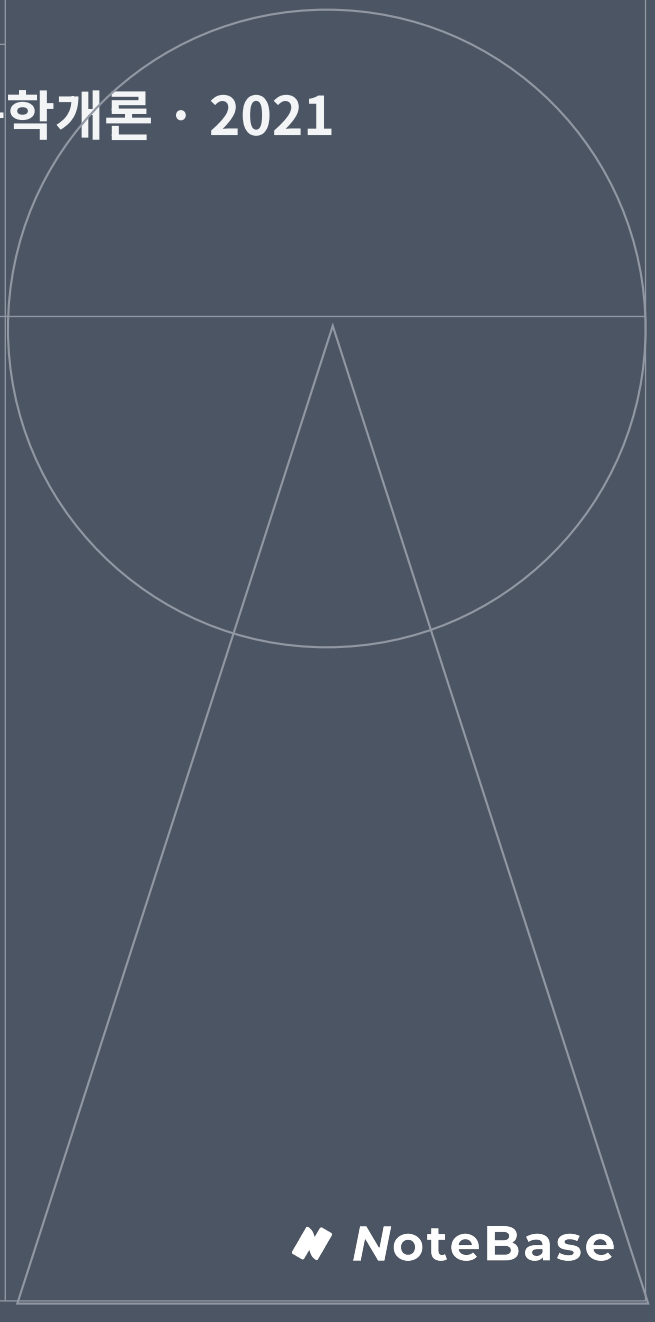
기출OX 해설집

공무원/국가직/9급 · 무선공학개론 · 2021



NoteBase

기출OX 해설집

공무원/국가직/9급 · 무선공학개론 · 2021

공무원/국가직/9급 · 무선공학개론 · 2021

문 1. 전리층에 대한 설명으로 옳지 않은 것은?

① 장파(LF)는 전리층에 반사된다.

② 전리층은 높이에 따라 D, E, F층 등으로 구분된다.

③ 전리층은 지상 10,000 [km]에 위치한다.

④ 초단파(VHF)는 전리층을 통과한다.

정답 3번

간단한 해설

③의 '지상 10,000 km'는 전리층의 높이를 지나치게 크게 제시한 것이다. 전리층은 대체로 **지상 약 60~1,000 km**에 걸쳐 분포하며, 한 높이에 고정된 층이 아니다.

선지별 해설

① O: 장파(LF)는 **D층 등 하부 전리층에서 반사**되어 지상으로 돌아올 수 있다. 전리층에는 자유전자가 존재하여 전파의 진행에 영향을 주며, 이러한 반사파가 장파의 전파 경로를 이룰 수 있다.

② O: 전리층은 태양 복사에 의해 대기 입자들이 전리되어 자유전자와 이온이 존재하는 영역이다. 높이에 따른 전자 밀도 분포 등의 차이에 따라 **낮은 쪽부터 D층, E층, F층**으로 구분한다.

③ X: 전리층은 지상 10,000 km에 위치하는 것이 아니라, 대체로 **지상 약 60~1,000 km에 걸쳐 분포**한다. 그 높이와 전자 밀도는 태양 활동과 낮·밤 등의 조건에 따라 달라지므로, 일정한 고도에 있는 하나의 얇은 층으로 이해해서는 안 된다.

④ O: 초단파(VHF)는 주파수가 높아 통상적인 전리층에서 지상으로 되돌아올 만큼 굴절되지 않고 **전리층을 통과**한다. 다만 전자 밀도가 국지적으로 높아지는 산발성 E층 등에 의해 VHF가 지상으로 돌아오는 예외적인 전파 현상도 있다.

NoteBase

문 2. 통신 시스템의 잡음에 대한 설명으로 옳지 않은 것은?

① 잡음지수(noise figure)는 부품이나 시스템에 의하여 잡음이 얼마나 증가되는가를 나타내는 지수로 클수록 좋은 값이다.

② 랜덤 잡음은 예측 가능하도록 결정된 신호가 아닌 무작위 신호이다.

③ 가우시안 잡음은 진폭이 가우시안 확률밀도함수를 갖는다.

④ 백색 가우시안 잡음은 모든 주파수 대역에서 균일한 전력밀도를 갖는다.

정답 1번

간단한 해설

①의 '클수록 좋은 값'은 **'작을수록 좋은 값'**으로 고쳐야 한다. 잡음지수가 작을수록 부품이나 시스템이 추가하는 잡음에 따른 신호대잡음비의 열화가 작다.

선지별 해설

① X: 잡음지수는 **출력 신호대잡음비에 대한 입력 신호대잡음비의 비**를 dB로 나타낸 값이다.
신호대잡음비(SNR)는 잡음 전력에 대한 신호 전력의 비이며, 시스템이 잡음을 추가하면 출력 SNR이 낮아진다. 따라서 잡음지수가 클수록 SNR의 열화가 크므로, '클수록 좋은 값'이 아니라 '작을수록 좋은 값'이다.

