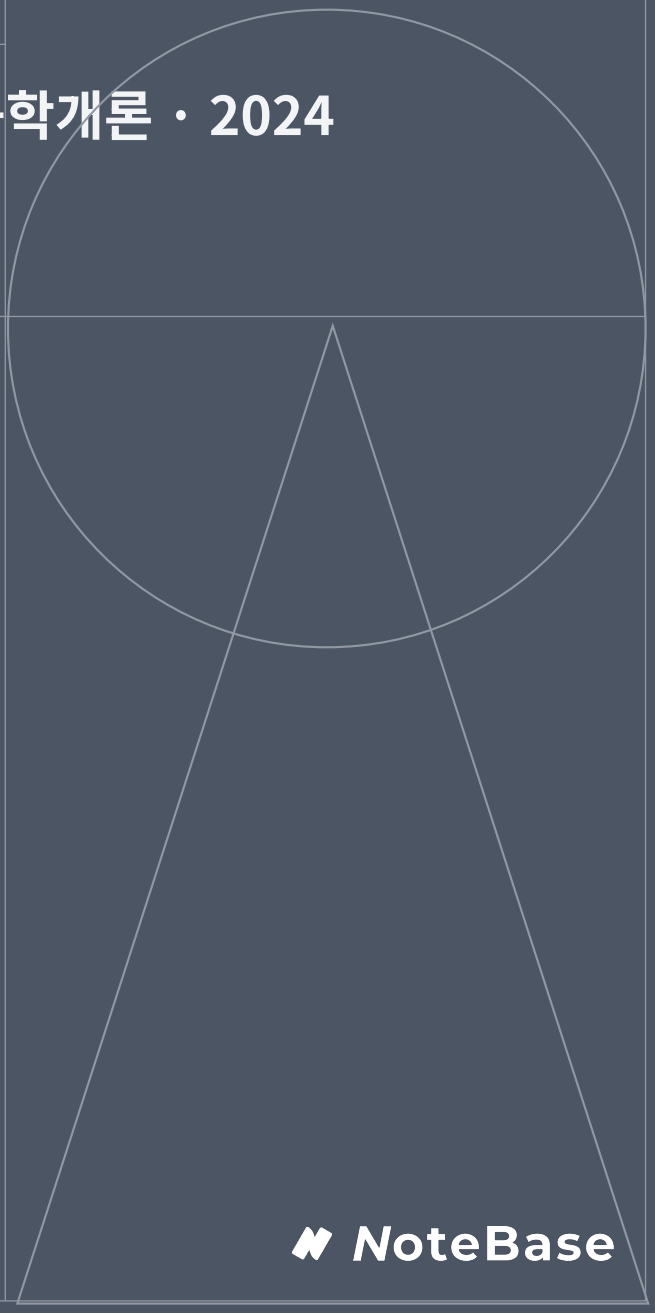
기출OX 해설집

공무원/국가직/9급 · 무선공학개론 · 2024



NoteBase

기출OX 해설집

공무원/국가직/9급 · 무선공학개론 · 2024

공무원/국가직/9급 · 무선공학개론 · 2024

문 1. 평균전력이 P_m인 메시지 신호 $m(t)$를 반송파 억압 양측파대(DSB-SC, double sideband-suppressed carrier) 방식으로 변조한 신호 $s(t) = A_c m(t)\cos(2\pi f_c t)$의 평균전력은? (단, A_c는 상수인 반송파 진폭이고, $m(t)$의 주파수는 반송파의 주파수 f_c보다 매우 작다)

① $\frac{1}{2}A_c^2 P_m$

② $A_c^2 P_m$

③ $\sqrt{2}A_c^2 P_m$

④ $2A_c^2 P_m$

정답 1번

간단한 해설

반송파의 제곱인 $\cos^2(2\pi f_c t)$은 **평균값이 1/2**이므로, 변조 신호의 평균전력은 $\frac{1}{2}A_c^2 P_m$이다.

계산 과정

평균전력은 신호 제곱의 시간평균으로 구한다. 시간평균을 윗줄로 표시하면 메시지 신호에 대해 $P_m = \overline{m^2(t)}$이다. 주어진 변조 신호를 제곱하면 $s^2(t) = A_c^2 m^2(t)\cos^2(2\pi f_c t)$가 되므로, 진폭 계수는 제곱되어 전력에 반영된다.

삼각함수 항등식에 따라 $\cos^2(2\pi f_c t) = \frac{1}{2}[1 + \cos(4\pi f_c t)]$이다. 문제에서 메시지 신호의 주파수가 반송파 주파수보다 매우 작으므로, **메시지의 변화에 비해 반송파가 빠르게 진동한다**. 따라서 $m^2(t)\cos(4\pi f_c t)$의 시간평균은 0이 되어, 제곱한 반송파에서는 상수항 1/2만 평균전력에 기여한다.

