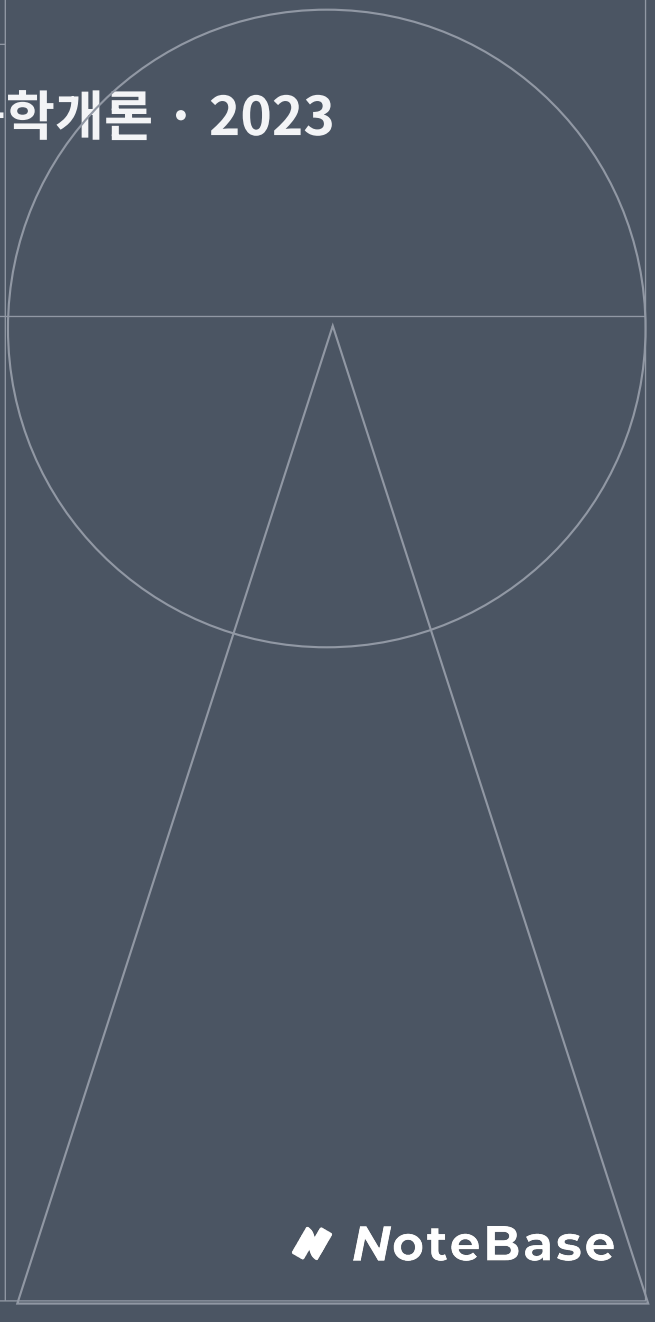
기출OX 해설집

공무원/국가직/9급 · 무선공학개론 · 2023



NoteBase

기출OX 해설집

공무원/국가직/9급 · 무선공학개론 · 2023

공무원/국가직/9급 · 무선공학개론 · 2023

문 1. 섀넌(Shannon)의 채널 용량 공식을 따를 때, 동일한 시간에 가장 많은 데이터를 전송할 수 있는 무선통신 시스템은?

① 대역폭[MHz]: 500, 신호대잡음비: 63

② 대역폭[MHz]: 600, 신호대잡음비: 31

③ 대역폭[MHz]: 400, 신호대잡음비: 127

④ 대역폭[MHz]: 800, 신호대잡음비: 15

정답 4번

간단한 해설

동일한 시간에 전송할 수 있는 데이터량은 **채널 용량**이 클수록 많다. ④는 신호대잡음비가 가장 작지만, 대역폭까지 반영한 채널 용량이 **3200 Mbps로 가장 크다**.

NoteBase

선지별 해설

섀넌의 채널 용량은 가산 백색 가우스 잡음 채널에서 신뢰성 있게 전송할 수 있는 최대 비트율이며, $C = B\log_2(1+\gamma)$로 구한다. B는 대역폭[Hz], γ는 신호 전력과 잡음 전력의 비인 신호대잡음비이며, 여기서는 주어진 값을 dB가 아닌 전력비로 대입한다. 로그값은 대역폭 1 Hz당 전송 가능한 비트율을 나타낸다. 대역폭을 MHz 단위로 대입하면 채널 용량은 Mbps 단위가 된다. 동일한 전송 시간에서는 **채널 용량이 큰 시스템**이 더 많은 데이터를 전송할 수 있다.

① 대역폭 500 MHz, 신호대잡음비 63: $\log_2(1+63)=6$이므로 채널 용량은 $500\times 6 = 3000$ Mbps이다.

② 대역폭 600 MHz, 신호대잡음비 31: $\log_2(1+31)=5$이므로 채널 용량은 $600\times 5 = 3000$ Mbps이다. ①보다 대역폭은 넓지만 대역폭 1 Hz당 전송 가능한 비트율이 낮아 **채널 용량은 ①과 같다**.

③ 대역폭 400 MHz, 신호대잡음비 127: $\log_2(1+127)=7$이므로 채널 용량은 $400\times 7 = 2800$ Mbps이다. 신호대잡음비는 가장 크지만 대역폭이 가장 좁아 채널 용량은 가장 작다.

④ 대역폭 800 MHz, 신호대잡음비 15: $\log_2(1+15)=4$이므로 채널 용량은 $800\times 4 = 3200$ Mbps이다. 대역폭 1 Hz당 전송 가능한 비트율은 가장 낮지만, **가장 넓은 대역폭**을 사용하여 채널 용량이 가장 커진다.

채널 용량은 ④ > ① = ② > ③ 순이다. 따라서 동일한 시간에 가장 많은 데이터를 전송할 수 있는 시스템은 ④이다.

NoteBase

문 2. 전파의 특성에 대한 설명으로 옳지 않은 것은?

① 파장이란 주기적으로 변화하는 에너지 레벨이 한 주기 동안 진행한 거리이다.

② 회절이란 경계면에 도달한 전파가 새로운 파원이 되어 진행하는 현상을 말한다.

③ 전파의 직진과 반사의 특성을 이용한 것으로는 레이더가 있다.

④ 전파의 주파수가 높을수록 회절이 잘되고 낮을수록 직진성이 좋아진다.

정답 4번

간단한 해설

④는 주파수에 따른 회절과 직진성의 경향을 반대로 설명했다. 같은 매질과 장애물 조건에서 주파수가 낮아 파장이 길수록 **회절이 잘되고**, 주파수가 높아 파장이 짧을수록 **직진성이 강해진다**.

선지별 해설

① O: 파장은 파동이 **한 주기 동안 진행한 거리**이다. 전파의 전기장·자기장이 한 번 진동하는 동안 파동이 이동한 거리이며, 같은 시각에 이웃한 두 파마루 사이의 거리로도 나타낼 수 있다. 전파 속도를 v, 주기를 T, 파장을 λ라 하면 $\lambda = vT$이다.