② O: 랜덤 잡음은 시간에 따른 순간값을 미리 확정할 수 없는 무작위 신호이다. 평균이나 분산 같은 **통계적 특성**은 기술할 수 있지만, 이것이 실제 잡음 파형을 정확하게 예측할 수 있다는 뜻은 아니다.

③ O: 가우시안 잡음은 **진폭의 확률분포가 정규분포**를 따르는 잡음이다. 진폭의 확률밀도함수는 평균을 중심으로 좌우 대칭인 종 모양이며, 평균에서 멀어진 진폭이 나타날 확률은 작아진다.

④ O: 백색 가우시안 잡음에서 '백색'은 **전력스펙트럼밀도가 주파수에 관계없이 일정**하다는 뜻이고, '가우시안'은 진폭이 정규분포를 따른다는 뜻이다. 이상적인 백색잡음 모델에서는 모든 주파수에서 단위 대역폭당 평균 잡음 전력이 같으므로, 폭이 같은 두 주파수 대역의 평균 잡음 전력도 같다. 실제 시스템에서는 유한한 주파수 대역에서 이러한 특성을 근사한다.

NoteBase

문 3. 2.4 [GHz] 대역의 주파수를 사용하지 않는 무선랜 표준은?

① IEEE 802.11a

② IEEE 802.11b

③ IEEE 802.11g

④ IEEE 802.11n

정답 1번

간단한 해설

IEEE 802.11a는 **5 GHz 대역**을 사용하는 무선랜 표준으로, 2.4 GHz 대역을 사용하지 않는다.

핵심 풀이

IEEE 802.11a는 **5 GHz 대역만 사용**하므로, 문제의 조건인 '2.4 GHz 대역을 사용하지 않는 표준'에 해당한다.

IEEE 802.11b와 IEEE 802.11g는 모두 2.4 GHz 대역을 사용한다.

IEEE 802.11n은 **2.4 GHz와 5 GHz 대역을 모두 지원**한다. 5 GHz에서도 동작한다는 이유로 2.4 GHz를 사용하지 않는 표준으로 분류해서는 안 된다.

NoteBase

문 4. 진폭편이변조(ASK, amplitude shift keying) 방식에 대한 설명으로 옳지 않은 것은?

① 전송하고자 하는 정보 데이터에 따라 신호의 세기를 변화시킨다.

② 수신기는 심볼 구간 동안 주파수의 변화를 찾기 때문에 전압 스파크의 영향을 받지 않는다.

③ OOK(on-off keying)는 ASK의 일종으로 이진 데이터 중 하나를 0[V] 전압으로 표현한다.

④ 수신기에서는 정합필터를 이용하는 동기식 복조와 포락선 검파를 이용하는 비동기식 복조가 모두 가능하다.

정답 2번

간단한 해설

ASK 수신기는 주파수 변화가 아니라 **진폭의 차이**로 데이터를 판별한다. 따라서 전압 스파크처럼 진폭을 교란하는 잡음의 **영향을 받을 수 있다**.

선지별 해설

① O: ASK는 디지털 데이터에 따라 반송파의 **진폭을 서로 다른 수준으로 바꾸는** 변조 방식이다. 선지의 '신호의 세기'는 이 진폭을 뜻하며, 데이터는 주파수나 위상의 변화로 표현하지 않는다.

② X: ASK 수신기는 심볼 구간의 신호 진폭에 관한 검출값을 기준으로 데이터를 판별한다. **서로 다른 주파수를 구별하는 방식은 FSK**이다. 전압 스파크 같은 충격성 잡음이 ASK 신호의 진폭이나 검출값을 교란하면 판정 오류가 발생할 수 있으므로, 그 영향을 받지 않는다는 설명도 잘못이다.

③ O: OOK는 두 진폭 수준 중 하나를 **0 V로 두는 이진 ASK**이다. 예를 들어 1일 때 반송파를 보내고 0일 때 반송파를 끄는 방식으로 표현한다. 여기서 0 V는 해당 데이터를 보낼 때 송신 반송파의 진폭이 0이라는 뜻이며, 잡음이 있는 수신 신호까지 항상 0 V라는 뜻은 아니다.

④ O: ASK는 **동기식 복조와 비동기식 복조가 모두 가능**하다. 동기식 수신기는 반송파 동기를 확보하고 신호 파형에 정합된 필터의 출력을 표본화하여 데이터를 판정할 수 있다. 비동기식 수신기는 반송파 위상 동기 없이 포락선 검파로 진폭 변화를 추출한 뒤 문턱값과 비교하여 데이터를 판정한다.

NoteBase

문 5. 지그비(Zigbee)와 블루투스(Bluetooth)의 표준에 대한 설명으로 옳지 않은 것은?

① 지그비는 변조 방식으로 DSSS(direct sequence spread spectrum) 방식을 사용한다.

② 지그비는 다중접속 방식으로 CSMA-CA(carrier sense multiple access-collision avoidance) 방식을 사용한다.

③ 블루투스는 변조 방식으로 FHSS(frequency hopping spread spectrum) 방식을 사용한다.

④ 블루투스는 다중접속 방식으로 CDMA(code division multiple access) 방식을 사용한다.

정답 4번

간단한 해설

블루투스는 기기별 부호로 사용자를 구분하는 CDMA가 아니라, **시간 슬롯을 나누어 통신하는 TDMA** 방식으로 채널을 공유한다. FHSS는 주파수를 바꾸어 신호를 확산하는 방식이므로 다중접속 방식과 구분해야 한다.

선지별 해설

① O: 지그비는 IEEE 802.15.4의 물리 계층을 기반으로 **직접수열 확산(DSSS)**을 사용한다. 정보를 더 빠른 칩 수열로 표현하여 신호의 대역폭을 넓히고, 수신 측은 같은 수열에 대응하여 정보를 복원한다. 선지의 '변조 방식'은 여기서 신호의 확산 방식까지 포함한 표현이다.

② O: 지그비는 매체 접속에 **CSMA-CA**를 사용한다. 전송 전에 채널이 사용 중인지 감지하고, 다른 기기가 사용 중이면 전송을 미루어 충돌 가능성을 줄인다. 여러 기기가 같은 무선 채널을 공유할 때 전송 기회를 조정하는 방식이다.

