 한 비트씩 이동시킨다. 각 시점마다 레지스터 상태를 먼저 적은 뒤 출력식을 계산하면 입력 비트와 출력 비트를 혼동하지 않는다.

암기 포인트

탭 연결은 생성 다항식, 출력선 수는 부호율, 각 출력의 탭에 연결된 레지스터 비트의 XOR은 해당 출력 비트를 결정한다.

NoteBase

3. 아날로그 변조 방식에는 AM, DSB-SC, SSB, VSB, FM 등이 있다. 같은 정보를 전송하는데 요구되는 대역폭의 크기 비교를 옳게 한 것은?

① FM > AM > DSB-SC > SSB > VSB
② FM > AM = DSB-SC > VSB > SSB
③ AM = DSB-SC > FM > SSB > VSB
④ FM > VSB > AM = DSB-SC > SSB
⑤ FM > VSB > AM > DSB-SC > SSB

정답 2번

출제 포인트

같은 정보를 전송할 때 AM, DSB-SC, SSB, VSB, FM이 차지하는 대역폭의 상대적 크기를 비교하는 문제이다.

핵심 개념

정보신호의 최고 주파수를 W라고 하면 AM과 DSB-SC는 상·하측파대를 모두 보내므로 대역폭이 각각 $2W$이다. SSB는 한쪽 측파대만 보내므로 W이다. VSB는 한쪽 측파대와 반대쪽 측파대의 일부를 보내므로 대역폭이 W보다 크고 $2W$보다 작다. FM은 주파수 편이에 따라 여러 측파대가 생기므로 이 비교에서는 가장 넓은 대역폭을 요구한다. 따라서 크기 순서는 FM > AM = DSB-SC > VSB > SSB이다.

선지별 해설

① X — ‘AM > DSB-SC’와 ‘SSB > VSB’가 틀린 표현이다. AM과 DSB-SC의 대역폭은 같고, VSB가 SSB보다 넓으므로 올바른 순서는 FM > AM = DSB-SC > VSB > SSB이다.
② O — FM이 가장 넓고, AM과 DSB-SC는 같은 $2W$, VSB는 W와 $2W$ 사이, SSB는 W이므로 올바른 순서이다.
③ X — ‘AM = DSB-SC > FM’이 틀린 표현이다. FM이 AM과 DSB-SC보다 넓으므로 올바른 순서는 FM > AM = DSB-SC > VSB > SSB이다.
④ X — ‘VSB > AM = DSB-SC’가 틀린 표현이다. VSB는 잔류 측파대만 추가하므로 두 측파대를 모두 전송하는 AM 및 DSB-SC보다 좁다. 올바른 순서는 FM > AM = DSB-SC > VSB > SSB이다.
⑤ X — ‘VSB > AM > DSB-SC’가 틀린 표현이다. AM과 DSB-SC는 대역폭이 같고 둘 다 VSB보다 넓으므로 올바른 순서는 FM > AM = DSB-SC > VSB > SSB이다.

오답 포인트

반송파의 존재가 대역폭을 늘린다고 생각하면 AM과 DSB-SC를 다르게 판단하기 쉽다. 반송파 억제 여부는 전력 효율에는 영향을 주지만 두 방식 모두 상·하측파대를 전송하므로 대역폭은 같다. 또한 VSB는 SSB보다 넓지만 DSB 계열보다는 좁다는 중간 위치가 핵심 함정이다.

NoteBase

다시 나오면 이렇게 판단

먼저 전송하는 측파대의 수를 센다. 양쪽 측파대를 보내는 AM·DSB-SC는 $2W$, 한쪽만 보내는 SSB는 W, 한쪽과 일부 잔류 측파대를 보내는 VSB는 그 사이로 판단한다. FM은 주파수 편이까지 포함해 가장 넓은 쪽에 놓는다.

암기 포인트

FM이 가장 넓고, AM과 DSB-SC는 동률, VSB는 중간, SSB는 가장 좁다.

NoteBase

4. 직교주파수분할다중화(OFDM) 기술에 대한 설명으로 옳지 않은 것은?

① 이산푸리에변환(DFT) 기법을 사용한다.
② 직교하는 부반송파의 스펙트럼끼리 중첩될 수 없다.
③ 다중 반송파 변조 방식의 일종이다.
④ 4세대 이동통신 시스템에서 사용한다.
⑤ 보호 구간 CP(Cyclic Prefix)를 사용하여 심벌간 간섭을 억제한다.

정답 2번

출제 포인트

OFDM의 부반송파 직교성, DFT 기반 구현, CP의 역할을 구분하는 문제이다. 특히 직교성과 스펙트럼 비중첩을 같은 뜻으로 오해하지 않아야 한다.

핵심 개념

OFDM: 하나의 고속 데이터열을 여러 저속 데이터열로 나누어 서로 직교하는 다수의 부반송파에 실어 보내는 다중 반송파 변조 방식이다.
직교성: 각 부반송파의 스펙트럼은 서로 겹칠 수 있지만, 한 부반송파의 중심 주파수에서 다른 부반송파 성분이 0이 되도록 배치되어 이상적인 조건에서 상호 간섭을 피한다.
CP: OFDM 심벌의 뒷부분을 앞에 복사해 붙이는 보호 구간으로, 다중 경로로 인한 심벌 간 간섭을 억제하고 직교성을 유지하는 데 도움을 준다.

선지별 해설

① O — OFDM은 송신에서 IDFT, 수신에서 DFT를 이용해 다수의 직교 부반송파를 효율적으로 구현할 수 있으므로 옳다.
② X — 틀린 표현은 '부반송파의 스펙트럼끼리 중첩될 수 없다'이다. 실제로는 부반송파 스펙트럼이 서로 중첩될 수 있으며, 직교성에 의해 이상적인 복조 시 부반송파 간 간섭이 발생하지 않도록 한다.
③ O — OFDM은 전송 데이터를 여러 부반송파에 나누어 싣는 다중 반송파 변조 방식의 일종이므로 옳다.
④ O — OFDM은 4세대 이동통신 시스템의 하향링크 등에서 사용되므로 옳다.
⑤ O — CP는 다중 경로 지연에 대응하는 보호 구간으로 사용되어 심벌 간 간섭을 억제한다. 다만 CP 길이가 채널의 지연 확산을 충분히 수용해야 효과가 있다.

오답 포인트

②의 '직교'라는 말을 주파수 스펙트럼이 서로 전혀 겹치지 않는다는 뜻으로 해석하기 쉽다. OFDM은 오히려 부반송파 스펙트럼의 중첩을 허용하면서도 수학적 직교성을 이용해 간섭을 피하고 주파수 이용 효율을 높인다.

NoteBase

다시 나오면 이렇게 판단

OFDM 선지는 ‘다수의 직교 부반송파’, ‘DFT·IDFT 기반 구현’, ‘스펙트럼 중첩 가능’, ‘CP에 의한 심벌 간 간섭 억제’의 네 기준으로 판단한다. 직교하므로 스펙트럼이 겹치지 않는다는 표현은 틀린 설명이다.

암기 포인트

OFDM은 부반송파가 겹쳐도 직교하고, CP로 심벌 간 간섭을 줄인다.

NoteBase

5. 다중 접속 방법에 대한 설명 중에서 가장 옳지 않은 것은?

① 알로하(ALOHA) 다중 접속 방식은 여러 개의 단말기가 랜덤하게 메시지를 전송하고 충돌이 발생하면 임의의 시간을 기다린 후 재전송을 요청하는 방식이다.

② 슬롯 알로하(Slotted ALOHA) 다중 접속 방식은 여러 개의 단말기가 슬롯으로 구분된 시간에 동기화하여 슬롯의 시작 지점에서만 메시지 전송을 하는 방식이다.

③ 폴링(Polling) 기술은 중앙 제어기가 여러 개의 단말기에 순서적으로 전송할 메시지를 갖고 있는지를 확인하고 전송할 메시지가 있다면 접속을 허용하는 방식이다.

④ 반송파 감지 다중 접속(CSMA: Carrier Sensing Multiple Access) 방식은 다른 단말기가 공유 채널을 사용 중인지를 미리 감지하여 사용하지 않을 경우에만 메시지를 전송하는 방식이다.

⑤ 무선랜은 반송파 감지 다중 접속 방식 중에서 충돌 탐지(Collision Detection) 방법을 사용하는데 이는 충돌이 발생할 경우 에너지가 증가하여 충돌을 쉽게 탐지할 수 있기 때문이다.

정답 5번

출제 포인트

이 문제는 ALOHA, Slotted ALOHA, Polling, CSMA의 동작 원리와 유선·무선 LAN의 충돌 처리 방식 차이를 묻는다.

핵심 개념

ALOHA는 단말이 임의의 시점에 전송하고 충돌하면 임의 시간 뒤 다시 전송하는 경쟁 방식이다. Slotted ALOHA는 전송 시작 시점을 슬롯의 시작점으로 제한한다. Polling은 중앙 제어기가 단말을 차례로 조회하여 전송 기회를 부여하는 제어 방식이다. CSMA는 전송 전에 반송파를 감지하여 채널 사용 여부를 확인한다. 유선 LAN은 충돌 탐지 방식인 CSMA/CD를 사용할 수 있지만, 무선 LAN은 송신 중 충돌을 직접 탐지하기 어려워 충돌 회피 방식인 CSMA/CA를 사용한다.