② O: 회절은 전파가 **장애물의 가장자리를 돌아 그 뒤쪽까지 퍼져 나가는 현상**이다. 호이겐스 원리에 따라 파면의 각 점을 새로운 2차 파원으로 보면, 가장자리 부근에서 퍼져 나가는 파가 직진 경로로는 도달하기 어려운 곳까지 진행하는 것을 설명할 수 있다. 선지의 새로운 파원이라는 표현은 이러한 회절의 설명 원리를 가리킨다.

③ O: 레이더는 특정 방향으로 전파를 보내고 물체에서 **반사되어 돌아오는 전파**를 수신한다. 전파를 보낸 방향으로 물체의 방향을 파악하고, 전파의 왕복 시간으로 거리를 구하므로 직진과 반사의 특성을 이용한다.

④ X: 같은 매질에서 전파 속도 v가 일정하면 주파수 f와 파장 λ는 $\lambda = \frac{v}{f}$의 관계를 가진다. 같은 장애물에 대해서는 파장이 길수록 회절의 영향이 커지고, 파장이 짧을수록 회절의 영향이 작아 직진성이 강하게 나타난다. 따라서 선지의 설명은 **주파수가 낮을수록 회절이 잘되고, 높을수록 직진성이 좋아진다**로 고쳐야 한다.

NoteBase

문 3. OFDM(orthogonal frequency division multiplexing)을 사용하는 시스템에 대한 설명으로 옳지 않은 것은?

① 다수 개의 부반송파를 사용하여 데이터를 전송한다.

② 심벌 간 간섭을 완화하기 위해 보호구간을 삽입한다.

③ 단일반송파 전송 방식에 비해 최대전력 대 평균전력비(peak-to-average power ratio)가 낮다.

④ 고속 푸리에 역변환(IFFT)을 사용하여 OFDM 변조 기능을 구현할 수 있다.

정답 3번

간단한 해설

OFDM은 여러 부반송파 신호가 순간적으로 같은 위상으로 더해져 큰 최대전력이 나타날 수 있으므로, 단일반송파 방식보다 **최대전력 대 평균전력비(PAPR)가 일반적으로 높다**. 따라서 ③의 '낮다'는 '높다'로 고쳐야 한다.

선지별 해설

① O: OFDM은 전송할 데이터를 여러 병렬 데이터열로 나누어 **서로 직교하는 다수의 부반송파**에 실어 보낸다. 부반송파의 주파수 스펙트럼이 서로 겹치더라도 직교성을 유지하면 수신기에서 각 부반송파의 데이터를 분리할 수 있다.

② O: 다중경로로 인해 지연된 신호가 다음 심벌 구간에 들어오면 심벌 간 간섭이 발생한다. 이를 줄이기 위해 OFDM 심벌 사이에 보호구간을 삽입하며, 보통 심벌 뒷부분을 복사한 순환 전치부(CP)를 사용한다. **보호구간이 채널의 최대 초과 지연 이상**이면 앞 심벌의 지연 성분이 유효 심벌 구간을 침범하는 것을 막을 수 있다.

③ X: 최대전력 대 평균전력비(PAPR)는 신호의 최대 순간전력이 평균전력에 비해 얼마나 큰지를 나타낸다. OFDM에서는 여러 부반송파의 위상이 일시적으로 일치하면 신호가 크게 더해져 순간전력이 커진다. 이 때문에 단일반송파 방식에 비해 **PAPR가 일반적으로 높다**. 선지의 '낮다'는 '높다'로 고쳐야 한다.

④ O: 각 부반송파에 실을 변조 심벌을 주파수 영역의 입력값으로 놓고 **IFFT를 수행하면 여러 부반송파를 합성한 시간 영역 신호**를 얻는다. 따라서 부반송파마다 별도의 발진기와 변조기를 두는 대신 IFFT 연산으로 OFDM 변조 기능을 구현할 수 있다.

NoteBase

문 4. 위성통신에 대한 설명으로 옳지 않은 것은?

① 위성과 지구국의 앙각이 증가할수록 왕복지연시간이 짧아진다.

② 저궤도 위성통신은 정지궤도 위성통신보다 왕복지연시간이 짧아 신호 감도가 좋다.

③ 위성통신에서 사용되는 C밴드는 4 ~ 8 [GHz] 주파수 범위를 갖는다.

④ 일반적으로 상향링크보다 하향링크에서 더 높은 주파수를 사용한다.

정답 4번

간단한 해설

④는 상·하향링크의 주파수 관계를 반대로 설명했다. 일반적인 통신위성에서는 **상향링크에 더 높은 주파수**를 사용하고, 하향링크에는 더 낮은 주파수를 사용한다.

선지별 해설

① O: 앙각은 지구국에서 수평면을 기준으로 위성을 올려다보는 각도이다. **위성의 궤도 고도가 같다면** 앙각이 커질수록 지구국과 위성 사이의 직선거리가 짧아진다. 전파가 왕복하는 거리가 줄어들므로 전파의 왕복지연시간도 짧아진다.

② O: 저궤도 위성은 정지궤도 위성보다 지구에 가까워 전파의 이동 거리가 짧고 왕복지연시간이 작다. 또한 주파수·송신전력·안테나 이득 등 다른 조건이 같다면 거리가 짧을수록 경로손실이 작아 수신 신호가 강해진다. 여기서 '신호 감도가 좋다'는 **짧은 거리로 신호 수신에 유리하다**는 의미로 이해한다. 지연시간이 짧다는 사실 자체가 수신기의 고유 감도를 높이는 것은 아니다.

③ O: C밴드는 마이크로파 대역을 구분하는 명칭으로, **4~8 GHz** 범위를 뜻한다. 실제 위성통신에서는 용도별로 배정된 주파수 구간을 사용하므로, 이 범위 전체를 하나의 통신 채널로 사용하는 것은 아니다.

④ X: 상향링크는 지구국에서 위성으로, 하향링크는 위성에서 지구국으로 신호를 보내는 경로이다. 일반적인 통신위성에서는 **상향링크의 주파수가 하향링크보다 높다**. 예를 들어 통상적인 C밴드 위성통신은 상향링크에 6 GHz대, 하향링크에 4 GHz대를 사용한다. 같은 거리와 안테나 이득 조건에서는 낮은 주파수의 자유공간손실이 더 작으므로, 송신전력이 제한된 위성의 하향링크에 낮은 주파수를 사용하는 것이 유리하다.

NoteBase

문 5. 디지털 통신시스템의 수신 신호전력을 S [W], 잡음전력을 N [W], 전송 채널 대역폭을 W [MHz], 비트 전송률을 R [MHz]이라고 할 때, 비트에너지 대 잡음전력밀도 $\frac{E_b}{N_0}$가 가장 큰 것은?

① S: 1, N: 2, W: 4, R: 1

② S: 1, N: 2, W: 2, R: 4

③ S: 2, N: 1, W: 2, R: 1

④ S: 2, N: 1, W: 1, R: 2

정답 3번

간단한 해설

비트에너지 대 잡음전력밀도는 $\frac{E_b}{N_0} = \frac{SW}{NR}$이므로, **신호 대 잡음 전력비와 대역폭 대 비트 전송률의 비를 곱해** 비교한다. ③의 조건은 두 비가 각각 2여서 비교값이 4로 가장 크다.