③ O: 블루투스의 기본적인 확산 방식은 **주파수 도약 확산(FHSS)**이다. 송신기와 수신기가 같은 도약 순서에 맞추어 사용 주파수를 바꾸므로, 특정 주파수에 집중된 간섭의 영향을 줄일 수 있다. DSSS가 칩 수열로 신호를 확산하는 것과 달리, FHSS는 사용 주파수를 바꾸어 확산한다. 여기서도 '변조 방식'은 확산 방식을 가리킨다.

④ X: 고전적 블루투스(BR/EDR)는 피코넷 안에서 **시간분할 다중접속(TDMA)** 방식으로 채널을 공유한다. 시간을 슬롯으로 나누고 중앙 기기가 전송 기회를 조정하여 기기들이 통신한다. CDMA는 같은 주파수 대역과 시간에서 사용자별 부호로 신호를 구분하는 방식이므로, 선지의 'CDMA'는 'TDMA'로 고쳐야 한다. 또한 송신과 수신의 시간을 나누는 양방향 통신 방식은 TDD이며, 이는 다중접속을 뜻하는 TDMA와 구분된다.

NoteBase

문 6. 대역폭이 200 [kHz]인 채널에 대하여 신호 대 잡음비(SNR, signal-to-noise ratio)가 11.76 [dB]인 경우, 이 채널을 통하여 오류 없이 전송할 수 있는 최대 용량[kbps]은? (단, $10^{1.176} = 15.0$이다)

① 600

② 800

③ 1,000

④ 1,200

정답 2번

간단한 해설

신호 대 잡음비는 dB값을 **전력비 15**로 바꾸어 적용한다. 샤논 식에서 $\log_2(1+15) = 4$이므로 대역폭 200 kHz에 대한 최대 전송 용량은 **800 kbps**이다.

계산 과정

1. 적용 공식과 변수: 잡음이 있는 채널의 이론적 최대 전송률을 구하므로 샤논의 채널 용량 식 $C = B\log_2(1+\rho)$를 적용한다. 이 식은 대역 제한된 백색 가우스 잡음 채널을 기준으로 하며, C는 채널 용량, B는 대역폭, ρ는 신호 전력과 잡음 전력의 비이다. B를 Hz로 넣으면 C는 bps로 나온다. 주어진 대역폭은 200 kHz = 200,000 Hz이다.

2. 신호 대 잡음비 변환: dB는 전력비를 로그로 표시한 값이므로, 용량 식에는 **dB값이 아닌 선형 전력비**를 넣어야 한다. 전력비의 dB 표시는 $\mathrm{SNR}_{\mathrm{dB}} = 10\log_{10}\rho$이므로, $\rho = 10^{\frac{11.76}{10}} = 10^{1.176} = 15$이다. 이는 신호 전력이 잡음 전력의 15배라는 뜻이다.

3. 채널 용량 계산: $1+\rho = 16$이고 $\log_2 16 = 4$이므로, $C = 200{,}000 \cdot 4 = 800{,}000$ bps이다. 여기서 4는 주어진 SNR에서 **대역폭 1 Hz당 가능한 최대 전송률**이 4 bps라는 의미이다.

4. 결과와 선택지 대응: 1 kbps = 1,000 bps이므로 800,000 bps는 800 kbps이다. 따라서 계산한 최대 전송 용량은 ②의 800 kbps와 일치한다.

NoteBase

문 7. 대역폭이 2[kHz]인 신호를 변조지수 2.5가 되도록 주파수 변조하였다. 카슨(Carson)의 법칙을 적용할 때, 변조된 신호의 대역폭[kHz]과 최대 주파수 편이[kHz]는?

① 대역폭: 7, 최대 주파수 편이: 5

② 대역폭: 7, 최대 주파수 편이: 10

③ 대역폭: 14, 최대 주파수 편이: 5

④ 대역폭: 14, 최대 주파수 편이: 10

정답 3번

간단한 해설

변조지수는 최대 주파수 편이를 변조 신호의 최고 주파수로 나눈 값이므로, 최대 주파수 편이는 2.5 × 2 = 5 kHz이다. 카슨의 법칙에 따른 대역폭은 **편이와 최고 주파수의 합의 두 배**이므로 14 kHz이다.

계산 과정

주어진 2 kHz는 변조 전 신호의 대역폭이므로, 변조 신호의 최고 주파수를 $f_m = 2\text{kHz}$로 둔다. 변조지수는 $\beta = 2.5$, 최대 주파수 편이는 Δf, 변조된 신호의 대역폭은 B로 나타낸다.

최대 주파수 편이: 주파수 변조의 변조지수는 $\beta = \frac{\Delta f}{f_m}$이므로 $\Delta f = \beta f_m$이다. 따라서 2.5 × 2 = 5 kHz이다. 이 값은 순간 주파수가 **반송파 주파수에서 한쪽으로 벗어나는 최대 크기**이며, 최저 주파수와 최고 주파수의 차이가 아니다.

변조된 신호의 대역폭: 카슨의 법칙은 FM 신호의 대역폭을 $B \approx 2(\Delta f + f_m)$로 근사한다. 반송파를 중심으로 위아래 양쪽 주파수 대역을 포함하므로 **편이와 최고 주파수의 합에 2를 곱한다**. 값을 대입하면 2 × (5 + 2) = 14 kHz이다.

따라서 대역폭 14 kHz, 최대 주파수 편이 5 kHz로, ③의 두 값과 일치한다.

NoteBase

문 8. 정보신호 $m(t) = 5\cos(10\pi t)$를 반송파 $10\cos(100\pi t)$로 반송파 전송 양측파대 변조(DSB-TC) 할 때, 변조지수와 상측파대 신호의 주파수[Hz]는?

① 변조지수: 0.1, 상측파대 신호의 주파수: 55

② 변조지수: 0.1, 상측파대 신호의 주파수: 45

③ 변조지수: 0.5, 상측파대 신호의 주파수: 55

④ 변조지수: 0.5, 상측파대 신호의 주파수: 45

정답 3번

간단한 해설

변조지수는 **정보신호 진폭과 반송파 진폭의 비**이므로 $\frac{5}{10} = 0.5$이다. 정보신호와 반송파의 주파수는 각각 5 Hz와 50 Hz이며, 상측파대는 두 주파수를 **더한 55 Hz**에 나타난다.