NoteBase

선지별 해설

① O — 순수 ALOHA에서는 단말들이 임의의 시점에 전송하므로 충돌할 수 있으며, 충돌한 프레임은 임의의 대기 시간 뒤 재전송한다.
② O — Slotted ALOHA는 시간을 슬롯으로 나누어 동기화하고, 각 단말이 슬롯의 시작점에서만 전송하도록 제한한다.
③ O — Polling은 중앙 제어기가 단말들을 순차적으로 조회하고, 전송할 데이터가 있는 단말에 채널 접근을 허용하는 방식이다.
④ O — CSMA는 전송 전에 공유 채널의 반송파를 감지하고, 채널이 비어 있을 때 전송을 시도하는 방식이다.
⑤ X — 틀린 표현은 '무선랜은 충돌 탐지(Collision Detection) 방법을 사용한다'와 '충돌이 발생하면 에너지가 증가하여 충돌을 쉽게 탐지할 수 있다'이다. 올바르게는 무선 LAN은 송신 신호가 수신하려는 신호보다 매우 강하고 숨은 단말 문제도 있어 송신 중 충돌 탐지가 어렵기 때문에 충돌 회피(Collision Avoidance), 즉 CSMA/CA를 사용한다.

오답 포인트

⑤는 CSMA/CD와 CSMA/CA를 바꾸어 놓았다. 충돌 뒤 이를 검출하는 CSMA/CD는 주로 유선 이더넷의 방식이고, 무선 LAN은 충돌을 사전에 줄이는 CSMA/CA를 사용한다.

다시 나오면 이렇게 판단

매체가 유선인지 무선인지 먼저 구분한다. 유선 이더넷은 충돌 탐지(CD), 무선 LAN은 충돌 회피(CA)로 연결하여 판단한다. ALOHA 계열은 전송 시점의 제한 여부, Polling은 중앙 제어기의 순차 조회 여부, CSMA는 전송 전 채널 감지 여부를 확인한다.

암기 포인트

유선은 CD로 충돌 탐지, 무선은 CA로 충돌 회피이다.

NoteBase

6. 대역폭이 B인 채널에서 Shannon의 정리를 적용할 때 최대 데이터 전송률에 관한 설명으로 옳지 않은 것은?

① 최대 데이터 전송률은 신호대 잡음비에 선형 비례한다.
② 신호와 잡음의 크기가 같으면 최대 데이터 전송률은 B이다.
③ 잡음의 크기가 신호의 크기보다 상대적으로 월등히 크면 최대 데이터 전송률은 0에 가까워진다.
④ 신호대 잡음비가 0dB이면 최대 데이터 전송률은 B이다.
⑤ 신호대 잡음비가 10dB이면 최대 데이터 전송률은 $3B$ 보다 크다.

정답 1번

출제 포인트

대역폭이 B인 채널의 Shannon 용량 공식을 이용하여 신호대 잡음비에 따른 최대 데이터 전송률을 판단하는 문제이다.

조건 정리

주어진 값: 채널 대역폭은 B이고, 선지마다 신호대 잡음비가 다르게 주어진다.
구해야 할 값: 각 조건에서의 최대 데이터 전송률 C이다.
주의할 조건: dB로 주어진 신호대 잡음비는 먼저 선형비로 바꾸며, $0dB$는 $S/N = 1$, $10dB$는 $S/N = 10$이다.

사용할 공식

Shannon의 채널 용량 공식은
$C = B\log_2\left(1 + \frac{S}{N}\right)$
이다. 여기서 C는 최대 데이터 전송률, B는 대역폭, S/N은 선형 신호대 잡음비이다. 이 문제는 대역폭과 신호대 잡음비로 잡음이 있는 채널의 이론적 최대 전송률을 판단하므로 이 공식을 사용한다.

계산 과정

1. 신호와 잡음의 크기가 같거나 신호대 잡음비가 $0dB$이면 $S/N = 1$이므로 $C = B\log_2 2 = B$이다.
2. 잡음이 신호보다 상대적으로 훨씬 크면 $S/N \to 0$이므로 $C = B\log_2(1 + S/N) \to 0$이다.
3. 신호대 잡음비가 $10dB$이면 $S/N = 10$이므로 $C = B\log_2 11 \approx 3.46B$이며, 이는 $3B$보다 크다.

NoteBase

선지 판단

① X — 최대 데이터 전송률은 신호대 잡음비에 선형 비례하지 않는다. 틀린 표현인 '선형 비례한다'는 '$C = B\log_2(1 + S/N)$에 따라 로그 형태로 증가한다'로 고쳐야 한다. 따라서 옳지 않은 설명이다.
② O — 신호와 잡음의 크기가 같으면 $S/N = 1$이므로 $C = B\log_2 2 = B$이다.
③ O — 잡음이 신호보다 상대적으로 훨씬 크면 S/N이 0에 가까워지고, 이에 따라 C도 0에 가까워진다.
④ O — $0dB$는 선형비로 $S/N = 10^{0/10} = 1$이므로 $C = B$이다.
⑤ O — $10dB$는 선형비로 $S/N = 10^{10/10} = 10$이므로 $C = B\log_2 11 \approx 3.46B > 3B$이다.
옳지 않은 설명은 ①이므로 정답은 1번이다.

오답 포인트

①의 '선형 비례'가 핵심 함정이다. 채널 용량은 대역폭 B에는 선형 비례하지만, 신호대 잡음비 S/N에는 로그 함수로 증가한다. 또한 dB 값을 공식에 그대로 넣지 않고 반드시 선형비로 변환해야 한다.

다시 나오면 이렇게 판단

먼저 $C = B\log_2(1 + S/N)$을 적고, dB 값은 $S/N = 10^{\mathrm{SNR}_{dB}/10}$으로 변환한 뒤 각 선지의 값을 대입하여 비교한다. '대역폭에는 선형, 신호대 잡음비에는 로그'라는 관계로 비례 여부를 판단한다.

암기 포인트

Shannon 용량은 $C = B\log_2(1 + S/N)$이다. $0dB \Rightarrow C = B$, $10dB \Rightarrow C \approx 3.46B$이다.

NoteBase

7. 다음 전송 열화 중 수신측에서의 심볼간 간섭 (ISI: Inter-Symbol Interference) 현상이 발생하는 원인이 되는 것은 무엇인가?

① 지연 왜곡(Delay Distortion)
② 혼선(Crosstalk)
③ 충격 잡음(Impulse Noise)
④ 감쇄(Attenuation)
⑤ 열잡음(Thermal Noise)

정답 1번

출제 포인트

이 문제는 수신 파형의 시간적 퍼짐을 일으켜 인접 심벌이 겹치게 하는 지연 왜곡과 다른 전송 장애를 구별하는 문제이다.

핵심 개념

심벌간 간섭(ISI)은 한 심벌의 파형이 다음 심벌의 판정 구간까지 퍼져 서로 겹치는 현상이다. 전송로의 주파수 성분마다 전파 지연이 달라지는 지연 왜곡이 펄스를 시간축에서 퍼뜨리므로 ISI의 원인이 된다.
지연 왜곡은 파형의 시간적 퍼짐, 감쇠는 신호 세기의 감소, 혼선·충격 잡음·열잡음은 원하지 않는 신호나 잡음의 유입이라는 점에서 구별된다.

선지별 해설

① O — 지연 왜곡(Delay Distortion)은 주파수 성분별 도달 시간이 달라 펄스가 퍼지고 인접 심벌과 겹치게 하므로 ISI를 발생시킨다.
② X — 혼선(Crosstalk)은 다른 회선이나 채널의 신호가 결합되어 유입되는 간섭이다. '혼선이 ISI의 원인이다'라는 표현이 틀리며, 올바르게는 주파수 성분별 지연 차이로 생기는 지연 왜곡이 ISI의 원인이다.
③ X — 충격 잡음(Impulse Noise)은 짧은 시간에 큰 진폭으로 발생하는 돌발성 잡음이다. '충격 잡음이 ISI의 원인이다'라는 표현이 틀리며, 올바르게는 충격 잡음은 순간적인 오류를 일으키는 잡음이고 ISI는 펄스의 시간적 퍼짐으로 발생한다.
④ X — 감쇠(Attenuation)는 전송 거리가 증가하면서 신호의 진폭이나 전력이 감소하는 현상이다. '감쇠가 ISI의 원인이다'라는 표현이 틀리며, 올바르게는 단순한 신호 세기 감소가 아니라 지연 왜곡에 따른 펄스 퍼짐이 ISI를 일으킨다.
⑤ X — 열잡음(Thermal Noise)은 전자 부품 속 전하의 열운동 때문에 생기는 무작위 잡음이다. '열잡음이 ISI의 원인이다'라는 표현이 틀리며, 올바르게는 열잡음은 잡음 전력을 높이고, ISI는 인접 심벌 파형이 시간적으로 겹쳐 발생한다.