선지별 해설

비트에너지 E_b는 한 비트를 수신하는 동안의 신호에너지이므로 $E_b = \frac{S}{R}$이다. 채널 대역폭 안에서 잡음전력밀도가 일정하면 $N = N_0 W$이므로 $N_0 = \frac{N}{W}$이다. 따라서 비교 기준은 $\frac{E_b}{N_0} = \frac{S}{N} \cdot \frac{W}{R}$이다. 즉, **신호 대 잡음 전력비만으로는 비교할 수 없다**.

발문에는 R의 단위가 MHz로 표기되어 있으나, 비트 전송률의 물리적 단위는 bit/s이다. 아래에서는 선지에 제시된 수치로 $\frac{SW}{NR}$을 계산하며, 모든 선지에 공통으로 적용되는 단위 환산계수는 크기 비교에서 제외한다.

①: $\frac{SW}{NR} = \frac{1 \cdot 4}{2 \cdot 1} = 2$이다. 신호 대 잡음 전력비는 1/2이고 대역폭 대 전송률의 비는 4이므로 비교값은 2이다.

②: $\frac{SW}{NR} = \frac{1 \cdot 2}{2 \cdot 4} = \frac{1}{4}$이다. 신호 대 잡음 전력비와 대역폭 대 전송률의 비가 모두 1/2이므로 비교값은 0.25이다.

③: $\frac{SW}{NR} = \frac{2 \cdot 2}{1 \cdot 1} = 4$이다. 신호 대 잡음 전력비가 2이고 대역폭 대 전송률의 비도 2이므로 비교값은 4이다.

④: $\frac{SW}{NR} = \frac{2 \cdot 1}{1 \cdot 2} = 1$이다. 신호 대 잡음 전력비는 ③과 같은 2이지만, **대역폭 대 전송률의 비가 1/2**이므로 비교값은 1로 작아진다.

비교값은 ③의 4, ①의 2, ④의 1, ②의 0.25 순으로 크므로, 비트에너지 대 잡음전력밀도가 가장 큰 조건은 ③이다.

NoteBase

문 6. 송신기는 300 [MHz]의 주파수와 16 [W]의 전력을 사용하여 자유 공간으로 신호를 전송한다. 송신안테나와 수신안테나의 이득이 각각 30 [dB]일 때, 송신기로부터 1 [km] 떨어진 지점에 수신되는 전력[W]은? (단, 전파속도는 3×10^8 [m/s]이고, 주어진 조건 외의 영향은 고려하지 않는다)

① $\frac{1}{\pi^2}$
② $\frac{8}{\pi^2}$
③ $\frac{16}{\pi^2}$
④ $\frac{30}{\pi^2}$

정답 1번

간단한 해설

자유 공간의 수신전력은 **송·수신 안테나의 선형 이득을 모두 곱하는 프리스 전송식**으로 구한다. 30 dB를 각각 1,000배로 환산하고 파장 1 m와 거리 1,000 m를 적용하면 수신전력은 $\frac{1}{\pi^2}$ W이다.

계산 과정

주어진 조건 외의 영향을 무시하는 자유 공간 전송이므로 프리스 전송식을 적용한다. 송신전력을 P_t, 수신전력을 P_r, 송·수신 안테나의 선형 이득을 각각 G_t, G_r, 파장을 λ, 거리를 R라 하면 $P_r = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2$이다. 이 식은 전파가 퍼지며 전력밀도가 감소하는 효과와 수신안테나가 전력을 받아들이는 효과를 함께 반영한다.

파장과 거리는 **같은 길이 단위**로 맞춘다. 주파수 300 MHz와 전파속도를 이용하면 $\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{300 \times 10^6} = 1$ m이다. 송·수신 거리는 1 km = 1,000 m이다.

안테나 이득은 전력비이므로 dB 값을 10으로 나눈 뒤 10의 지수로 바꾼다. 따라서 $G_t = G_r = 10^{\frac{30}{10}} = 1000$이다. 전송식에는 **dB 값이 아닌 선형 이득**을 대입하므로 두 안테나의 이득을 각각 1,000배로 반영한다.

자유 공간 전송에 따른 전력비 인자는 $\left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 = \frac{1}{16\pi^2 \cdot 10^6}$이다. 여기에 송신전력 16 W와 두 안테나의 이득을 곱하면 $P_r = \frac{16 \cdot 1000 \cdot 1000}{16\pi^2 \cdot 10^6} = \frac{1}{\pi^2}$ W이다. 이는 ①의 값과 일치한다.

NoteBase

문 7. 주파수가 20 [kHz]인 정현파 신호를 100 [MHz]의 반송파로 주파수 변조하여 최대 주파수 편이가 500 [kHz]가 되었다. 카슨(Carson) 법칙을 이용하여 구한 변조 신호의 대역폭과 변조지수를 바르게 연결한 것은?

① 대역폭 [kHz]: 1040, 변조지수: 25

② 대역폭 [kHz]: 1040, 변조지수: 200

③ 대역폭 [kHz]: 520, 변조지수: 25

④ 대역폭 [kHz]: 520, 변조지수: 200

정답 1번

간단한 해설

카슨 법칙으로 구한 대역폭은 **최대 주파수 편이와 변조 신호 주파수의 합의 두 배**인 1040 kHz이다. 변조지수는 최대 주파수 편이를 변조 신호 주파수로 나눈 값이므로 25이다.

계산 과정

주어진 변조 신호는 단일 정현파이므로 변조 신호의 최고 주파수는 $f_m = 20\text{kHz}$이고, 최대 주파수 편이는 $\Delta f = 500\text{kHz}$이다. 반송파 주파수 100 MHz는 변조 신호 대역의 중심 주파수이며, 주어진 편이로 대역폭과 변조지수를 구할 때 직접 대입하는 값은 아니다.

대역폭: 카슨 법칙은 FM 신호의 대역폭을 $B \approx 2(\Delta f + f_m)$으로 근사한다. 반송파를 중심으로 한쪽의 주파수 범위를 500 + 20 = 520 kHz로 잡고, **상·하 양쪽 대역을 포함**하기 위해 두 배로 한다. 따라서 $B \approx 2(500 + 20) = 1040\text{kHz}$이다.

변조지수: 단일 정현파에 의한 FM의 변조지수는 $\beta = \frac{\Delta f}{f_m}$이다. 이는 최대 주파수 편이가 변조 신호 주파수의 몇 배인지 나타내며 단위가 없다. 두 주파수의 단위가 모두 kHz이므로 $\beta = \frac{500}{20} = 25$이다. 분모에는 **반송파 주파수가 아니라 변조 신호 주파수**를 사용한다.

대역폭 1040 kHz와 변조지수 25를 연결한 것은 ①이다.

NoteBase

문 8. 디지털 변조 방식인 ASK, PSK, FSK 및 QAM에 대한 설명으로 옳지 않은 것은?

① 이진 변조와 동기식 복조를 사용할 때, 동일한 비트오율을 얻기 위한 E_b/N_0는 PSK 방식이 FSK 방식에 비해 작다.