계산 과정

변조지수: DSB-TC는 반송파를 포함하는 양측파대 진폭변조이다. 정보신호의 진폭을 A_m, 반송파의 진폭을 A_c라 하면, 변조지수는 **반송파 진폭에 대한 진폭 변화의 비율**인 $\mu = \frac{A_m}{A_c}$이다. 주어진 진폭은 각각 5와 10이므로 $\mu = \frac{5}{10} = 0.5$이다. 이는 반송파 진폭의 50%만큼 진폭이 변화한다는 뜻이며, 변조지수에는 단위가 없다.

주파수 환산: 정현파 $\cos(2\pi ft)$에서 주파수는 각주파수를 **2π로 나누어** 구한다. 따라서 정보신호의 주파수는 $f_m = \frac{10\pi}{2\pi} = 5\text{Hz}$이고, 반송파의 주파수는 $f_c = \frac{100\pi}{2\pi} = 50\text{Hz}$이다.

상측파대 주파수: 진폭변조에서 정보신호와 반송파의 곱은 두 주파수의 합과 차에 해당하는 성분을 만든다. 이 중 **반송파보다 높은 주파수**가 상측파대이므로 $f_U = f_c + f_m$이며, 그 값은 50 + 5 = 55 Hz이다. 50 − 5 = 45 Hz는 하측파대 주파수이다.

변조지수 0.5와 상측파대 주파수 55 Hz를 함께 제시한 선택지는 ③이다.

NoteBase

문 9. 디지털 펄스의 기저대역(baseband) 전송 방식에 대한 설명으로 옳지 않은 것은? (단, 심볼 길이는 모두 동일하다)

① RZ(return-to-zero) 펄스는 NRZ(non-return-to-zero) 펄스에 비해 대역폭이 넓다.

② 펄스 변조된 신호에 직류성분이 존재하면 중계기 등에서 교류정합을 사용할 때 파형 왜곡이 발생할 수 있다.

③ 단극성 NRZ 신호는 직류성분을 가지는 특징이 있다.

④ 맨체스터 펄스는 직류성분이 없고 자체동기(self-synchronization) 특성을 가지며 대역폭이 작은 장점이 있다.

정답 4번

간단한 해설

맨체스터 펄스는 각 심볼의 중간에서 극성이 바뀌므로 자체동기가 가능하고, 양·음의 면적이 상쇄되어 직류성분이 없다. 다만 같은 심볼 길이의 NRZ보다 **넓은 대역폭을 요구**하므로 '대역폭이 작은 장점'이라는 표현이 틀렸다.

선지별 해설

① O: NRZ 펄스는 심볼 구간 동안 신호 레벨을 유지하지만, RZ 펄스는 **심볼이 끝나기 전에 0으로 복귀**한다. 따라서 같은 심볼 길이에서 RZ의 펄스 폭이 더 짧다. 시간적으로 짧은 펄스는 더 높은 주파수 성분까지 포함하므로 RZ가 NRZ보다 넓은 대역폭을 요구한다.

② O: 교류정합에 사용하는 커패시터나 변압기는 **직류성분을 전달하지 못하고 낮은 주파수 성분도 감쇠**시킨다. 따라서 직류성분이 있는 펄스 신호를 통과시키면 원래의 평균 레벨을 유지하지 못하고, 펄스의 평탄한 부분이 기울어지거나 기준 레벨이 변하는 파형 왜곡이 발생할 수 있다.

③ O: 단극성 NRZ는 보통 1을 양의 전압으로, 0을 0 V로 나타낸다. 양의 전압을 상쇄할 음의 전압 구간이 없으므로, 1이 포함된 통상적인 데이터열에서는 **평균 전압이 0이 아니어서 직류성분**을 가진다.

④ X: 맨체스터 펄스는 한 심볼의 전반부와 후반부에 크기가 같고 부호가 반대인 전압을 같은 시간 동안 배치한다. 따라서 한 심볼 안에서 양·음의 면적이 상쇄되어 직류성분이 없고, 심볼 중간에 반드시 생기는 전이로 수신기가 타이밍을 복원할 수 있어 자체동기 특성을 가진다. 그러나 같은 심볼 길이에서 NRZ보다 짧은 시간 간격의 신호 변화가 필요하므로 **NRZ보다 넓은 대역폭을 요구**한다. '대역폭이 작은 장점'은 '대역폭이 넓어지는 단점'으로 고쳐야 한다.

NoteBase

문 10. 북미지역 PCM기반 T1 다중화 시스템에서는 음성 1채널을 4 [kHz]로 대역 제한하고, 표본 당 8 [bit]로 부호화한다. 음성 1채널과 24채널 시분할다중화 프레임의 전송률[kbps]은 각각 얼마인가?

① 1채널: 32, 1프레임: 1,536

② 1채널: 32, 1프레임: 1,544

③ 1채널: 64, 1프레임: 1,536

④ 1채널: 64, 1프레임: 1,544

정답 4번

간단한 해설

대역폭 4 kHz인 음성을 초당 8,000회 표본화하고 표본마다 8 bit로 부호화하므로, **1채널 전송률은 64 kbps**이다. T1은 24채널의 표본에 **프레임마다 동기용 1 bit**를 더해 전송하므로 전체 전송률은 1,544 kbps이다.

계산 과정

표본화율: 대역 제한된 음성을 복원하기 위한 나이퀴스트 표본화율은 최고 주파수의 2배이다. T1은 4 kHz로 대역 제한된 각 음성을 **8 kHz로 표본화**하므로, 채널마다 초당 8,000개의 표본이 생긴다.

1채널 전송률: PCM 전송률은 초당 표본 수에 표본당 비트 수를 곱한 값이다. 표본마다 8 bit이므로 8,000 × 8 = 64,000 bps = 64 kbps이다. 여기서 1 kbps는 1,000 bps이다.

1프레임의 비트 수: 한 프레임에는 24채널에서 얻은 표본이 하나씩 들어가므로 음성 부분은 24 × 8 = 192 bit이다. T1은 프레임 경계를 식별하기 위한 **동기용 1 bit를 추가**하므로, 프레임 전체는 192 + 1 = 193 bit이다.