NoteBase

오답 포인트

혼선·충격 잡음·열잡음도 수신 오류를 유발하고 감쇠도 신호 품질을 떨어뜨리지만, ISI의 핵심은 잡음이나 세기 감소가 아니라 펄스가 시간축에서 퍼져 인접 심벌과 겹친다는 점이다.

다시 나오면 이렇게 판단

문제에 '인접 심벌이 겹친다' 또는 '펄스가 시간적으로 퍼진다'가 제시되면 주파수 성분별 지연 차이와 지연 왜곡을 연결한다. 다른 회선 신호의 유입은 혼선, 순간적인 큰 잡음은 충격 잡음, 신호 세기 감소는 감쇠, 열운동에 의한 무작위 잡음은 열잡음으로 판단한다.

암기 포인트

ISI는 심벌의 시간적 겹침이고, 그 원인은 지연 왜곡이다.

NoteBase

8. 다음 중 1세대(1G), 2세대(2G), 3세대(3G), 4세대(4G), 5세대(5G) 이동통신 적용 기술이 옳지 않게 짝지어진 것은?

① 1G: FDMA 기술 사용
② 2G: TDMA 또는 CDMA 기술 사용
③ 3G: IP 기반의 다양한 QoS(Quality-of-Service) 제공
④ 4G: MIMO 기술 사용
⑤ 5G: 사물 인터넷의 통합적 실현을 목표로 함

정답 3번

출제 포인트

이 문제는 이동통신 세대별 대표 다중접속·전송 기술과 서비스 목표를 올바르게 연결할 수 있는지를 묻는다.

핵심 개념

1G는 아날로그 음성 중심이며 주파수 채널을 나누는 FDMA를 사용한다.
2G는 디지털 음성 중심이며 TDMA 또는 CDMA 계열 기술을 사용한다.
3G는 WCDMA·CDMA2000 등을 바탕으로 이동 데이터와 멀티미디어 서비스를 발전시킨 세대이다.
4G는 전 구간 IP 기반의 고속 패킷 통신을 지향하며 OFDMA와 MIMO가 대표 기술이다.
5G는 초고속·초저지연·초연결을 지향하며 대규모 사물 인터넷 수용을 핵심 목표로 한다.

선지별 해설

① O — 1G는 가입자마다 서로 다른 주파수 채널을 할당하는 FDMA를 대표 다중접속 기술로 사용한다.
② O — 2G에는 GSM 계열의 TDMA와 IS-95 계열의 CDMA가 사용되므로 올바른 연결이다.
③ X — 틀린 표현은 '3G: IP 기반의 다양한 QoS 제공'이다. 3G는 이동 데이터와 멀티미디어 서비스 확대가 중심이고, 전 구간 IP 기반 네트워크에서 다양한 QoS를 제공하는 것은 4G의 대표 특징이다. 올바르게는 '4G: IP 기반의 다양한 QoS 제공'이라고 연결한다.
④ O — 4G는 여러 송수신 안테나를 이용해 전송률과 신뢰성을 높이는 MIMO 기술을 사용한다.
⑤ O — 5G의 초연결 특성은 매우 많은 기기를 동시에 연결하는 대규모 사물 인터넷의 통합적 실현을 목표로 한다.

오답 포인트

3G도 패킷 데이터와 멀티미디어 서비스를 제공하므로 ③을 맞다고 보기 쉽다. 그러나 선지의 핵심 표현인 'IP 기반의 다양한 QoS'는 전 구간 IP화를 지향하는 4G의 대표 특징이라는 점이 함정이다.

NoteBase

다시 나오면 이렇게 판단

세대별로 '1G-FDMA·아날로그 음성, 2G-TDMA/CDMA·디지털화, 3G-이동 멀티미디어, 4G-All-IP·MIMO, 5G-초고속·초저지연·초연결'의 기준어를 먼저 대응시킨다.

암기 포인트

1G는 주파수 분할, 2G는 디지털 다중접속, 3G는 멀티미디어, 4G는 All-IP와 MIMO, 5G는 초연결 IoT이다.

NoteBase

9. 실수값을 갖는 전력신호 $x(t)$의 자기상관함수 $R_x(\tau)$의 성질로 옳지 않은 것은?

① 자기상관함수는 $R_x(\tau)=\int_{-\infty}^{\infty}x(t)x(t+\tau)dt$로 정의된다.

② 자기상관함수는 우함수이다.

③ $\tau=0$에서 최대값을 갖는다.

④ 자기상관함수의 푸리에 변환은 전력스펙트럼 밀도함수가 된다.

⑤ $x(t)$가 주기 T_0인 함수이면 $R_x(0)=\frac{1}{T_0}\int_{-T_0/2}^{T_0/2}x^2(t)dt$로 구해진다.

정답 1번

출제 포인트

실수값 전력신호의 자기상관함수 정의와 대칭성, 최댓값, 전력스펙트럼 밀도와의 관계를 구별하는 문제이다.

핵심 개념

전력신호의 자기상관함수는 두 시점의 신호 곱을 무한시간에 걸쳐 평균한 함수이다. 즉, $R_x(\tau)=\lim_{T\to\infty}\frac{1}{2T}\int_{-T}^{T}x(t)x(t+\tau)dt$로 정의한다. 반면 에너지신호의 자기상관함수는 시간평균을 취하지 않고 $R_x(\tau)=\int_{-\infty}^{\infty}x(t)x(t+\tau)dt$로 정의한다.

선지별 해설

① X — 틀린 부분은 전력신호의 자기상관함수를 $\int_{-\infty}^{\infty}x(t)x(t+\tau)dt$로 정의한 것이다. 이는 에너지신호에 사용하는 정의이며, 전력신호에서는 올바르게는 $R_x(\tau)=\lim_{T\to\infty}\frac{1}{2T}\int_{-T}^{T}x(t)x(t+\tau)dt$와 같이 시간평균을 취한다.

② O — 실수값 신호에서는 변수 치환을 통해 $R_x(-\tau)=R_x(\tau)$가 성립하므로 자기상관함수는 우함수이다.

③ O — 자기상관함수에는 $|R_x(\tau)|\le R_x(0)$가 성립하므로 $\tau=0$에서 최댓값을 갖는다. $R_x(0)$은 신호의 평균전력이다.

④ O — 자기상관함수와 전력스펙트럼 밀도는 푸리에 변환쌍이므로 $S_x(f)=\mathcal{F}\{R_x(\tau)\}$가 성립한다.

⑤ O — 주기 T_0인 전력신호는 한 주기 평균으로 자기상관함수를 구할 수 있다. 따라서 $R_x(0)=\frac{1}{T_0}\int_{-T_0/2}^{T_0/2}x^2(t)dt$이며, 이는 한 주기 동안의 평균전력이다.

오답 포인트

①의 무한구간 적분식은 익숙한 자기상관식이지만 전력신호가 아니라 에너지신호의 정의이다. 이 문항에서는 '전력신호'라는 조건에 맞추어 적분값 자체와 시간평균을 구별해야 한다.

NoteBase

다시 나오면 이렇게 판단

신호 종류를 먼저 확인한다. 에너지신호이면 무한구간 적분, 전력신호이면 무한시간 평균, 주기 전력신호이면 한 주기 평균을 적용한다. 그다음 우대칭, $\tau = 0$에서의 최대성, 자기상관함수와 전력스펙트럼 밀도의 푸리에 변환 관계를 확인한다.

암기 포인트

에너지는 적분, 전력은 평균이며, $R_x(0)$은 평균전력이고 $R_x(\tau)$의 푸리에 변환은 전력스펙트럼 밀도이다.

NoteBase

10. 무선통신 시스템에서 변조를 하는 목적에 대하여 나열한 것이다. 옳지 않은 것은?

① 여러 메시지 신호를 동시에 전송할 수 있다.
② 무선전송의 경우 크기가 작은 안테나를 사용할 수 있다.
③ 간섭이 있는 채널에서 전송 신호의 대역폭을 인위적으로 증가시켜 간섭에 대한 영향을 줄일 수 있다.
④ 주파수가 높아지면 파장이 짧아져 같은 시간 동안에 더 많은 정보를 전송할 수 있다.
⑤ 베이스밴드 신호가 멀리 전송되지 못하는 단점을 극복할 수 있다.

정답 4번

출제 포인트

이 문제는 변조의 여러 목적과 반송파 주파수·정보 전송률의 관계를 구별하는 문제이다.

핵심 개념

변조는 베이스밴드 신호의 정보에 따라 고주파 반송파의 진폭·주파수·위상 등을 변화시켜 전송로에 적합한 신호로 바꾸는 과정이다. 이를 통해 주파수 분할 다중화, 안테나 소형화, 장거리 전송, 잡음·간섭에 강한 전송 방식을 구현할 수 있다. 다만 반송파의 주파수가 높아져 파장이 짧아진다는 사실만으로 단위 시간당 정보량이 자동으로 증가하지는 않는다. 정보 전송률은 사용 가능한 대역폭과 변조 방식, 신호 대 잡음 조건 등에 좌우된다.