② ASK와 FSK는 비동기 복조가 가능하므로 수신기의 복잡도를 낮출 수 있다.

③ 임의의 E_b/N_0에서 QPSK는 BPSK와 동일한 비트오율 성능을 얻을 수 있지만 대역폭 효율은 감소한다.

④ M진 QAM에서 M을 증가시킬 경우, 심벌당 전송할 수 있는 비트 수가 증가하여 대역폭 효율이 개선된다.

정답 3번

간단한 해설

QPSK는 심벌당 2비트를 전송하므로, 동일한 펄스 성형 조건에서 BPSK보다 **대역폭 효율이 2배 높다**. 가산 백색 가우스 잡음 환경에서 그레이 부호화와 동기식 복조를 사용하면 동일한 E_b/N_0에서 BPSK와 같은 비트오율을 얻을 수 있다.

선지별 해설

① O: E_b/N_0는 비트당 에너지를 잡음 전력 스펙트럼 밀도로 나눈 값이다. 가산 백색 가우스 잡음 환경에서 동기식 BPSK의 두 신호는 위상이 180° 다른 반대 방향의 신호이고, 통상 비교하는 이진 FSK의 두 신호는 서로 직교한다. 같은 비트당 에너지에서 BPSK의 두 신호 사이 거리가 더 커 잡음에 의한 오판 가능성이 작다. 따라서 동일한 비트오율에 필요한 E_b/N_0**는 BPSK가 더 작다**.

② O: ASK는 포락선의 크기로, FSK는 각 주파수 성분의 에너지로 정보를 판별하는 비동기 복조가 가능하다. 이때 수신 반송파의 위상을 송신 반송파와 일치시키는 **반송파 위상 동기 회로를 생략**할 수 있어 수신기 구성을 간단하게 할 수 있다. 비동기 복조라도 심벌 구간을 구분하기 위한 타이밍은 필요하다.

③ X: 가산 백색 가우스 잡음 환경에서 그레이 부호화한 QPSK를 동기식으로 복조하면, 직교하는 두 성분에서 각각 BPSK와 같은 방식으로 비트를 판별한다. 따라서 동일한 E_b/N_0에서 BPSK와 같은 비트오율을 얻을 수 있다. 그러나 BPSK가 심벌당 1비트를 전송하는 데 비해 QPSK는 2비트를 전송한다. 같은 심벌률과 펄스 성형 조건에서는 점유 대역폭이 같으면서 비트 전송률이 2배가 되므로, '대역폭 효율은 감소한다'는 **'대역폭 효율은 2배로 증가한다'**로 고친다.

④ O: M진 QAM에서 M은 구별하여 전송하는 심벌의 수이며, M이 2의 거듭제곱이면 심벌당 비트 수는 $k = \log_2 M$이다. 예를 들어 16-QAM은 심벌당 4비트, 64-QAM은 심벌당 6비트를 전송한다. 따라서 **동일한 심벌률과 펄스 성형 조건**에서 M을 늘리면 점유 대역폭을 늘리지 않고 비트 전송률을 높일 수 있어 대역폭 효율이 개선된다.

NoteBase

문 9. 송신기의 출력단은 특성임피던스 50 [Ω]인 무손실 동축케이블과 완벽하게 정합되어 있고, 동축케이블은 입력임피던스가 30 [Ω]인 안테나와 연결되어 있다. 송신기에서 안테나로 64 [W]의 신호전력을 전송할 때, 송신기로 반사되는 신호전력[W]은?

① 2

② 4

③ 8

④ 10

정답 2번

간단한 해설

안테나 접속점의 전압 반사계수는 $\Gamma = -\frac{1}{4}$이며, **전력 반사율은 반사계수 크기의 제곱**인 $\frac{1}{16}$이다. 무손실 케이블이므로 입사전력 64 W 중 4 W가 송신기로 돌아온다.

계산 과정

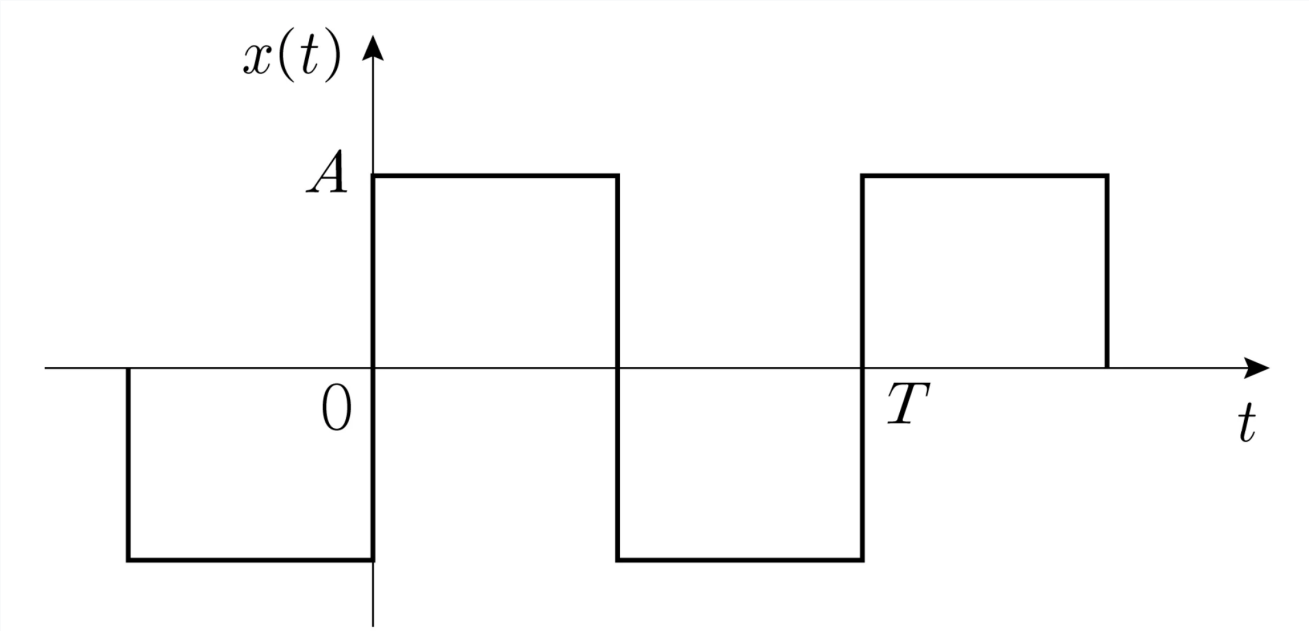
조건과 변수: 동축케이블의 특성임피던스는 $Z_0 = 50\Omega$, 부하인 안테나의 입력임피던스는 $Z_L = 30\Omega$이다. 송신기에서 안테나로 진행하는 입사전력을 $P_i = 64\text{W}$로 둔다. 케이블이 **무손실**이므로 안테나에 도달하는 입사전력과 반사 후 송신기로 돌아오는 전력은 전파 도중 감소하지 않는다.