전체 전송률: 각 채널의 표본을 초당 8,000개씩 보내려면, 채널별 표본을 하나씩 담은 프레임도 초당 8,000개 전송해야 한다. 따라서 193 × 8,000 = 1,544,000 bps = 1,544 kbps이다. 동기용 비트를 제외한 1,536 kbps는 24채널 음성 부분만의 전송률이다.

1채널 64 kbps, 24채널 T1 전체 전송률 1,544 kbps로, ④의 수치와 일치한다.

NoteBase

문 11. 고이득 특성을 가지고 점대점 위성통신을 위해 사용되는 반사경(reflector) 안테나로 옳은 것은?

① 다이폴(dipole) 안테나

② 파라볼라(parabola) 안테나

③ 야기-우다(Yagi-Uda) 안테나

④ 루프(loop) 안테나

정답 2번

간단한 해설

파라볼라 안테나는 **포물면 반사경**으로 전파를 좁은 방향에 집중시켜 높은 이득을 얻는다. 이처럼 지향성이 강하므로 특정 위성을 향하는 점대점 통신에 적합하다.

핵심 풀이

파라볼라 안테나는 포물면 모양의 반사경과 급전 안테나를 이용한다. 송신할 때는 초점 부근의 급전 안테나에서 나온 전파가 반사경에 반사되어 축 방향의 좁은 빔을 형성하고, 수신할 때는 축 방향에서 들어온 전파가 초점 부근으로 모인다. 전파 에너지를 **특정 방향에 집중**하므로 그 방향의 이득이 높아 위성통신과 같은 점대점 통신에 적합하다. 따라서 문제의 고이득·위성통신·반사경이라는 단서는 파라볼라 안테나를 가리킨다.

야기-우다 안테나도 지향성을 가지며 반사기 소자를 사용하지만, 이는 여러 선형 소자를 배열한 구조로 **포물면 반사경을 사용하는 구조와 구별**된다. 다이폴 안테나는 선형 도체를, 루프 안테나는 고리 모양의 도체를 기본 구조로 하므로 문제에서 묻는 반사경 안테나에 해당하지 않는다.

NoteBase

문 12. 슈퍼헤테로다인 수신기에서 입력신호가 통과하는 순서대로 나열한 것은?

① RF 증폭기 → 혼합기 → 포락선 검파기 → IF 증폭기

② RF 증폭기 → IF 증폭기 → 포락선 검파기 → 혼합기

③ RF 증폭기 → IF 증폭기 → 혼합기 → 포락선 검파기

④ RF 증폭기 → 혼합기 → IF 증폭기 → 포락선 검파기

정답 4번

간단한 해설

혼합기에서 수신 신호를 **중간주파수(IF) 신호로 변환한 뒤** IF 증폭기로 증폭한다. 포락선 검파는 이렇게 증폭된 신호에서 원래의 정보 신호를 꺼내는 단계이므로 IF 증폭 뒤에 놓인다.

올바른 순서

RF 증폭기 → 혼합기 → IF 증폭기 → 포락선 검파기

RF 증폭기: 안테나로 들어온 약한 고주파(RF) 신호를 증폭하여 혼합기로 보낸다. 이 단계에서는 아직 중간주파수로 변환하지 않고 수신 주파수의 신호를 다룬다.

혼합기: RF 신호와 국부발진기 신호를 혼합하여 중간주파수(IF) 성분을 얻는다. 변조 정보는 유지하면서 주파수를 바꾸는 단계이므로, **IF 증폭기보다 앞**에 있어야 한다.

IF 증폭기: 혼합기에서 만들어진 중간주파수 신호를 증폭한다. 수신 주파수가 달라져도 일정한 중간주파수에서 증폭할 수 있어 안정적인 이득을 얻기 쉽다. 아직 정보 신호를 분리하지 않은 상태에서 **검파에 필요한 신호 크기**를 확보한다.

포락선 검파기: 증폭된 AM 신호의 진폭 변화를 따라가는 포락선에서 원래의 정보 신호를 복원한다. 검파 후 얻는 것은 저주파 정보 신호이므로, **중간주파수 신호의 증폭은 검파 전에** 이루어진다.

NoteBase

문 13. OFDM(orthogonal frequency division multiplexing)에 대한 설명으로 옳지 않은 것은?

① 이동통신에서는 5G 통신부터 적용되고 있다.

② 전송채널의 영향에 의한 심볼 간 간섭을 피하기 위해 시간영역의 보호구간이 필요하다.

③ 다수 부반송파 신호를 변복조하기 위하여 고속 푸리에변환(FFT, fast Fourier transform) 알고리즘을 이용한다.

④ 단일반송파 변조방식에 비해 다중경로 페이딩에 강인한 특성이 있다.

정답 1번

간단한 해설

OFDM은 5G 이전인 **4G LTE의 하향링크에도 이미 적용**되었다. 따라서 '5G 통신부터 적용되고 있다'는 설명이 잘못되었다.

선지별 해설

OFDM은 데이터를 서로 직교하는 여러 부반송파에 나누어 병렬로 전송하는 방식이다.

① X: OFDM은 5G에서 처음 도입된 기술이 아니다. **4G LTE의 하향링크**에서도 OFDM을 바탕으로 여러 사용자에게 부반송파를 할당하는 OFDMA를 사용했다. 따라서 '5G 통신부터'는 '5G 이전부터'로 고쳐야 한다.

② O: 다중경로로 인해 늦게 도착한 신호가 다음 OFDM 심볼에 겹치면 심볼 간 간섭이 생긴다. 이를 막기 위해 시간영역에 보호구간을 두며, 일반적으로 심볼 끝부분을 복사해 앞에 붙이는 순환 전치부호(CP)를 사용한다. **보호구간이 채널의 최대 초과 지연 이상**이어야 지연된 신호가 유효 심볼 구간에 침범하는 것을 막을 수 있다.

③ O: OFDM은 서로 직교하는 다수의 부반송파에 데이터를 나누어 실어 보낸다. 송신기에서는 **IFFT로 시간영역 신호를 합성**하고, 수신기에서는 **FFT로 부반송파별 신호를 분리**한다. 이처럼 고속 푸리에변환 계열의 알고리즘으로 다수 부반송파의 변복조를 효율적으로 구현한다.