선지별 해설

① O — 서로 다른 반송파 대역에 각 메시지 신호를 실으면 주파수 분할 다중화가 가능하므로 여러 메시지를 동시에 전송할 수 있다.
② O — 베이스밴드 신호를 높은 주파수의 반송파에 실으면 파장이 짧아지고, 필요한 안테나의 물리적 길이도 작아질 수 있다.
③ O — 대역확산과 같이 전송 신호의 대역폭을 의도적으로 넓히는 변조 방식은 협대역 간섭의 영향을 분산시켜 간섭에 대한 내성을 높일 수 있다.
④ X — 틀린 표현은 '주파수가 높아져 파장이 짧아지면 같은 시간 동안 더 많은 정보를 전송할 수 있다'이다. 파장이 짧아지는 것 자체가 정보 전송률을 높이는 것은 아니다. 올바르게는 사용 가능한 대역폭, 변조 방식, 신호 대 잡음 조건 등이 단위 시간당 전송 가능한 정보량을 결정한다고 해야 한다.
⑤ O — 저주파 베이스밴드 신호를 전송로에 적합한 고주파 반송파에 실으면 방사와 전송이 쉬워져 베이스밴드 신호의 장거리 전송 한계를 극복할 수 있다.

NoteBase

오답 포인트

④는 '높은 반송파 주파수 → 짧은 파장'이라는 맞는 관계 뒤에 '짧은 파장 → 정보 전송률 증가'라는 잘못된 인과관계를 붙였다. 반송파 주파수와 채널 대역폭을 같은 개념으로 보면 틀리기 쉽다.

다시 나오면 이렇게 판단

변조의 목적은 전송로 적합화, 안테나 소형화, 다중화, 장거리 전송, 잡음·간섭 내성 향상으로 판단한다. 정보 전송률을 묻는 표현은 단순한 반송파 주파수나 파장이 아니라 대역폭과 신호 조건에 근거하는지 확인한다.

암기 포인트

고주파 반송파는 안테나를 작게 하지만, 짧은 파장 자체가 정보량을 늘리지는 않는다.

NoteBase

11. 디지털통신 시스템의 아날로그 디지털 변환기(ADC)에서 신호 왜곡과 잡음에 대한 설명 중 가장 옳지 않은 것은?

① 양자화 레벨의 수를 증가시키면 양자화 잡음을 줄일 수 있다.
② 자동 이득 조절기를 사용하여 입력신호의 작동영역을 조절함으로써 양자화 왜곡을 줄일 수 있다.
③ 음성 신호의 양자화 잡음을 감소시키기 위해 Companding을 사용할 수 있다.
④ 채널에서의 잡음을 줄이면 양자화 잡음을 효과적으로 줄일 수 있다.
⑤ 아날로그 신호가 가진 최대 주파수의 두 배 이상의 빈도로 샘플링한다.

정답 4번

출제 포인트

ADC의 양자화 잡음을 줄이는 방법과 채널 잡음·표본화 왜곡을 구별하는 문제이다.

핵심 개념

양자화 잡음은 연속적인 입력 진폭을 유한한 양자화 레벨로 근사할 때 생기는 오차이다. 레벨 수를 늘려 양자화 간격을 줄이거나 입력 신호가 ADC의 동작 범위를 충분히 사용하게 하면 양자화 오차를 줄일 수 있다. 반면 채널 잡음은 ADC에 들어오기 전에 전송 채널에서 더해지는 잡음이므로 양자화 잡음과 발생 원인이 다르다.

선지별 해설

① O — 양자화 레벨 수를 늘리면 같은 입력 범위에서 양자화 간격이 작아져 양자화 오차와 양자화 잡음이 감소한다.
② O — 자동 이득 조절기(AGC)는 입력 진폭을 ADC의 유효 동작 범위에 맞추어 과부하를 피하고 레벨을 충분히 활용하게 하므로 양자화 왜곡을 줄이는 데 도움이 된다.
③ O — 컴팬딩(Companding)은 송신 측에서 작은 진폭 구간을 상대적으로 확대해 양자화한 뒤 수신 측에서 복원하는 방식으로, 음성 신호처럼 진폭 변화가 큰 신호의 작은 진폭 구간에서 양자화 잡음을 줄일 수 있다.
④ X — 틀린 표현은 '채널에서의 잡음을 줄이면 양자화 잡음을 효과적으로 줄일 수 있다'이다. 채널 잡음을 줄이면 ADC 입력의 전체 신호 대 잡음비는 좋아지지만, ADC 내부의 진폭 근사에서 생기는 양자화 잡음 자체가 줄어드는 것은 아니다. 올바르게는 양자화 레벨 수를 늘리거나 양자화 간격을 줄여 양자화 잡음을 감소시킨다.
⑤ O — 표본화 주파수를 아날로그 신호의 최대 주파수의 두 배 이상으로 정하는 것은 표본화 정리에 따른 조건이며, 이를 만족하면 에일리어싱에 의한 왜곡을 방지할 수 있다. 즉 $f_s \geq 2f_{max}$이다.

NoteBase

오답 포인트

④의 함정은 '잡음'이라는 같은 표현 때문에 채널 잡음과 양자화 잡음을 같은 원인으로 보는 데 있다. 채널 잡음 감소는 ADC 입력 신호의 품질을 높이지만, 양자화 레벨 사이의 근사 오차를 직접 줄이지는 않는다. ⑤는 양자화 잡음 저감법이 아니라 에일리어싱 방지 조건이지만, ADC의 신호 왜곡과 잡음에 관한 옳은 설명이다.

다시 나오면 이렇게 판단

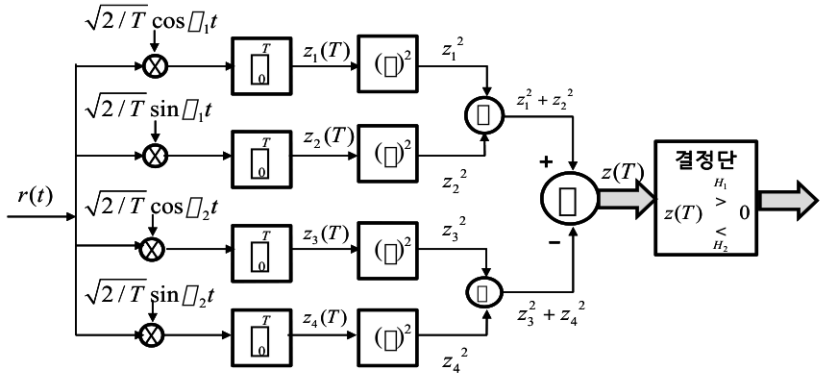
오류가 생기는 단계를 먼저 구분한다. 채널에서 더해지면 채널 잡음, 진폭을 이산 레벨로 바꿀 때 생기면 양자화 잡음, 표본화 주파수가 부족해 생기면 에일리어싱이다. 원인이 다른 잡음을 줄이는 방법은 서로 대체되지 않는다.

암기 포인트

진폭 이산화는 양자화 잡음, 시간 이산화 조건 위반은 에일리어싱, 전송 중 혼입은 채널 잡음이다.

NoteBase

12. 다음 그림은 어떤 전송 방식에 대한 복조기의 블록 다이어그램이다. 이 블록 다이어그램에 대한 설명으로 옳지 않은 것은?



① 비동기식 복조기이다.

② 2진 FSK(Frequency Shift Keying)에 대한 복조기이다.

③ 각 신호의 에너지를 구한 후 비교하여 어떤 신호가 전송되었는지 결정한다.

④ 상단 2개의 적분기는 주파수 ω_1의 신호를 검출하고, 하단 2개의 적분기는 주파수 ω_2의 신호를 검출한다.

⑤ BPSK와 같은 위상 변조 신호의 복조에도 이용할 수 있다.

정답 5번

출제 포인트

이 문제는 두 주파수 각각에 대해 동상·직교 성분을 구한 뒤 제곱합으로 에너지를 비교하는 구조를 보고, 비동기식 2진 FSK 복조기임을 판단하는 문제이다. 도식의 핵심은 $z_1^2 + z_2^2$와 $z_3^2 + z_4^2$를 비교하여 반송파 위상을 몰라도 어느 주파수가 수신되었는지 결정한다는 점이다.

NoteBase

선지별 해설

① O — 각 주파수마다 코사인 성분과 사인 성분을 함께 검출한 후 제곱합을 취하므로 미지의 반송파 위상이 제거된다. 따라서 반송파 위상 동기가 필요 없는 비동기식 복조기이다.

② O — 수신 신호를 서로 다른 두 주파수 ω_1, ω_2의 기준 신호와 각각 상관시킨 뒤 두 주파수 성분의 에너지를 비교한다. 이는 2진 FSK 복조 구조이다.

③ O — 첫 번째 주파수의 검출 에너지는 $z_1^2 + z_2^2$, 두 번째 주파수의 검출 에너지는 $z_3^2 + z_4^2$이다. 도식은 두 값을 뺀 $z(T) = (z_1^2 + z_2^2) - (z_3^2 + z_4^2)$의 부호로 전송 신호를 판정한다.