전압 반사계수: 케이블과 안테나의 임피던스가 다르므로 안테나 접속점에서 반사가 생긴다. 이때 반사전압과 입사전압의 비는 $\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$이다. 주어진 값을 대입하면 $\Gamma = \frac{30-50}{30+50} = -\frac{1}{4}$이다.

반사전력: 같은 케이블에서 진행하는 파의 전력은 전압 크기의 제곱에 비례하므로, **입사전력에 대한 반사전력의 비**는 $|\Gamma|^2$이다. 따라서 $P_r = P_i|\Gamma|^2$이고, $P_r = 64 \cdot \left(\frac{1}{4}\right)^2 = 4\text{W}$이다. 송신기 출력단은 케이블과 정합되어 있어 돌아온 파가 다시 반사되지 않는다. 송신기로 반사되는 전력은 4 W로, ②의 값과 일치한다.

NoteBase

문 10. 그림과 같이 주기 T가 200 [μs]인 사각파 정보신호를 1 [MHz]의 반송파로 진폭 변조할 때, 변조된 신호에 나타나지 않는 주파수[kHz]는?



① 995

② 1005

③ 1010

④ 1015

정답 3번

간단한 해설

기본주파수가 5 kHz인 그림의 사각파에는 **홀수차 고조파만** 있으므로, 진폭 변조 후에는 반송파에서 5 kHz, 15 kHz 등만큼 떨어진 측파대가 생긴다. 1010 kHz는 반송파보다 10 kHz 높은 주파수로, 정보신호에 없는 2차 고조파에 해당하므로 나타나지 않는다.

NoteBase

계산 과정

기본주파수: 주기는 한 번 반복하는 데 걸리는 시간이므로 기본주파수는 주기의 역수이다. $T = 200 \cdot 10^{-6}$s 이므로 $f_0 = \frac{1}{T} = 5000$Hz, 즉 5 kHz이다. 반송파 주파수는 $f_c = 1000$kHz이다.

정보신호의 주파수 성분: 그림은 양의 구간과 음의 구간의 길이가 같고, **반주기 뒤에 부호가 반전**되는 사각파이다. 즉 $x(t + T/2) = -x(t)$이므로 짝수차 고조파에서는 두 반주기의 기여가 상쇄된다. 따라서 기본파와 3차·5차 등 홀수차 고조파만 존재하며, 그 주파수는 5 kHz, 15 kHz, 25 kHz, …이다.

진폭 변조에 따른 주파수 이동: 정보신호의 각 정현파 성분을 반송파와 곱하면 두 주파수의 합과 차에 해당하는 성분이 생긴다. 따라서 반송파 부근의 측파대 주파수는 $f_c \pm nf_0$이며, 이 사각파에서는 n이 1, 3, 5, …이다. 기본파에 의한 측파대는 1000 ± 5 = 995, 1005 kHz이고, 3차 고조파에 의한 측파대는 1000 ± 15 = 985, 1015 kHz이다.

선택지 대조: 995 kHz와 1005 kHz는 기본파에 의한 측파대이고, 1015 kHz는 3차 고조파에 의한 상측파대이다. 반면 1010 − 1000 = 10 kHz는 기본주파수의 2배이다. 정보신호에는 **2차 고조파가 없으므로** 1010 kHz 성분도 생기지 않는다. 따라서 나타나지 않는 주파수는 ③의 1010 kHz이다.

NoteBase

문 11. 비유전율 ε_r이 64이고 비투자율 μ_r이 4인 매질에서 진행하는 전파 이동속도는 자유공간에서 진행하는 전파 이동속도의 몇 배인가?

① 16

② 4

③ $\frac{1}{4}$

④ $\frac{1}{16}$

정답 4번

간단한 해설

전파의 이동속도는 **비유전율과 비투자율의 곱의 제곱근에 반비례**한다. 이 값이 16이므로 매질에서의 속도는 자유공간에서의 $\frac{1}{16}$배이다.

계산 과정

매질에서의 전파 속도를 v, 자유공간에서의 전파 속도를 c라 한다. 비유전율과 비투자율은 각각 자유공간의 유전율과 투자율에 대한 비이므로, $\varepsilon = 64\varepsilon_0$, $\mu = 4\mu_0$이다.

매질의 손실을 무시하는 통상적인 전파 속도 관계를 적용하면 $v = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}}$이고, 자유공간에서는 $c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}}$이다. 따라서 두 속도의 비는 $\frac{v}{c} = \frac{1}{\sqrt{\mu_r\varepsilon_r}}$가 된다.

주어진 값을 대입하면 $\sqrt{\mu_r\varepsilon_r} = \sqrt{4 \cdot 64} = 16$이다. 이 16은 **자유공간 속도를 나누는 값**이므로, $\frac{v}{c} = \frac{1}{16}$이다.

따라서 매질에서의 전파 속도는 자유공간에서의 $\frac{1}{16}$배로, ④의 값과 일치한다. 속도끼리의 비이므로 단위는 없다.

NoteBase

문 12. 마이크로파 신호의 무선 전파 환경에 대한 설명으로 옳지 않은 것은?

① 통신거리가 증가함에 따라 전파의 세기가 감소하는 현상을 경로 손실이라고 한다.

② 백색가우시안 잡음의 주요 원인은 다른 사용자들로부터 송신되는 전파에 의한 방해이다.

③ 건물, 지형 등 장애물에 의해 수신신호의 평균전력이 달라지는 현상을 섀도윙이라고 한다.

④ 송신 신호의 회절, 반사, 산란 등에 의해 다중 경로가 발생한다.

정답 2번

간단한 해설

②의 '다른 사용자들로부터 송신되는 전파에 의한 방해'는 **간섭**에 해당한다. 백색가우시안 잡음으로 모델링하는 대표적인 잡음은 전자의 불규칙한 열운동에 따른 **열잡음**이다.

선지별 해설

① O: 경로 손실은 전파가 송신점에서 멀어질수록 수신신호의 평균 세기가 감소하는 현상이다. 자유공간에서도 전파 에너지가 더 넓은 공간으로 퍼지므로 **거리가 증가하면 수신전력이 감소**한다.

② X: 다른 사용자가 송신한 신호가 원하는 신호의 수신을 방해하는 것은 **간섭**이다. 백색가우시안 잡음은 관심 주파수 대역에서 전력스펙트럼밀도가 일정하고 순간 진폭이 정규분포를 따르는 잡음 모델이다. 대표적인 발생 원인은 수신기 회로 등에서 전자의 불규칙한 열운동으로 생기는 **열잡음**이므로, 다른 사용자의 송신 전파를 주요 원인으로 설명한 부분이 잘못되었다.

③ O: 섀도윙은 건물이나 지형 같은 장애물의 차폐로 인해 수신신호의 평균전력이 달라지는 현상이다. 송수신 거리가 비슷해도 **장애물에 가려진 정도**에 따라 평균 수신전력이 달라질 수 있으므로, 거리 증가에 따른 경로 손실과 구별한다.