④ O: 같은 전체 전송률에서 데이터를 여러 부반송파로 나누면 각 부반송파의 전송률이 낮아져 심볼 시간이 길어진다. 이에 따라 **심볼 시간에 대한 다중경로 지연의 상대적 영향이 작아진다**. 충분한 보호구간을 두고 부반송파별로 채널의 진폭·위상 변화를 보정하면, 고속 단일반송파 방식보다 다중경로에 의한 왜곡과 심볼 간 간섭에 대응하기 쉽다.

NoteBase

문 14. 안테나의 최대 지향성이 10 [dB]이고 방사효율이 60 [%]일 때 안테나의 이득[dB]은? (단, $\log_{10} 2 = 0.3$, $\log_{10} 3 = 0.5$이다)

① 8

② 6

③ 4

④ 10

정답 1번

간단한 해설

안테나 이득은 **지향성에 방사효율을 곱한 값**을 dB로 환산한다. 주어진 로그값을 적용하면 방사효율 60 %에 따른 감소분은 2 dB이므로, 이득은 8 dB이다.

계산 과정

이득과 지향성의 관계: 지향성 D는 방사된 전력이 특정 방향에 집중되는 정도를 나타낸다. 이득 G는 안테나 내부의 전력 손실까지 반영하므로, 선형값 사이에는 $G = \eta D$가 성립한다. 여기서 방사효율 η는 안테나에 공급된 전력 중 실제로 방사되는 전력의 비율이다. 따라서 **방사효율은 dB값이 아닌 선형 지향성에 곱한다**.

선형 이득 계산: 지향성과 이득은 전력비이므로 dB값은 선형값에 상용로그를 취한 뒤 10을 곱한다. 최대 지향성 10 dB를 선형값으로 바꾸면 $D = 10^{\frac{10}{10}} = 10$이고, 방사효율은 $\eta = \frac{60}{100} = 0.6$이다. 따라서 $G = 0.6 \cdot 10 = 6$이다. 이때 **6은 dB로 환산하기 전의 선형 이득**이다.

dB 환산: 주어진 로그값으로 계산하면 $\log_{10} 6 = \log_{10} 2 + \log_{10} 3$이므로 그 값은 $0.3 + 0.5 = 0.8$이다. 따라서 $G_{\text{dB}} = 10\log_{10} 6 = 8$이 되어, 안테나 이득은 8 dB로 ①의 값과 일치한다.

NoteBase

문 15. 자유공간에서 동작하는 레이더 시스템의 송신출력이 10[kW]일 때 탐지거리가 2[km]라면, 송신출력을 20[kW]로 증가시킬 경우의 탐지거리[km]는? (단, 레이더 시스템 및 전파 환경은 모두 동일하다)

① 2

② $2 \times \sqrt{2}$

③ $2 \times \sqrt[4]{2}$

④ 4

정답 3번

간단한 해설

같은 조건에서 레이더의 탐지거리는 **송신출력의 네제곱근에 비례**한다. 송신출력을 2배로 높이면 탐지거리는 $\sqrt[4]{2}$ 배가 되어 $2\sqrt[4]{2}\,\mathrm{km}$가 된다.

계산 과정

자유공간 레이더에서는 전파가 표적까지 진행할 때와 반사되어 돌아올 때 각각 거리의 제곱에 따른 확산 손실을 겪는다. 따라서 수신전력은 $P_r = C\frac{P_t}{R^4}$로 나타낼 수 있다. 여기서 P_t는 송신출력, P_r은 수신전력, R은 표적까지의 거리이며, C는 안테나·파장·표적의 반사 특성 등으로 정해지는 상수이다.

같은 표적에 대해 레이더 시스템과 전파 환경이 동일하면 C와 **탐지에 필요한 최소 수신전력**이 일정하다. 탐지 한계에서 R^4은 P_t에 비례하므로, 변경 전후의 탐지거리는 $\frac{R_2}{R_1} = \sqrt[4]{\frac{P_{t2}}{P_{t1}}}$ 의 관계를 갖는다.

송신출력의 비는 $\frac{20}{10} = 2$이다. 두 출력의 단위가 모두 kW이므로 비를 구할 때 단위가 소거된다. 따라서 탐지거리의 증가 배율은 $\sqrt[4]{2}$이며, 기존 탐지거리 2 km에 이 배율을 곱하면 $R_2 = 2\sqrt[4]{2}\,\mathrm{km}$가 된다.

구한 탐지거리 $2\sqrt[4]{2}\,\mathrm{km}$는 ③의 값과 일치한다.

NoteBase

문 16. 다음과 같은 변수를 갖는 디지털 위성통신에서 요구되는 비트 에너지 대 잡음전력밀도 $(E_b/N_0)_q$가 10.0 [dB]일 때, 수신된 비트 에너지 대 잡음전력밀도 $(E_b/N_0)_r$와 $(E_b/N_0)_q$의 차이인 링크 마진(link margin)[dB]은? (단, $\log_{10} 2 = 0.3$이고, 주어진 변수 외의 영향은 고려하지 않는다)

○ 송신전력 P_t	: 18.0 [dBW]
○ 송신안테나 이득 G_t	: 51.6 [dBi]
○ 전파 경로 상의 총 손실 L	: 214.7 [dB]
○ 수신안테나 이득 G_r	: 35.1 [dBi]
○ 잡음전력밀도 N_0	: -192.5 [dBW/Hz]
○ 비트전송률 R	: 2 [Mbps]

① 9.5

② 10

③ 10.5

④ 11

정답 1번

간단한 해설

수신된 비트 에너지 대 잡음전력밀도는 19.5 dB이다. 링크 마진은 **수신값에서 요구값을 뺀 여유**이므로 19.5 − 10.0 = 9.5 dB이다.

NoteBase

계산 과정

수신전력: 주어진 변수 외의 영향은 없으므로, dB 단위의 링크 계산에서는 **안테나 이득은 더하고 경로 손실은 뺀다**. 수신전력을 C라 하면 $C = P_t + G_t + G_r - L$이다. 따라서 C = 18.0 + 51.6 + 35.1 − 214.7 = −110.0 dBW이다.