④ O — 상단 두 적분기는 $\cos \omega_1 t$, $\sin \omega_1 t$와 곱한 결과를 적분하여 주파수 ω_1의 동상·직교 성분을 검출하고, 하단 두 적분기는 같은 방식으로 주파수 ω_2의 성분을 검출한다.

⑤ X — BPSK의 두 신호는 같은 주파수와 같은 에너지를 가지며 위상만 π만큼 다르다. 제곱합 에너지 검파를 하면 두 신호의 부호 정보가 사라져 BPSK를 구별할 수 없다. 틀린 표현 'BPSK와 같은 위상 변조 신호의 복조에도 이용할 수 있다'는 '서로 다른 두 주파수의 에너지를 사용하는 비동기식 2진 FSK 복조에 이용한다'로 고쳐야 한다.

오답 포인트

코사인과 사인 기준 신호가 보인다는 이유만으로 위상 변조 복조기라고 판단하기 쉽다. 그러나 이 도식은 각 출력의 부호나 위상을 판정하지 않고 제곱하여 더한다. 이 과정은 위상 정보를 없애고 주파수별 에너지만 남기므로 BPSK가 아니라 비동기식 FSK 검파에 해당한다.

다시 나오면 이렇게 판단

서로 다른 주파수별로 코사인·사인 두 경로가 있고 각 경로의 출력을 제곱한 뒤 합산하면 비동기 에너지 검파 구조로 판단한다. 두 주파수 에너지의 차가 양수이면 H_1, 음수이면 H_2로 결정한다.

암기 포인트

FSK 비동기 검파는 '주파수별 I·Q 제곱합의 에너지 비교', BPSK 복조는 '위상 또는 부호 구별'이다.

NoteBase

13. 시간 신호와 대응하는 푸리에 변환 짝으로 옳지 않은 것은? (단, $\delta(\bullet)$는 델타함수, $u(\bullet)$는 단위계단함수, $*$는 컨벌루션(Convolution)을 나타내고, $\leftrightarrow$는 푸리에 변환 짝으로 $x(t)$는 $X(f)$, $y(t)$는 $Y(f)$ 관계이다.)

① $1 \leftrightarrow \delta(f)$

② $u(t) \leftrightarrow \dfrac{1}{j2\pi f}$

③ $x(t)y(t) \leftrightarrow X(f) * Y(f)$

④ $x(t) * y(t) \leftrightarrow X(f)Y(f)$

⑤ $\cos(2\pi f_0 t) \leftrightarrow \dfrac{1}{2}\{\delta(f-f_0)+\delta(f+f_0)\}$

정답 2번

출제 포인트

이 문제는 기본 푸리에 변환 쌍과 시간 영역의 곱셈·컨벌루션 성질을 정확히 구분하는 문제이다.

핵심 개념

주파수 변수를 f로 두는 푸리에 변환에서 상수함수와 델타함수는 $1 \leftrightarrow \delta(f)$의 관계이다. 단위계단함수의 변환은 분포의 의미에서 $u(t) \leftrightarrow \frac{1}{2}\delta(f) + \frac{1}{j2\pi f}$이다. 또한 시간 영역의 곱셈은 주파수 영역의 컨벌루션에, 시간 영역의 컨벌루션은 주파수 영역의 곱셈에 대응한다.

선지별 해설

① O — 상수함수 1의 푸리에 변환은 직류 성분을 나타내는 $\delta(f)$이므로 옳다.

② X — 틀린 부분은 $u(t)$의 변환을 $\frac{1}{j2\pi f}$만으로 나타낸 것이다. 올바른 변환 쌍은 $u(t) \leftrightarrow \frac{1}{2}\delta(f) + \frac{1}{j2\pi f}$이며, $\frac{1}{2}\delta(f)$ 항이 추가되어야 한다.

③ O — 시간 영역의 곱 $x(t)y(t)$는 주파수 영역에서 $X(f) * Y(f)$가 되므로 옳다.

④ O — 시간 영역의 컨벌루션 $x(t) * y(t)$는 주파수 영역에서 곱 $X(f)Y(f)$가 되므로 옳다.

⑤ O — 오일러 공식에 따라 $\cos(2\pi f_0 t) = \frac{1}{2}(e^{j2\pi f_0 t} + e^{-j2\pi f_0 t})$이고, 각 복소지수의 변환이 각각 $\delta(f-f_0)$, $\delta(f+f_0)$이므로 제시된 변환 쌍이 옳다.

오답 포인트

②에서 $\frac{1}{j2\pi f}$ 항만 떠올리기 쉽지만, 단위계단함수에는 직류 성분에 해당하는 $\frac{1}{2}\delta(f)$가 함께 존재한다. 또한 ③과 ④는 곱셈과 컨벌루션의 대응 방향을 서로 바꾸어 읽기 쉬운 선지이다.

NoteBase

다시 나오면 이렇게 판단

먼저 기본 변환 쌍 $1 \leftrightarrow \delta(f)$, $u(t) \leftrightarrow \frac{1}{2}\delta(f) + \frac{1}{j2\pi f}$, $\cos(2\pi f_0 t) \leftrightarrow \frac{1}{2}[\delta(f-f_0)+\delta(f+f_0)]$을 확인한다. 그다음 시간 영역의 곱은 주파수 영역의 컨벌루션, 시간 영역의 컨벌루션은 주파수 영역의 곱이라는 교환 관계를 적용한다.

암기 포인트

단위계단함수의 푸리에 변환은 $\frac{1}{j2\pi f}$만이 아니라 $\frac{1}{2}\delta(f)$까지 포함한다. 시간 곱은 주파수 컨벌루션, 시간 컨벌루션은 주파수 곱이다.

NoteBase

14. 이동통신 시스템에서 사용하는 용어에 대한 설명으로 옳지 않은 것은?

① 로밍: 가입한 통신사업자의 서비스 지역을 벗어나 다른 통신사업자의 서비스 지역으로 이동한 단말기에 대한 서비스
② 셀 분할: 단위면적 당 가용 용량을 늘리기 위해 셀을 작게 나누는 것
③ 주파수 재사용: 인접한 셀끼리 동일한 주파수를 사용하는 것
④ 핸드오프: 인접한 기지국 사이에 이동단말기에 대한 제어권을 넘기는 것
⑤ 소프터(Softer) 핸드오프: 같은 기지국 내에서 다른 섹터 간의 단말기 이동에 사용되는 핸드오프 기법

정답 3번

출제 포인트

이 문제는 이동통신의 로밍, 셀 분할, 주파수 재사용, 핸드오프의 정의와 서로의 차이를 묻는 문제이다.

핵심 개념

로밍은 가입한 통신사업자의 통상적인 서비스 지역을 벗어나 다른 지역이나 다른 사업자의 망에서도 서비스를 이용하게 하는 기능이다.
셀 분할은 하나의 큰 셀을 더 작은 셀들로 나누어 단위면적당 채널 재사용 횟수와 가입자 수용 능력을 높이는 방법이다.
주파수 재사용은 같은 주파수 채널을 충분히 떨어진 셀에서 반복 사용하는 방식이다. 동일 주파수를 쓰는 셀은 간섭을 줄이기 위해 적절한 재사용 거리를 확보해야 한다.
핸드오프는 이동 중인 단말의 통신 연결과 제어를 한 기지국 또는 섹터에서 다른 기지국 또는 섹터로 넘기는 절차이다. 소프터 핸드오프는 같은 기지국 안의 서로 다른 섹터 사이에서 이루어진다.

NoteBase

선지별 해설

① O — 로밍은 가입자가 자신의 통상적인 서비스 지역을 벗어나거나 다른 통신사업자의 서비스 지역으로 이동해도 통신 서비스를 이용할 수 있게 하는 기능이므로 옳다.
② O — 셀 분할은 큰 셀을 작은 셀로 나누어 동일 면적에서 주파수를 더 자주 재사용함으로써 단위면적당 가입자 수용 용량을 높이므로 옳다.
③ X — 틀린 표현은 '인접한 셀끼리 동일한 주파수를 사용하는 것'이다. 인접 셀에서 같은 주파수를 사용하면 동일 채널 간섭이 커진다. 올바르게는 주파수 재사용은 서로 충분히 떨어져 재사용 거리가 확보된 셀에서 동일한 주파수를 반복 사용하는 것이다.
④ O — 핸드오프는 이동단말기가 셀 경계를 지나갈 때 통신 연결에 대한 제어를 기존 기지국에서 인접 기지국으로 넘기는 것이므로 옳다.
⑤ O — 소프터 핸드오프는 같은 기지국이 담당하는 서로 다른 섹터 사이에서 단말기가 이동할 때 적용되는 핸드오프이므로 옳다.

오답 포인트

③의 함정은 '주파수를 반복 사용한다'는 핵심만 기억하고 재사용 셀 사이에 거리가 필요하다는 조건을 놓치게 하는 데 있다. 같은 주파수는 인접 셀이 아니라 동일 채널 간섭을 억제할 수 있을 만큼 떨어진 셀에서 재사용한다.

다시 나오면 이렇게 판단

용어를 목적과 적용 위치로 구분한다. 셀 분할은 셀을 작게 만들어 용량을 늘리고, 주파수 재사용은 떨어진 셀에서 같은 주파수를 다시 쓰며, 일반 핸드오프는 기지국 사이의 연결 이관이고, 소프터 핸드오프는 같은 기지국 내부의 섹터 사이 이관이다.