이를 적용하면 $P_s = \frac{A_c^2}{2}\overline{m^2(t)}$이고, $\overline{m^2(t)} = P_m$을 대입하여 $P_s = \frac{1}{2}A_c^2 P_m$을 얻는다. 이는 메시지 평균전력에 진폭 계수의 제곱과 반송파 제곱의 평균값을 곱한 것으로, ①의 식과 일치한다.

NoteBase

문 2. 대역폭이 10 [kHz]인 메시지를 1,500 [kHz]의 반송파로 단측파대(SSB, single sideband) 변조하였을 때, 변조된 신호에 대한 양의 스펙트럼에서 상측파대(USB, upper sideband) 점유주파수 대역 [kHz]은?

① 1,490 ~ 1,500

② 1,490 ~ 1,510

③ 1,495 ~ 1,505

④ 1,500 ~ 1,510

정답 4번

간단한 해설

상측파대(USB)는 **반송파보다 높은 쪽**에 메시지의 주파수 성분을 옮긴다. 따라서 반송파 1,500 kHz에서 메시지 대역폭 10 kHz만큼 위로 펼쳐져 1,500~1,510 kHz를 점유한다.

계산 과정

메시지 대역폭을 $B = 10\text{kHz}$, 반송파 주파수를 $f_c = 1{,}500\text{kHz}$라 한다. 기저대역 메시지의 양의 주파수 범위는 $0 \le f_m \le B$로 본다. 여기서 f_m은 메시지에 포함된 각 주파수 성분이다.

반송파로 변조하면 메시지의 각 성분은 반송파를 기준으로 위쪽과 아래쪽에 옮겨진다. SSB는 이 중 한쪽 측파대만 전송하며, USB는 **합주파수 성분**인 $f = f_c + f_m$을 남긴다. 따라서 양의 스펙트럼에서 USB의 주파수 범위는 $f_c \le f \le f_c + B$이고, 그 폭은 메시지 대역폭과 같은 10 kHz이다.

하한은 1,500 + 0 = 1,500 kHz, 상한은 1,500 + 10 = 1,510 kHz이다. 따라서 USB 점유주파수 대역은 1,500~1,510 kHz이며, ④의 범위와 일치한다.

NoteBase

문 3. 다음 전력 값 중 가장 큰 것은?

① 10 [W]

② 1,000 [mW]

③ 10 [dBm]

④ 0 [dBW]

정답 1번

간단한 해설

전력의 크기는 **같은 단위인 W로 환산**하여 비교한다. 10 W는 나머지 값 중 가장 큰 1 W보다 크다.

선지별 해설

dBm은 1 mW를, dBW는 1 W를 기준으로 전력을 로그로 나타낸 값이다. 기준 전력을 P_0, 로그로 표시한 전력 값을 L이라 하면, 실제 전력은 $P = P_0 \cdot 10^{L/10}$으로 환산한다.

① 10 W: 이미 W 단위로 표시되어 있으므로 그대로 10 W이다.

② 1,000 mW: **1 W = 1,000 mW**이므로 1 W이다.

③ 10 dBm: **기준 전력이 1 mW**이므로 $P = 1\text{mW} \cdot 10^{10/10} = 10\text{mW}$이다. W로 바꾸면 0.01 W이다.

④ 0 dBW: **0 dBW는 기준 전력인 1 W**를 뜻한다. $P = 1\text{W} \cdot 10^{0/10} = 1\text{W}$이므로 전력이 0이라는 뜻이 아니다.

W 단위로 비교하면 10 W > 1 W = 1 W > 0.01 W이므로, 가장 큰 전력은 ①의 10 W이다.

NoteBase

문 4. 다음 주파수 대역 중 파장이 가장 짧은 것은?

① VHF(very high frequency)

② SHF(super high frequency)

③ UHF(ultra high frequency)

④ MF(medium frequency)

정답 2번

간단한 해설

같은 매질에서는 **주파수가 높을수록 파장이 짧다**. SHF는 제시된 네 대역 중 주파수가 가장 높으므로 파장이 가장 짧다.

선지별 해설

진공에서 전파의 파장과 주파수는 $\lambda = \frac{c}{f}$의 관계를 갖는다. 여기서 λ는 파장, f는 주파수, c는 진공 중 전파의 속력이다. c가 일정하므로 **주파수와 파장은 반비례**한다. 각 대역의 주파수 범위와 이에 대응하는 진공 중 파장을 비교하면 다음과 같다.

① VHF: 주파수 범위는 30~300 MHz이고, 파장은 약 1~10 m이다. UHF와 SHF보다 주파수가 낮으므로 파장이 길다.

② SHF: 주파수 범위는 3~30 GHz이고, 파장은 약 1~10 cm이다. 네 대역 중 **주파수가 가장 높아 파장이 가장 짧다**.

③ UHF: 주파수 범위는 300~3,000 MHz, 즉 0.3~3 GHz이고, 파장은 약 10 cm~1 m이다. VHF보다 주파수가 높아 파장이 짧지만, SHF보다는 주파수가 낮아 파장이 길다.

④ MF: 주파수 범위는 300~3,000 kHz이고, 파장은 약 100~1,000 m이다. 네 대역 중 주파수가 가장 낮으므로 **파장이 가장 길다**.