④ O: 전파는 건물 표면에서 반사되고 장애물 가장자리에서 회절되며 주변 물체에 의해 산란될 수 있다. 이로 인해 같은 송신 신호가 **서로 다른 전파 경로**를 거쳐 수신기에 도달하는 다중 경로가 발생한다. 각 경로의 신호는 도달 시간과 위상이 달라질 수 있으며, 수신기에서 중첩되면서 신호 세기의 변동을 일으킨다.

NoteBase

문 13. 주로 밀리미터파 응용 및 레이더에 사용되는 무선 주파수 대역은?

① EHF(extremely high frequency)

② VLF(very low frequency)

③ HF(high frequency)

④ UHF(ultra high frequency)

정답 1번

간단한 해설

밀리미터파에 대응하는 무선 주파수 대역은 **EHF**이며, 주파수 범위는 30~300 GHz이다.

공통 해설

밀리미터파는 파장이 약 1~10 mm인 전파를 뜻하며, 이에 대응하는 주파수 범위는 30~300 GHz이다. 무선 주파수 대역 분류에서 이 범위에 붙이는 명칭이 **EHF(extremely high frequency)**이다.

이 문항에서는 '밀리미터파 응용'이라는 조건이 대역을 구분하는 기준이다. VLF·HF·UHF는 밀리미터파 대역의 명칭에 해당하지 않으므로, 밀리미터파와 EHF의 대응으로 구분한다.

NoteBase

문 14. 지구국과 12 [GHz]의 주파수로 통신하는 정지궤도위성이 최대 10 [kHz]의 주파수 편이를 허용할 때, 위성과 통신 연결을 유지할 수 있는 지구국의 최대 이동속도[m/s]는? (단, 전파속도는 3×10^8 [m/s]이다)

① 100

② 150

③ 200

④ 250

정답 4번

간단한 해설

도플러 주파수 편이는 시선 방향 이동속도에 비례한다. 허용 편이 10 kHz를 $v = \frac{c\Delta f}{f_c}$에 적용하면 최대 이동속도는 **250 m/s**이다.

계산 과정

주어진 통신 주파수는 $f_c = 12 \times 10^9$ Hz, 허용 주파수 편이는 $\Delta f_{\max} = 10 \times 10^3$ Hz, 전파속도는 $c = 3 \times 10^8$ m/s이다. 정지궤도위성은 지상 기준으로 정지해 있으므로 지구국의 이동에 따른 도플러 편이를 구한다.

이동속도가 전파속도보다 매우 작을 때 도플러 편이의 크기는 $\Delta f = \frac{v_r}{c} f_c$이다. 여기서 v_r는 위성과 지구국을 잇는 시선 방향의 상대속도 크기이다. 이동 방향의 별도 조건이 없는 이 문항에서는 **이동속도 전체가 시선 방향 성분이 되는 경우**를 기준으로 허용 속도 한계를 구한다. 따라서 $v_{\max} = \frac{c\Delta f_{\max}}{f_c}$를 적용한다.

먼저 전파의 파장을 구하면 $\lambda = \frac{c}{f_c} = \frac{3 \times 10^8}{12 \times 10^9} = 0.025$ m이다. 이는 전파 한 주기의 공간적 길이이며, 시선 방향으로 파장 하나만큼 이동할 때 수신 신호의 주기 수가 하나 달라진다. 따라서 허용 편이에 파장을 곱하면 허용 속도가 된다. $v_{\max} = \lambda \Delta f_{\max} = 0.025 \times 10 \times 10^3 = 250$ m/s이다.

주파수 편이가 허용 한계인 10 kHz에 도달하는 이동속도는 250 m/s이며, ④의 값과 일치한다.

NoteBase

문 15. 펄스폭이 1 [μs]이고 펄스 반복 주파수가 300 [Hz]인 펄스 레이더의 거리 분해능[m]은? (단, 전파속도는 3×10^8 [m/s]이다)

① 100
② 150
③ 200
④ 250

정답 2번

간단한 해설

펄스 레이더의 거리 분해능은 **펄스폭 동안 전파가 진행한 거리의 절반**이다. 펄스폭이 1 μs이면 펄스의 공간적 길이가 300 m이므로, 거리 분해능은 150 m이다.

계산 과정

펄스폭을 τ, 전파속도를 c, 거리 분해능을 ΔR라 한다. 주어진 펄스폭은 $\tau = 1\mu\text{s} = 10^{-6}\text{s}$이고, 전파속도는 $c = 3 \cdot 10^8 \text{m/s}$이다.

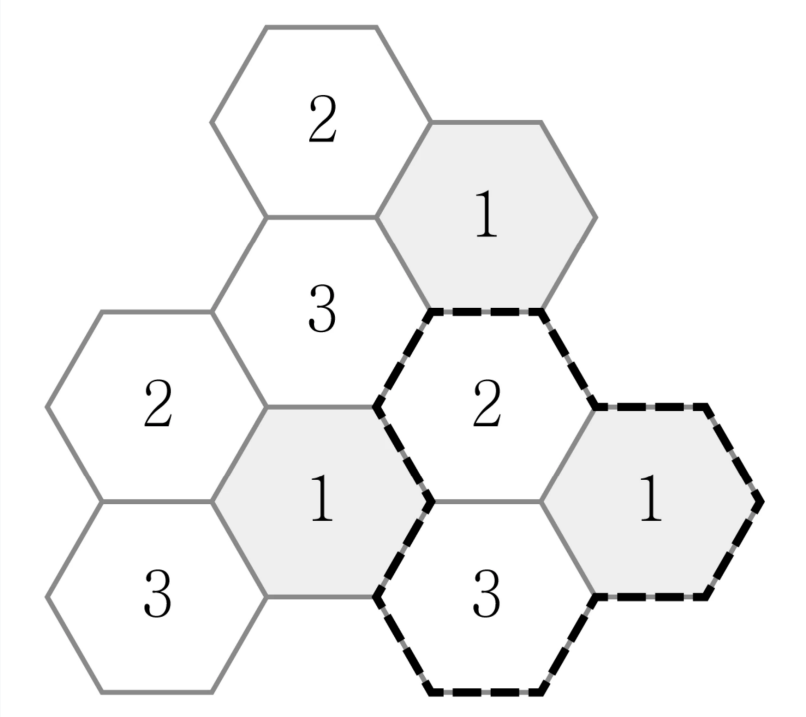
거리 분해능은 같은 방향에 있는 두 표적을 서로 구별할 수 있는 최소 거리 차이다. 두 표적의 거리 차가 ΔR이면 반사파의 도착 시간 차는 $\Delta t = \frac{2\Delta R}{c}$이다. 두 반사 펄스를 구별하려면 이 시간 차가 펄스폭 이상이어야 하므로, 경계에서 $\Delta R = \frac{c\tau}{2}$가 된다. 분모의 2는 전파가 표적까지 갔다가 돌아오는 **왕복 경로**를 반영한다.

먼저 펄스폭 동안 전파가 진행한 거리는 $c\tau = 3 \cdot 10^8 \cdot 10^{-6} = 300\text{m}$이다. 이는 **펄스의 공간적 길이**이며, 거리 분해능은 그 절반인 $\Delta R = \frac{300}{2} = 150\text{m}$이다.