암기 포인트

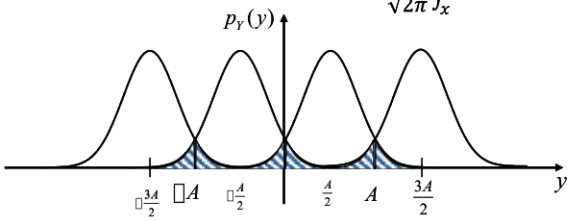
주파수 재사용은 '같은 주파수, 떨어진 셀'이고, 소프터 핸드오프는 '같은 기지국, 다른 섹터'이다.

NoteBase

15. 다음 그림과 같은 수신 신호 밀도함수를 갖는 4-ary 전송 시스템에서 신호 X_1, X_2, X_3, X_4를 각각 $\pm A/2$ 및 $\pm 3A/2$의 크기로 보내고자 한다. X_1, X_2, X_3, X_4가 발생할 확률이 모두 같다고 가정할 때, 오류가 나올 확률 P_ϵ을 옳게 계산한 것은? (단, σ^2은 잡음전력이다.)

$$p_Y(y|X_1 = A/2) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-(y-A/2)^2/2\sigma^2}$$

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-z^2/2}\, dz$$



① $P_\epsilon = Q\left(\frac{A}{2\sigma}\right)$

② $P_\epsilon = Q\left(\frac{A}{\sigma}\right)$

③ $P_\epsilon = \frac{3}{2} Q\left(\frac{A}{2\sigma}\right)$

④ $P_\epsilon = \frac{3}{2} Q\left(\frac{A}{\sigma}\right)$

⑤ $P_\epsilon = 2Q\left(\frac{A}{2\sigma}\right)$

정답 3번

출제 포인트

등간격 4-ary 신호의 판정 경계까지의 거리로 조건부 오류확률을 구한 뒤, 네 신호의 동일한 발생확률을 반영하여 평균 오류확률을 계산하는 문제이다.

조건 정리

신호점은 $-3A/2$, $-A/2$, $A/2$, $3A/2$이고 인접 신호점 사이의 거리는 A이다. 따라서 판정 경계는 $-A$, 0, A이며, 각 신호점에서 가장 가까운 판정 경계까지의 거리는 $A/2$이다. 네 신호의 발생확률은 각각 1/4이다. 바깥쪽 두 신호 $\pm 3A/2$는 오류 방향이 한쪽이고, 안쪽 두 신호 $\pm A/2$는 오류 방향이 양쪽이다.

NoteBase

사용할 공식

판정 경계까지의 거리가 d이고 잡음의 표준편차가 σ이면 한쪽 꼬리 오류확률은 $Q(d/\sigma)$이다. 이 문항에서는 $d = A/2$이므로 한쪽 경계를 넘을 확률은 $Q(A/(2\sigma))$이다. 평균 오류확률은 각 신호의 조건부 오류확률을 발생확률로 가중하여 더한다.

계산 과정

바깥쪽 신호의 조건부 오류확률은 각각 $Q(A/(2\sigma))$이다. 안쪽 신호는 좌우 어느 경계를 넘어도 오류이므로 조건부 오류확률은 각각 $2Q(A/(2\sigma))$이다. 따라서
$P_e = \frac{1}{4}\left[Q\left(\frac{A}{2\sigma}\right) + 2Q\left(\frac{A}{2\sigma}\right) + 2Q\left(\frac{A}{2\sigma}\right) + Q\left(\frac{A}{2\sigma}\right)\right] = \frac{3}{2}Q\left(\frac{A}{2\sigma}\right)$.

선지 판단

① X — $Q(A/(2\sigma))$는 모든 신호가 한쪽 경계만 넘는다고 본 값이다. 안쪽 두 신호의 양쪽 오류를 반영하면 올바른 식은 $(3/2)Q(A/(2\sigma))$이다.
② X — 판정 경계까지의 거리를 A로 잘못 잡았다. 실제 거리는 $A/2$이므로 Q함수의 인수는 $A/(2\sigma)$이고, 평균 계수까지 반영한 식은 $(3/2)Q(A/(2\sigma))$이다.
③ O — 바깥쪽 두 신호의 한쪽 오류와 안쪽 두 신호의 양쪽 오류를 동일 확률로 평균하면 $P_e = (3/2)Q(A/(2\sigma))$가 된다.
④ X — 계수 3/2는 맞지만 Q함수의 인수 A/σ가 틀렸다. 판정 경계까지의 거리가 $A/2$이므로 올바른 식은 $(3/2)Q(A/(2\sigma))$이다.
⑤ X — $2Q(A/(2\sigma))$는 네 신호가 모두 양쪽 경계를 갖는다고 본 값이다. 바깥쪽 두 신호는 한쪽으로만 오류가 나므로 올바른 평균은 $(3/2)Q(A/(2\sigma))$이다.

오답 포인트

핵심 함정은 신호점 간 거리 A와 판정 경계까지의 거리 $A/2$를 혼동하는 것, 그리고 안쪽 신호의 양쪽 오류와 바깥쪽 신호의 한쪽 오류를 구분하지 않는 것이다. ①은 양쪽 오류를 누락한 값이고, ⑤는 모든 신호에 양쪽 오류를 중복 적용한 값이다.

다시 나오면 이렇게 판단

등간격 다진 신호의 오류확률은 먼저 신호점 사이의 중간에 판정 경계를 놓고, 각 신호에서 경계까지의 거리를 Q 함수의 인수로 정한다. 그다음 신호별로 넘을 수 있는 경계가 한쪽인지 양쪽인지 세어 조건부 오류확률을 구하고, 발생확률로 평균한다.

암기 포인트

4-PAM 등간격·등확률 신호는 '경계까지 반 간격, 바깥쪽 1꼬리·안쪽 2꼬리'이므로 $P_e = (3/2)Q(A/(2\sigma))$이다.

NoteBase

16. 라인 코드에 대한 설명으로 옳지 않은 것은?

① 양극성(Polar) 방식은 논리 0 또는 1에 0[V]를 사용한다.
② NRZ 방식은 각 비트 구간 동안 일정한 레벨을 유지한다.
③ 단극성(Unipolar) 방식은 논리 1에 (+) 또는 (-) 전압을 사용하고, 논리 0에는 0[V]를 사용한다.
④ RZ 방식은 비트 구간의 중간에 0[V]로 돌아간다.
⑤ 쌍극성(Bipolar) 방식은 논리 1일 때 (+) 전압과 (-) 전압을 교대로 사용한다.

정답 1번

출제 포인트

라인 코딩에서 전압의 극성 수, 비트 구간 중 영전압 복귀 여부, 같은 비트가 이어질 때의 전압 규칙을 구별하는 문제이다.

핵심 개념

단극성(Unipolar): 한쪽 극성의 전압과 0V를 이용해 두 논리값을 표현한다.
양극성(Polar): 서로 반대 극성인 양(+)·음(-) 전압을 이용해 두 논리값을 표현한다.
쌍극성(Bipolar): 한 논리값은 0V로 나타내고, 다른 논리값의 펄스는 양(+)·음(-) 극성을 번갈아 사용한다.
NRZ는 비트 구간 중 영전압으로 복귀하지 않고 일정 레벨을 유지하며, RZ는 비트 구간이 끝나기 전에 영전압으로 복귀한다.

선지별 해설

① X — 틀린 표현은 '논리 0 또는 1에 0V를 사용한다'이다. 양극성 방식은 논리 0과 1을 서로 반대 극성인 양(+) 전압과 음(-) 전압으로 표현하며, 0V를 한 논리값의 레벨로 사용하는 방식은 아니다.
② O — NRZ는 Non-Return-to-Zero 방식이므로 각 비트 구간 동안 정해진 신호 레벨을 유지하고 구간 중간에 0V로 돌아가지 않는다.
③ O — 단극성 방식은 한쪽 극성의 전압을 논리 1에 사용하고 0V를 논리 0에 사용한다. 사용하는 비영전압의 극성은 구현에 따라 양(+) 또는 음(-)이 될 수 있다.
④ O — RZ는 Return-to-Zero 방식이므로 한 비트 구간 안에서 펄스를 낸 뒤 0V로 복귀한다. 대표적인 이진 RZ에서는 비트 구간의 중간에 영전압으로 돌아간다.
⑤ O — 쌍극성의 대표 방식인 AMI에서는 논리 1이 나올 때마다 양(+) 전압과 음(-) 전압을 교대로 사용하고, 논리 0은 0V로 표현한다.

NoteBase

오답 포인트

‘양극성’과 ‘쌍극성’이라는 이름이 비슷해 전압 사용 규칙을 바꾸어 기억하기 쉽다. ①의 $0V$ 사용은 양극성의 핵심이 아니며, 양극성은 두 논리값을 서로 반대 극성의 전압으로 구분한다.