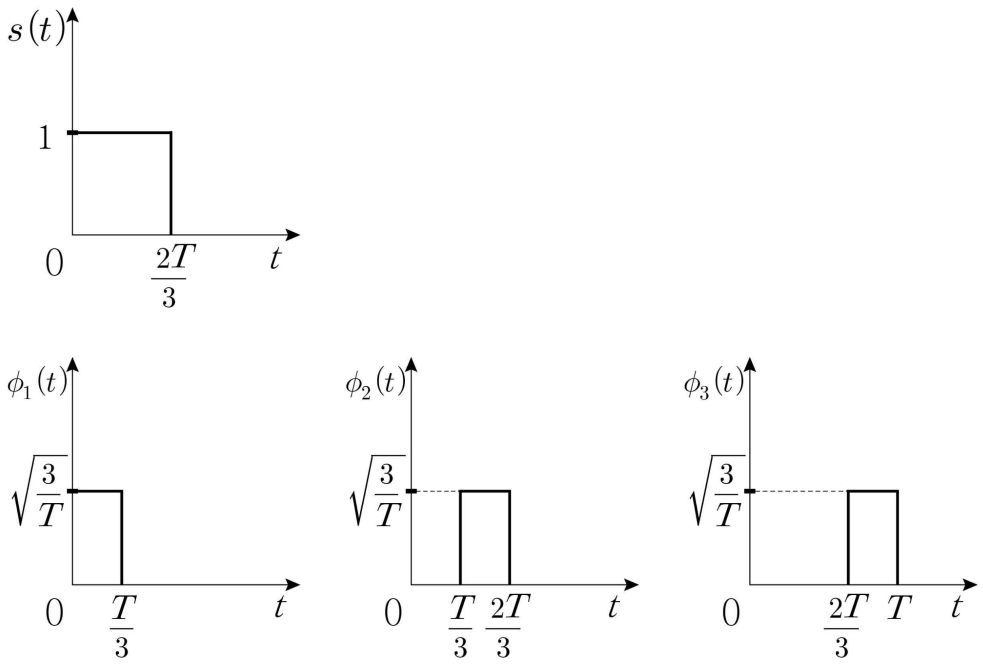
반송파 전력 대 잡음전력밀도: 선형값에서 C/N_0는 수신전력을 잡음전력밀도로 나눈 값이므로, 로그값에서는 두 값을 뺀다. 잡음전력밀도가 −192.5 dBW/Hz이므로, C/N_0의 로그값은 −110.0 − (−192.5) = 82.5 dBHz이다. 이는 아직 비트전송률을 반영하기 전의 값이다.

수신 비트 에너지 대 잡음전력밀도: 선형값에서 비트당 에너지는 $E_b = \frac{C}{R}$이므로, C/N_0의 로그값에서 $10\log_{10} R$을 빼면 수신 $(E_b/N_0)_r$의 dB값을 얻는다. 이때 R은 **bps 단위로 환산**하여 대입한다. $R = 2 \times 10^6$ bps이고, $10\log_{10} R = 10(0.3 + 6) = 63$이다. 따라서 수신값은 82.5 − 63 = 19.5 dB이다.

링크 마진: 요구값 10.0 dB를 수신값에서 빼면 19.5 − 10.0 = 9.5 dB이다. 이는 요구되는 비트 에너지 대 잡음전력밀도보다 9.5 dB의 여유가 있다는 뜻이며, ①의 9.5에 해당한다.

NoteBase

문 17. 다음 신호 $s(t)$를 3개의 정규직교신호 $\phi_1(t), \phi_2(t), \phi_3(t)$를 사용하여 $s(t) = s_1\phi_1(t) + s_2\phi_2(t) + s_3\phi_3(t)$로 나타낼 때 신호 벡터 (s_1, s_2, s_3)는?



① (1,0,0)

② (1,1,0)

③ $\left(\sqrt{\frac{T}{3}}, \sqrt{\frac{T}{3}}, 0\right)$

④ $\left(0, \sqrt{\frac{T}{3}}, \sqrt{\frac{T}{3}}\right)$

정답 3번

간단한 해설

각 계수는 원신호와 해당 정규직교신호의 **내적**으로 구한다. 앞의 두 기저신호는 원신호와 겹치는 구간의 길이가 같아 $s_1 = s_2 = \sqrt{\frac{T}{3}}$이고, 세 번째 기저신호는 원신호와 겹치지 않아 $s_3 = 0$이다.

NoteBase

계산 과정

그림에서 $s(t)$는 $0 \le t < \frac{2T}{3}$에서 1이고 나머지 구간에서 0이다. 세 기저신호는 높이가 모두 $\sqrt{\frac{3}{T}}$ 이며, 각각 길이 $\frac{T}{3}$인 서로 다른 구간에 놓여 있다.

계수 공식: 정규직교신호는 각각 에너지가 1이고 서로 다른 신호의 내적이 0이다. 따라서 주어진 전개식 양변에 $\phi_i(t)$를 곱하여 적분하면 다른 계수의 항은 사라지고 해당 계수만 남는다. 즉, $s_i = \int_0^T s(t)\phi_i(t)dt$이다.

첫 번째 성분: $\phi_1(t)$는 $0 \le t < \frac{T}{3}$에서만 0이 아니며, 이 구간에서 $s(t) = 1$이다. 두 신호의 곱이 일정하므로 적분은 **곱의 높이 × 겹치는 구간의 길이**로 계산한다.

$$s_1 = \int_0^{T/3} \sqrt{\frac{3}{T}}\, dt$$
$$s_1 = \frac{T}{3} \cdot \sqrt{\frac{3}{T}} = \sqrt{\frac{T}{3}}$$

두 번째 성분: $\phi_2(t)$는 $\frac{T}{3} \le t < \frac{2T}{3}$에서만 0이 아니다. 이 구간에서도 $s(t) = 1$이고 구간 길이가 $\frac{T}{3}$이므로 첫 번째 성분과 같은 값이 된다.

$$s_2 = \int_{T/3}^{2T/3} \sqrt{\frac{3}{T}}\, dt = \sqrt{\frac{T}{3}}$$

세 번째 성분: $\phi_3(t)$는 $\frac{2T}{3} \le t < T$에서만 0이 아니지만, 이 구간에서 원신호는 0이다. 두 신호가 **동시에 0이 아닌 구간이 없으므로** 곱의 적분도 0이다.

$$s_3 = \int_{2T/3}^{T} 0\, dt = 0$$

따라서 신호 벡터는 $(s_1, s_2, s_3) = \left(\sqrt{\frac{T}{3}}, \sqrt{\frac{T}{3}}, 0\right)$이며, ③의 벡터와 일치한다.