펄스 반복 주파수 300 Hz는 펄스를 보내는 시간 간격을 정하는 값이며, 이 문제의 거리 분해능 계산에는 사용하지 않는다. 계산한 150 m는 ②의 값에 해당한다.

NoteBase

문 16. 그림은 이동통신 시스템에서 주파수 재사용을 위해 인접한 3개의 셀을 하나의 클러스터로 구성한 것이다. 셀 반경이 2 [km]이고 각 셀에 주파수 대역폭을 균등하게 할당할 때, 동일 주파수 대역을 사용하는 셀 중심 간 최소거리 [km]는? (단, 셀은 그림에 도식된 6각형 1개를 의미한다)



① 6

② 7

③ 8

④ 9

정답 1번

간단한 해설

정육각형 셀의 주파수 재사용 거리에는 $D = R\sqrt{3N}$을 적용한다. 클러스터당 셀이 3개이므로 동일 주파수 셀 중심 간 최소거리는 **셀 반경의 3배인 6 km**이다.

NoteBase

계산 과정

조건 확인: 그림의 1·2·3은 서로 다른 주파수 대역을 사용하는 셀을 나타내며, 같은 번호의 셀은 같은 주파수 대역을 재사용한다. 클러스터를 구성하는 셀 수는 N = 3이고, 정육각형 한 셀의 중심에서 꼭짓점까지의 거리인 셀 반경은 R = 2 km이다.

공식 적용: 정육각형 셀이 규칙적으로 배열된 주파수 재사용 구조에서 동일 주파수 셀 중심 간 최소거리 D는 $D = R\sqrt{3N}$이다. 이는 **클러스터당 셀 수와 셀 반경**으로 결정되는 기하학적 거리이다. N = 3을 대입하면 $\sqrt{3N} = \sqrt{9} = 3$이므로, 동일 주파수 셀 중심 간 거리는 셀 반경의 3배가 된다.

거리 계산: $D = 2\sqrt{3 \cdot 3} = 2 \cdot 3 = 6\text{km}$이다. 따라서 구하는 최소거리는 6 km로, ①의 값과 일치한다.

NoteBase

문 17. 정보신호 $m(t) = 2 + 5\sin(2\pi t)$를 반송파 전송 양측파대(DSB-TC, double sideband-transmitted carrier) 방식으로 변조하여 $[A_c + m(t)]\cos(2\pi f_c t)$ 신호를 생성할 때, 포락선 검파가 가능하도록 하는 A_c의 최솟값은?

① 1

② 2

③ 3

④ 4

정답 3번

간단한 해설

포락선이 정보신호의 모양을 유지하려면 반송파에 곱해지는 **진폭 계수가 음수가 되지 않아야 한다**. 정보신호의 최솟값이 $2 - 5 = -3$이므로, 이를 보상하는 A_c의 최솟값은 3이다.

계산 과정

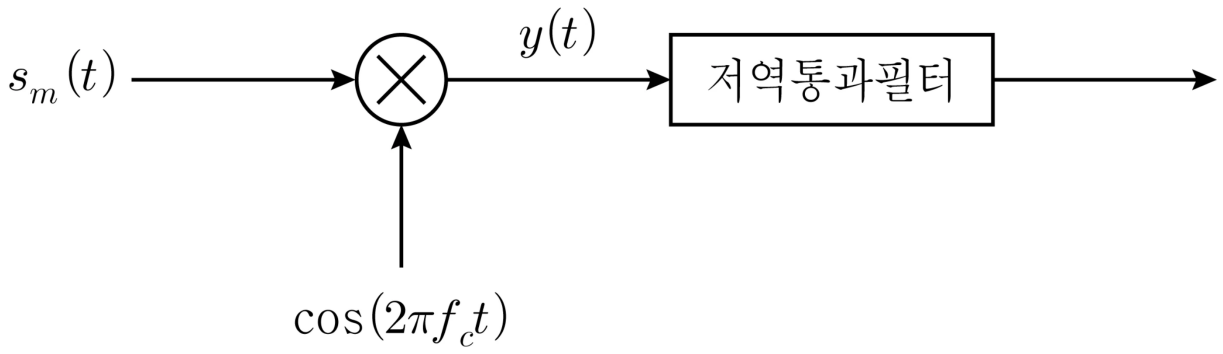
포락선 검파 조건: 주어진 신호에서 반송파에 곱해지는 진폭 계수는 $A_c + m(t)$이고, 포락선은 $|A_c + m(t)|$이다. 이 계수가 음수가 되면 절댓값에 의해 음수 부분이 뒤집혀 정보신호의 모양이 왜곡된다. 따라서 왜곡 없는 포락선 검파를 위해 **모든 시각에서 진폭 계수가 0 이상**이어야 한다.

정보신호의 최솟값: $\sin(2\pi t)$의 범위는 -1부터 1까지이므로, $m(t) = 2 + 5\sin(2\pi t)$의 최솟값은 $2 - 5 = -3$이다. 여기서 상수항 2도 진폭 계수를 높이므로, 사인파의 진폭 5만을 기준으로 판단하면 안 된다.

최소 반송파 계수: 진폭 계수의 최솟값은 $A_c - 3$이다. 따라서 $A_c - 3 \geq 0$, 즉 $A_c \geq 3$이어야 한다. $A_c = 3$이면 진폭 계수는 $5 + 5\sin(2\pi t)$가 되어 최저점에서만 0에 닿고 음수가 되지 않는다. 구하는 최솟값은 3이며, ③의 값과 일치한다.

NoteBase

문 18. 반송파 억압 양측파대(DSB-SC, double sideband-suppressed carrier) 방식으로 변조된 신호 $s_m(t)$에 대한 복조기 구조가 그림과 같을 때, 곱셈기 출력 신호 $y(t)$의 스펙트럼 $Y(f)$는? (단, $s_m(t) = m(t)\cos(2\pi f_c t)$이고, 정보신호 $m(t)$의 푸리에 변환은 $M(f)$이다)



① $M(f) + \frac{1}{2}M(f - f_c) + \frac{1}{2}M(f + f_c)$

② $M(f) + \frac{1}{2}M(f - 2f_c) + \frac{1}{2}M(f + 2f_c)$

③ $\frac{1}{2}M(f) + \frac{1}{4}M(f - f_c) + \frac{1}{4}M(f + f_c)$

④ $\frac{1}{2}M(f) + \frac{1}{4}M(f - 2f_c) + \frac{1}{4}M(f + 2f_c)$

정답 4번

간단한 해설

같은 반송파를 다시 곱하면 코사인 제곱에 의해 **기저대역 성분과 반송파 주파수의 두 배 성분**이 생긴다. 곱셈기 출력의 스펙트럼은 $M(f)$의 1/2과, 이를 $\pm 2f_c$만큼 이동시킨 스펙트럼 각각의 1/4을 더한 것이다.

NoteBase

계산 과정

그림에서 $y(t)$는 **저역통과필터를 거치기 전**의 곱셈기 출력이다. 곱셈기의 두 입력은 $s_m(t) = m(t)\cos(2\pi f_c t)$와 $\cos(2\pi f_c t)$이므로, $y(t) = m(t)\cos^2(2\pi f_c t)$이다. 여기서 f_c는 반송파 주파수이다.