다시 나오면 이렇게 판단

먼저 전압 레벨을 본다. 한쪽 극성과 영전압이면 단극성, 양·음 두 극성으로 0과 1을 나누면 양극성, 한 논리값의 양·음 펄스가 교대하면 쌍극성이다. 그다음 비트 구간 안에서 영전압으로 돌아가면 RZ, 돌아가지 않으면 NRZ로 판단한다.

암기 포인트

단극성은 ‘한 극성+0’, 양극성은 ‘+와 -로 두 논리값’, 쌍극성은 ‘같은 논리값의 +와 - 교대’, RZ는 ‘구간 안에서 0 복귀’이다.

NoteBase

17. *M*-QAM(Quadrature Amplitude Modulation) 디지털변조 방식에 대한 설명으로 옳지 않은 것은?

① APK(Amplitude-Phase shift Keying) 변조이다.
② 상태 수 $M \geq 8$인 경우에 *M*-PSK 방식 보다 비트오류율이 작다.
③ 상태 수 $M \geq 8$인 경우에 성상도에서 *M*-PSK 방식 보다 심벌 간의 최소 간격이 크다.
④ 포락선이 균일하다.
⑤ 비선형 왜곡이 발생하면 *M*-PSK방식에 비해 비트오류율 성능이 나빠진다.

정답 4번

출제 포인트

이 문제는 M-QAM이 진폭과 위상을 함께 변화시키는 변조 방식이라는 점을 바탕으로 M-PSK와의 오류 성능, 성상도, 포락선 및 비선형 왜곡 특성을 비교하는 문제이다.

핵심 개념

M-QAM: 반송파의 진폭과 위상을 함께 바꾸어 심벌을 표현하는 APK 계열의 디지털 변조 방식이다. 성상점은 평면상 여러 진폭과 위상에 배치되므로 포락선이 일정하지 않다.
M-PSK: 반송파의 위상을 바꾸어 심벌을 표현하며, 이상적인 신호의 진폭과 포락선은 일정하다.
같은 평균 심벌 에너지에서 상태 수가 큰 경우 QAM은 PSK보다 성상점을 효율적으로 배치할 수 있어 최소 심벌 간 거리를 크게 만들고 오류 성능을 개선할 수 있다.

선지별 해설

① O — M-QAM은 진폭과 위상을 함께 변화시키므로 APK(Amplitude-Phase Shift Keying) 변조에 해당한다.
② O — 상태 수가 $M \geq 8$인 경우 M-QAM은 같은 평균 심벌 에너지에서 M-PSK보다 성상점을 효율적으로 배치하므로 일반적으로 비트오류율이 더 작다.
③ O — 상태 수가 $M \geq 8$인 경우 같은 평균 심벌 에너지를 기준으로 M-QAM 성상도는 M-PSK보다 심벌 간 최소 거리를 크게 구성할 수 있다. 이 거리의 증가가 오류 성능 개선의 근거가 된다.
④ X — 틀린 표현은 '포락선이 균일하다'이다. M-QAM은 심벌에 따라 진폭이 달라지므로 포락선이 균일하지 않다. 포락선이 일정한 것은 진폭을 고정하고 위상만 바꾸는 M-PSK의 특성이다.
⑤ O — M-QAM은 정보가 진폭에도 실리므로 증폭기의 비선형 왜곡이 생기면 성상점의 진폭과 위상이 변형되어 오류 성능이 악화된다. 일정 포락선을 갖는 M-PSK보다 비선형 증폭에 더 민감하다.

NoteBase

오답 포인트

M-QAM의 성상도가 규칙적으로 배열된다는 사실을 포락선이 일정하다는 뜻으로 혼동하기 쉽다. 성상점 배열의 규칙성과 시간 파형의 일정 포락선은 다른 개념이다. ④의 '균일한 포락선'은 M-QAM이 아니라 M-PSK의 특성이다.

다시 나오면 이렇게 판단

변조 방식이 진폭을 정보 전달에 사용하는지부터 확인한다. 진폭을 바꾸는 QAM은 포락선이 변하고 비선형 왜곡에 민감하며, 위상만 바꾸는 PSK는 일정 포락선 특성을 갖는다. 성상도 비교에서는 같은 평균 에너지에서 최소 심벌 간 거리가 클수록 오류 성능이 유리하다고 판단한다.

암기 포인트

QAM은 진폭과 위상, PSK는 위상만 사용한다. 따라서 QAM은 포락선이 변하고 비선형 왜곡에 더 민감하다.

NoteBase

18. 이동채널 환경에 대한 설명으로 옳지 않은 것은?

① 수신기의 이동이나 대기 상태의 영향 등으로 페이딩이 발생한다.
② 다중경로 채널 환경에서 지연확산이 발생한다.
③ 지연확산은 인접 심볼간 간섭을 발생시킨다.
④ 다이버시티 기술로 지연확산에 따른 페이딩을 해결할 수 있다.
⑤ 도플러 확산으로 주파수 선택적 페이딩이 발생한다.

정답 5번

출제 포인트

이 문제는 이동채널에서 지연확산과 도플러 확산이 각각 어떤 페이딩을 일으키는지 구분하는 문제이다.

핵심 개념

지연확산은 여러 전파 경로의 신호가 서로 다른 시간에 도착하여 신호가 시간축으로 퍼지는 현상이다.
지연확산이 심하면 인접 심벌 간 간섭이 생기고 주파수 선택적 페이딩이 나타날 수 있다.
도플러 확산은 송수신기의 상대적 이동 때문에 수신 신호의 주파수 성분이 퍼지는 현상이다. 도플러 확산이 심하면 채널이 시간에 따라 빠르게 변하는 시간 선택적 페이딩이 나타날 수 있다.
따라서 지연확산은 주파수 선택성, 도플러 확산은 시간 선택성과 연결된다.

선지별 해설

① O — 수신기의 이동으로 도플러 효과가 생기고, 전파 환경이나 대기 상태의 변화로 수신 신호의 크기와 위상이 변하므로 페이딩이 발생할 수 있다.
② O — 다중경로에서는 반사·회절·산란된 신호들이 서로 다른 경로 길이를 거쳐 도착하므로 도착 시간 차이, 즉 지연확산이 발생한다.
③ O — 지연된 이전 심벌의 성분이 다음 심벌 구간까지 이어지면 인접 심벌 간 간섭이 발생한다.
④ O — 다이버시티는 서로 다른 시간·주파수·공간 경로의 신호를 선택하거나 결합하여 다중경로 페이딩의 영향을 줄일 수 있다. 다만 지연확산이 만든 인접 심벌 간 간섭 자체를 보상하는 대표 기술은 등화이다.
⑤ X — 틀린 표현은 '도플러 확산으로 주파수 선택적 페이딩이 발생한다'이다. 올바르게는 도플러 확산으로 시간 선택적 페이딩이 발생할 수 있고, 주파수 선택적 페이딩은 주로 다중경로의 지연확산 때문에 발생한다.

오답 포인트

⑤는 '주파수'가 포함된 도플러 확산을 주파수 선택적 페이딩과 연결하게 만드는 함정이다. 페이딩의 선택성은 원인의 명칭이 아니라 채널이 어느 축에서 변하는지로 판단한다. 지연확산은 주파수축의 선택성을, 도플러 확산은 시간축의 선택성을 만든다.

NoteBase

다시 나오면 이렇게 판단

여러 경로의 도착 시간 차이가 제시되면 지연확산·인접 심벌 간 간섭·주파수 선택적 페이딩을 연결한다. 이동에 따른 주파수 변화가 제시되면 도플러 확산·시간 선택적 페이딩을 연결한다.

암기 포인트

지연은 주파수 선택, 도플러는 시간 선택이다.

NoteBase

19. 어떤 통신 시스템에서의 신호 손실과 잡음의 원인을 설명한 것으로 옳지 않은 것을 <보기>에서 모두 고르면?

<보 기>

ㄱ. 통신 시스템에서 송신기, 수신기, 채널에서 필터링은 심볼간 간섭에 영향을 미친다.

ㄴ. 신호가 혼합될 때 국부 발진기의 지터(Jitter)는 신호의 위상 잡음을 증가시킨다.

ㄷ. 무선통신 시스템의 안테나 구경의 크기는 안테나 효율에 영향을 미치지 않는다.

ㄹ. 무선통신 채널에서 대기 공간은 신호 손실의 원인이며 주파수에 따라 대기 손실의 특성은 변하지 않는다.

ㅁ. 이동통신 채널은 다중 경로 페이딩으로 인하여 신호의 열화가 발생한다.

① ㄱ, ㄹ
② ㄴ, ㄷ
③ ㄴ, ㄹ
④ ㄷ, ㄹ
⑤ ㄷ, ㅁ

정답 4번

출제 포인트

통신 시스템의 신호 열화 원인을 심볼간 간섭, 위상 잡음, 안테나 특성, 전파 손실, 다중 경로 페이딩으로 구분하고 옳지 않은 설명을 모두 찾는 문제이다.

핵심 개념

심볼간 간섭은 대역 제한이나 필터링으로 펄스가 시간축에서 퍼져 인접 심볼과 겹치는 현상이다. 따라서 송신기·수신기·채널의 필터 특성이 영향을 미친다.