NoteBase

문 18. 정보신호 $s(t)$를 반송파 $A\cos(\omega_c t)$로 변조할 때, 변조 방식에 따른 신호형식으로 옳지 않은 것은? (단, K_f와 K_p는 양의 상수, A는 반송파 진폭, ω_c는 반송파 각주파수이다.)

① 반송파 전송 양측파대 변조(DSB-TC): $[A + s(t)]\cos(\omega_c t)$

② 반송파 억압 양측파대 변조(DSB-SC): $As(t)\cos(\omega_c t) + \cos(\omega_c t)$

③ 주파수 변조(FM): A≤ft[_ct+K_f ∫ _t_0^ts(τ)dτ]

④ 위상 변조(PM): $A\cos[\omega_c t + K_p s(t)]$

정답 2번

간단한 해설

DSB-SC는 **독립적인 반송파 성분을 억압**하는 방식이다. ②의 식에는 $+\cos(\omega_c t)$가 남아 있으므로, 이 항을 제거한 $As(t)\cos(\omega_c t)$로 고쳐야 한다.

선지별 해설

① O: DSB-TC는 **반송파 성분을 함께 전송**하는 양측파대 변조이다. $[A + s(t)]\cos(\omega_c t)$를 전개하면 반송파 성분 $A\cos(\omega_c t)$와 정보신호에 의한 변조 성분 $s(t)\cos(\omega_c t)$가 함께 나타나므로 제시된 형식이 맞다.

② X: DSB-SC는 정보신호와 반송파를 곱한 $As(t)\cos(\omega_c t)$로 나타내며, **독립적인 반송파 항을 더하지 않는다**. 선지에는 $+\cos(\omega_c t)$가 추가되어 반송파 성분이 남아 있으므로, 이 항을 제거해야 한다.

③ O: FM은 **순시 각주파수의 변화가 정보신호에 비례**하는 방식이다. 순시 각주파수는 전체 위상을 시간으로 미분한 값이므로, 제시된 위상을 미분하면 $\omega_i(t) = \omega_c + K_f s(t)$가 된다. 따라서 위상에 정보신호의 적분이 들어가는 형식이 맞으며, 진폭 A는 일정하다.

④ O: PM은 **위상 편이가 정보신호에 비례**하는 방식이다. 제시된 식은 반송파 위상 $\omega_c t$에 $K_p s(t)$를 직접 더하므로 PM의 형식에 해당하며, 진폭 A는 일정하다.

NoteBase

문 19. 자유공간에서 주파수가 $f_1 = 30$ [kHz]인 신호를 변조하지 않고 전송하는 경우와 이를 변조하여 $f_2 = 1$ [GHz]로 전송하는 경우, 반파장 다이폴 안테나를 사용할 때 안테나의 길이[m]는 각각 얼마인가? (단, 신호의 전파속도는 3×10^8 [m/s]이다)

① f_1: 10,000, f_2: 0.3

② f_1: 5,000, f_2: 0.15

③ f_1: 2,500, f_2: 0.075

④ f_1: 1,250, f_2: 0.0375

정답 2번

간단한 해설

반파장 다이폴 안테나의 전체 길이는 **전송 주파수에 해당하는 파장의 절반**으로, $L = \frac{c}{2f}$이다. 30 kHz에서는 5,000 m, 1 GHz에서는 0.15 m가 필요하다.

계산 과정

자유공간에서 전파속도 c, 주파수 f, 파장 λ의 관계는 $\lambda = \frac{c}{f}$이다. 반파장 다이폴의 **안테나 전체 길이** L은 $L = \frac{\lambda}{2} = \frac{c}{2f}$로 구한다. 전파속도는 문제에서 주어진 $c = 3 \cdot 10^8$m/s를 사용한다.

변조하지 않은 경우: $f_1 = 30\text{kHz} = 30 \cdot 10^3\text{Hz}$이다. 파장은 $\lambda_1 = \frac{3 \cdot 10^8}{30 \cdot 10^3} = 10{,}000\text{m}$이며, 이는 전파 한 주기의 공간적 길이이다. 따라서 안테나 길이는 $L_1 = \frac{10{,}000}{2} = 5{,}000\text{m}$이다.

변조한 경우: 안테나 길이를 정할 때에는 **변조 후 전송 주파수**인 $f_2 = 1\text{GHz} = 10^9\text{Hz}$를 적용한다. 파장은 $\lambda_2 = \frac{3 \cdot 10^8}{10^9} = 0.3\text{m}$이므로, 안테나 길이는 $L_2 = \frac{0.3}{2} = 0.15\text{m}$이다.

두 경우의 안테나 길이는 각각 5,000 m와 0.15 m로, ②의 값과 일치한다.

NoteBase

문 20. 자유공간에서 2.5 [km] 떨어진 송수신기가 주파수 1 [GHz]인 신호로 통신할 때 경로손실[dB]은? (단, 신호의 전파속도는 3×10^8 [m/s]이고, $\pi = 3.0$이다)

① 20

② 40

③ 80

④ 100

정답 4번

간단한 해설

자유공간 경로손실은 $L = 20\log_{10}(4\pi d/\lambda)$로 계산한다. 주어진 조건에서 파장은 0.3 m이고 $4\pi d/\lambda = 10^5$이므로, 경로손실은 **100 dB**이다.

계산 과정

송수신기 사이의 거리 d는 2.5 km = 2500 m이고, 주파수는 $f = 10^9$Hz이다. 전파속도 c와 주파수 f의 관계로 파장을 구하면 $\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{10^9} = 0.3$m이다.

자유공간 경로손실은 안테나 이득을 제외하고 전파가 공간으로 퍼지면서 발생하는 전력 감소를 나타낸다. 선형 전력손실비는 $(4\pi d/\lambda)^2$이므로, 이를 dB로 바꾸면 $L = 20\log_{10}\left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)$이다. 이때 거리와 파장은 **같은 길이 단위**로 대입해야 한다.

문제에서 주어진 $\pi = 3.0$을 적용하면 $\frac{4\pi d}{\lambda} = \frac{4 \cdot 3.0 \cdot 2500}{0.3} = 10^5$이다. 따라서
$L = 20\log_{10}(10^5) = 20 \cdot 5 = 100$dB이다.

계산된 경로손실 100 dB는 ④의 100에 해당한다.

NoteBase