반각 공식 $\cos^2\theta = \frac{1}{2}(1 + \cos 2\theta)$를 적용하면 다음과 같이 분리된다.
$y(t) = \frac{1}{2}m(t) + \frac{1}{2}m(t)\cos(4\pi f_c t)$
첫 항은 원래 정보신호의 크기를 절반으로 줄인 성분이고, 둘째 항은 정보신호에 **주파수가 두 배인 코사인**을 곱한 성분이다.

푸리에 변환의 선형성에 따라 첫 항의 스펙트럼은 $\frac{1}{2}M(f)$이다. 시간영역에서 코사인을 곱하면 원래 스펙트럼이 코사인 주파수만큼 양쪽으로 이동하고, 각 계수는 1/2이 된다. 둘째 항의 코사인 주파수는 $2f_c$이므로 이동 위치는 $+2f_c$와 $-2f_c$이며, 각 계수는 $\frac{1}{2}\cdot\frac{1}{2} = \frac{1}{4}$이다. 따라서
alignedY(f)&=(1)/(2)M(f)+(1)/(4)M(f-2f_c)&+(1)/(4)M(f+2f_c)aligned
가 되어 ④의 식과 일치한다.

NoteBase

문 19. 등방성 방사기가 40 [W]의 송신전력으로 신호를 방사할 때, 1 [km] 떨어진 지점에서의 전력밀도[μW/m^2]는?

① $\frac{2}{\pi}$
② $\frac{5}{\pi}$
③ $\frac{10}{\pi}$
④ $\frac{20}{\pi}$

정답 3번

간단한 해설

등방성 방사기의 전력은 모든 방향으로 균일하게 퍼지므로, 전력밀도는 송신전력을 **구의 표면적**으로 나누어 구한다. 40 W를 방사할 때 1 km 지점의 전력밀도는 $\frac{10}{\pi}$ μW/m^{2}이다.

계산 과정

주어진 송신전력 P는 40 W이고, 방사기로부터의 거리 r은 1 km = 1,000 m이다. 전력밀도는 단위 면적당 통과하는 전력이므로, 거리를 m로 환산하여 계산한다.

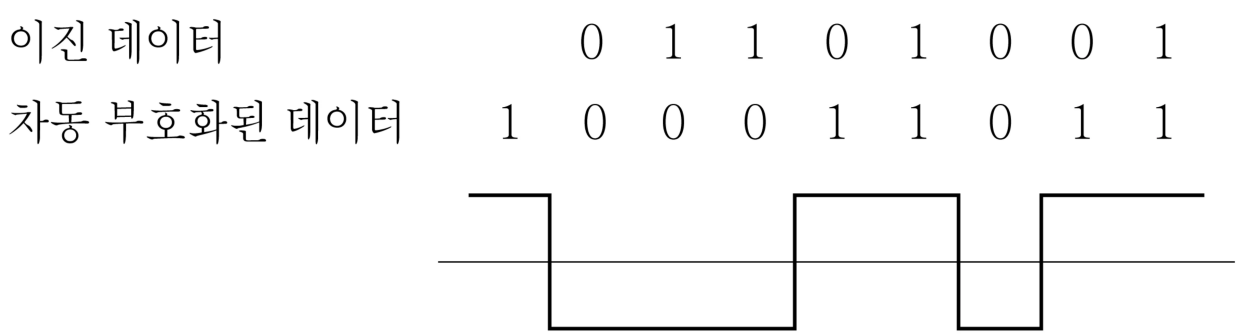
등방성 방사기는 모든 방향으로 균일하게 전력을 방사한다. 따라서 거리 r에서 전력 P가 통과하는 면적은 **반지름 r인 구의 표면적** $4\pi r^2$이고, 전력밀도 S는 $S = \frac{P}{4\pi r^2}$이다.

주어진 값을 대입하면 $S = \frac{40}{4\pi \cdot (1000)^2} = \frac{10^{-5}}{\pi}$ W/m^{2}이다. 이 값은 방사기로부터 1 km 떨어진 곳에서 1 m^{2}당 통과하는 전력을 뜻한다.

요구한 단위는 μW/m^{2}이며, $1\text{W} = 10^6 \mu\text{W}$이다. 따라서 $S = \frac{10^{-5}}{\pi} \cdot 10^6 = \frac{10}{\pi}$ μW/m^{2}로, ③의 값과 일치한다.

NoteBase

문 20. 그림은 펄스부호변조(PCM, pulse code modulation)된 이진 데이터에 대해 차동 부호화(differential encoding)를 수행하는 과정이다. 이에 대한 설명으로 옳지 않은 것은?



① 차동 부호화된 데이터에 양극성 NRZ(non-return to zero)를 이용하여 라인 코딩하였다.

② 차동 부호화된 데이터에서 현재 비트의 전송 오류는 다음 비트의 검출에 영향을 주지 않는다.

③ 기준 비트를 제외한 차동 부호화된 데이터는 XNOR 연산으로 생성할 수 있다.

④ 수신기에서도 차동 방식으로 복호화(decoding)를 수행한다.

정답 2번

간단한 해설

차동 복호화는 **현재와 직전의 수신 비트를 함께 비교**하여 원래 비트를 복원한다. 따라서 현재 수신 비트에 오류가 생기면 현재 비트뿐 아니라 다음 비트의 복호화에도 영향을 준다.

NoteBase

선지별 해설

① O: 그림의 파형은 차동 부호화된 1을 양의 전압, 0을 음의 전압으로 나타낸다. 각 비트 구간에서 **전압이 0으로 복귀하지 않고 유지**되므로 양극성 NRZ 방식이다. 연속된 같은 비트에서는 같은 전압이 이어진다.

② X: 차동 복호화에서는 현재 수신 비트와 직전 수신 비트를 비교한다. 현재 수신 비트는 이번 비교뿐 아니라 **다음 비트를 복호화하는 비교에도 사용**되므로, 전송 오류가 다음 비트의 검출에 영향을 준다. 주변 비트는 정상이고 한 비트만 반전되었다면, 그 비트가 포함된 두 번의 비교 결과가 뒤집혀 현재와 다음의 원래 데이터 비트가 모두 잘못 복원된다.

③ O: XNOR는 두 입력이 같으면 1, 다르면 0을 출력한다. 그림에서는 기준 비트를 1로 두고, **원래의 현재 비트와 직전의 부호화된 비트**를 XNOR하여 다음 부호를 만든다. 첫 원래 비트 0과 기준 비트 1의 XNOR 결과는 0이고, 그다음 원래 비트 1과 직전 부호 0의 XNOR 결과도 0이다. 이처럼 원래 비트가 1이면 직전 부호가 유지되고, 0이면 반전된다.

④ O: 수신기에서는 **연속된 두 수신 부호가 같으면 1, 다르면 0**으로 복원하는 차동 복호화를 수행한다. 이는 그림의 부호화 규칙을 거꾸로 적용한 것이다. 예를 들어 기준 부호 1 다음에 수신 부호 0이 오면 원래 비트는 0이고, 이어서 부호 0이 오면 원래 비트는 1이다.

NoteBase