국부 발진기의 지터는 발진 신호의 순간적인 시간·위상 변동이며, 혼합 과정에서 수신 신호의 위상 잡음을 증가시킬 수 있다.

안테나 구경의 크기와 구조는 유효 개구면적, 이득 및 개구 효율과 관련되므로 안테나 성능에 영향을 미친다.

자유공간 경로 손실과 대기 감쇠는 주파수의 영향을 받는다. 같은 거리에서는 일반적으로 주파수가 높을수록 자유공간 경로 손실이 커진다.

이동통신에서는 반사·회절·산란으로 여러 경로의 신호가 합성되며, 이때 다중 경로 페이딩이 신호를 열화시킨다.

따라서 보기에서 옳지 않은 것은 ㄷ과 ㄹ이다.

NoteBase

선지별 해설

① X — ‘ㄱ, ㄹ’이라는 조합이 틀렸다. ㄱ은 필터링이 심볼간 간섭에 영향을 준다는 옳은 설명이고, 옳지 않은 ㄷ이 빠져 있다. 올바르게는 ‘ㄷ, ㄹ’이다.
② X — ‘ㄴ, ㄷ’이라는 조합이 틀렸다. ㄴ은 국부 발진기의 지터가 위상 잡음을 증가시킬 수 있다는 옳은 설명이고, 옳지 않은 ㄹ이 빠져 있다. 올바르게는 ‘ㄷ, ㄹ’이다.
③ X — ‘ㄴ, ㄹ’이라는 조합이 틀렸다. ㄴ은 옳은 설명이고, 안테나 구경 크기가 효율에 영향을 미치지 않는다고 한 ㄷ도 옳지 않으므로 포함되어야 한다. 올바르게는 ‘ㄷ, ㄹ’이다.
④ O — ㄷ의 ‘구경의 크기는 안테나 효율에 영향을 미치지 않는다’와 ㄹ의 ‘대기 손실의 특성은 주파수에 따라 변하지 않는다’가 모두 틀렸다. 구경 크기는 안테나의 유효 개구 및 효율과 관련되고, 전파 손실은 주파수에 따라 달라진다.
⑤ X — ‘ㄷ, ㅁ’이라는 조합이 틀렸다. ㅁ은 이동통신 채널에서 다중 경로 페이딩으로 신호 열화가 발생한다는 옳은 설명이고, 옳지 않은 ㄹ이 빠져 있다. 올바르게는 ‘ㄷ, ㄹ’이다.

오답 포인트

ㄷ의 ‘영향을 미치지 않는다’와 ㄹ의 ‘변하지 않는다’처럼 영향을 전면 부정하는 표현이 함정이다. 특히 전파 손실은 거리뿐 아니라 주파수에도 의존한다. 또한 문제는 옳지 않은 보기를 모두 고르는 조합형이므로, 틀린 보기 하나만 찾고 선택하면 정답 조합을 놓치기 쉽다.

다시 나오면 이렇게 판단

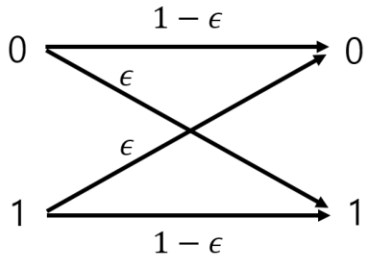
각 보기를 먼저 독립적으로 판단한다. 시간축 파형이 겹치면 심볼간 간섭, 발진기의 시간·위상 변동이면 위상 잡음, 여러 전파 경로의 합성이면 다중 경로 페이딩으로 연결한다. 안테나 구경과 전파 손실에 대해 ‘영향이 없다’거나 ‘주파수에 따라 변하지 않는다’고 단정하면 크기·주파수 의존성을 확인한다. 마지막에 X로 판단한 보기만 선택지의 조합과 대조한다.

암기 포인트

필터링은 심볼간 간섭, 지터는 위상 잡음, 다중 경로는 페이딩을 만든다. 안테나 구경은 성능에 영향을 주고 전파 손실은 주파수에 따라 달라진다.

NoteBase

20. 아래 그림과 같은 이진 대칭채널에서 송신할 디지털 정보 0 또는 1의 발생 확률이 각각 0.3과 0.7이고, 채널 잡음에 의한 수신 오류 확률 ϵ은 0.2이다. 이 채널 모델에 대한 설명으로 옳지 않은 것은?



① 송신단에서 0을 전송하였는데 수신단에서는 이를 1로 판정할 오류 확률은 0.2이다.

② 송신단에서 1을 전송하였는데 수신단에서는 이를 1로 판정할 확률은 0.8이다.

③ 송신단에서 0을 전송하였는데 이를 수신단에서 1로 판정할 확률과 송신단에서 1을 전송하였는데 수신단에서 이를 0으로 판정할 확률은 동일하다.

④ 수신단에서 1이 수신될 확률은 0.16이다.

⑤ 수신단에서 1이 수신된 조건에서 송신단에서 1을 전송하였을 사후 확률은 0.9032이다.

정답 4번

출제 포인트

이 문제는 이진 대칭채널의 조건부확률로 수신 비트의 주변확률을 구하고, 베이즈 정리로 송신 비트의 사후확률을 계산하는 문제이다.

조건 정리

송신 비트를 X, 수신 비트를 Y라 한다.

$P(X=0)=0.3$, $P(X=1)=0.7$, 오류확률은 $\varepsilon=0.2$이다.

이진 대칭채널이므로 $P(Y=1\mid X=0)=P(Y=0\mid X=1)=\varepsilon=0.2$이고, 올바르게 수신될 확률은 $P(Y=0\mid X=0)=P(Y=1\mid X=1)=1-\varepsilon=0.8$이다.

NoteBase

사용할 공식

수신 비트의 주변확률에는 전확률공식을 사용한다.

$P(Y=1) = P(X=0)P(Y=1 \mid X=0) + P(X=1)P(Y=1 \mid X=1)$

수신 결과가 주어졌을 때 송신 비트의 확률에는 베이즈 정리를 사용한다.

$P(X=1 \mid Y=1) = \frac{P(X=1)P(Y=1 \mid X=1)}{P(Y=1)}$

송신 비트 두 경우가 서로 배반이고 전체 경우를 이루므로 전확률공식을 적용하며, 수신 결과로 송신 비트를 역추론하므로 베이즈 정리를 적용한다.

계산 과정

1. 0을 보내고 1로 잘못 판정할 확률은 $P(Y=1 \mid X=0) = 0.2$이다.
2. 1을 보내고 1로 올바르게 판정할 확률은 $P(Y=1 \mid X=1) = 0.8$이다.
3. 수신단에서 1이 수신될 확률은

$P(Y=1) = 0.3 \times 0.2 + 0.7 \times 0.8 = 0.06 + 0.56 = 0.62$

이다.

4. $Y=1$일 때 $X=1$이었을 사후확률은

$P(X=1 \mid Y=1) = \frac{0.7 \times 0.8}{0.62} = \frac{0.56}{0.62} \approx 0.9032$

이다.

선지 판단

① O — 0을 전송했는데 1로 판정하는 것은 교차 오류이므로 그 조건부확률은 $\varepsilon = 0.2$이다.

② O — 1을 전송하고 1로 판정하는 것은 올바른 수신이므로 그 조건부확률은 $1-\varepsilon = 0.8$이다.

③ O — 이진 대칭채널에서는 두 교차 오류확률이 같으므로 $P(Y=1 \mid X=0) = P(Y=0 \mid X=1) = 0.2$이다.

④ X — '수신단에서 1이 수신될 확률은 0.16이다'가 틀렸다. 송신 비트의 사전확률까지 가중한 전확률은 $0.3 \times 0.2 + 0.7 \times 0.8 = 0.62$이므로, 올바르게는 '수신단에서 1이 수신될 확률은 0.62이다'이다.

⑤ O — 베이즈 정리에 따라 $P(X=1 \mid Y=1) = 0.56/0.62 \approx 0.9032$이다.

따라서 옳지 않은 설명은 ④이다.

오답 포인트

④의 함정은 채널 전이확률만 보거나 송신 비트의 사전확률을 잘못 결합하여 수신확률을 계산하는 데 있다. $P(Y=1)$은 한 경로의 확률이 아니라 '0 송신 후 오류'와 '1 송신 후 정상 수신'이라는 두 경로의 결합확률을 더한 값이다. 또한 ⑤의 0.9032는 $P(Y=1 \mid X=1) = 0.8$과 다른 사후확률이다.

다시 나오면 이렇게 판단

먼저 채널 전이확률 ε과 $1-\varepsilon$을 구분한다. 수신 비트의 확률은 가능한 모든 송신 비트 경로에 전확률공식을 적용하고, 수신 결과가 주어진 송신 비트의 확률은 그 결과를 분모로 하는 베이즈 정리로 판단한다.

NoteBase

암기 포인트

이진 대칭채널에서는 교차확률은 ε, 직진확률은 $1-\varepsilon$이다. 출력확률은 '입력 사전확률 $\times$ 채널 전이확률'의 합이고, 사후확률은 해당 결합확률을 출력확률로 나눈 값이다.

NoteBase