주파수는 MF < VHF < UHF < SHF 순으로 높아지고, 파장은 반대로 짧아진다. 따라서 파장이 가장 짧은 대역은 ② SHF이다.

NoteBase

문 5. FM(frequency modulation) 변조에 대한 설명으로 옳지 않은 것은?

① 변조된 신호의 평균전력은 일정하다.

② 복조기에서 PLL(phase locked loop)을 사용할 수 있다.

③ 변조된 신호의 진폭은 메시지 신호의 적분에 비례한다.

④ 최대 주파수 편이가 증가할수록 카슨(Carson)의 법칙으로 구한 변조 신호의 유효 대역폭도 증가한다.

정답 3번

간단한 해설

FM 신호의 **진폭은 일정**하며, 메시지 신호의 적분에 비례하는 것은 **반송파에 대한 위상 편이**이다. 순간 주파수의 편이는 메시지 신호 자체에 비례한다.

선지별 해설

① O: 이상적인 FM은 메시지에 따라 주파수를 변화시키면서 **진폭을 일정하게 유지**하는 변조이다. 신호의 전압 진폭을 A_c, 부하저항을 R이라 하면 평균전력은 $P = \frac{A_c^2}{2R}$이다. 따라서 진폭과 부하저항이 같으면 주파수 편이가 달라져도 전체 평균전력은 일정하다.

② O: PLL은 입력 신호와 내부 전압제어발진기(VCO)의 위상 차이를 검출하고, 그 차이를 줄이도록 발진 주파수를 조절하는 회로이다. PLL이 FM 신호를 **잠금 상태에서 추적**하면 VCO의 제어전압이 입력 신호의 주파수 변화를 따라 변한다. 이 제어전압에서 직류 성분을 제거하고 크기를 조정하면 메시지 신호를 복원할 수 있다.

③ X: FM에서 메시지 신호의 적분에 비례하는 것은 진폭이 아니라 **위상 편이**이다. 메시지를 $m(t)$, 주파수 감도를 k_f, 반송파 주파수를 f_c라 하면 순간 주파수는 $f_i(t) = f_c + k_f m(t)$이다. 위상은 순간 주파수를 시간에 대해 적분하여 얻으므로, 초기 위상 편이를 0으로 두면 위상 편이는 $\phi(t) = 2\pi k_f \int_0^t m(\tau)d\tau$가 된다. 이때에도 FM 신호의 진폭은 일정하다.

④ O: 최대 주파수 편이를 Δf, 메시지 신호의 최고 주파수를 W라 하면 카슨의 법칙에 따른 유효 대역폭은 $B \approx 2(\Delta f + W)$이다. 각 주파수와 대역폭의 단위는 Hz이다. 따라서 **메시지의 최고 주파수가 같은 조건**에서 최대 주파수 편이가 커지면 유효 대역폭도 증가한다.

NoteBase

문 6. 평균은 0이고 평균전력은 1 [W]인 정규화된 메시지 신호 $m_n(t)$를 평균전력이 100 [W]인 반송파를 이용하여 반송파 전송 양측파대 (DSB-TC, double sideband-transmitted carrier) 방식으로 변조한다. 변조된 신호 $s(t) = A_c[1 + am_n(t)]\cos(2\pi f_c t)$의 평균전력이 125 [W]일 때, 변조지수 a는? (단, $0 < a \leq 1$이고, A_c는 상수인 반송파 진폭이며, $m_n(t)$의 주파수는 반송파의 주파수 f_c보다 매우 작다)

① 0.2

② 0.3

③ 0.4

④ 0.5

정답 4번

간단한 해설

메시지 신호의 평균이 0이고 정규화된 평균전력이 1이므로, DSB-TC 신호의 전체 평균전력은 $P_s = P_c(1 + a^2)$이다. **반송파 외에 추가된 전력 25 W**가 $100a^2$ W에 해당하므로 변조지수는 a = 0.5이다.

계산 과정

주어진 조건: 반송파 평균전력을 P_c, 변조된 신호의 전체 평균전력을 P_s라 두면 각각 100 W, 125 W이다. 윗줄을 시간평균 기호로 쓰면 메시지 신호는 $\overline{m_n(t)} = 0$이며, 정규화된 평균전력 조건에서 $\overline{m_n^2(t)} = 1$이다.

평균전력 관계: 메시지 주파수가 반송파 주파수보다 매우 작으므로, 메시지가 거의 일정한 동안 반송파의 여러 주기를 평균할 수 있다. 이때 코사인 제곱의 평균은 1/2이고, 반송파 전력은 $P_c = \frac{A_c^2}{2}$이다. 따라서 변조 신호의 전력은 $P_s = P_c\overline{[1 + am_n(t)]^2}$로 계산한다. 대괄호 안을 제곱하면 상수항의 평균은 1, 교차항의 평균은 **메시지 평균이 0이므로 0**, 제곱항의 평균은 a^2이다. 이에 따라 $P_s = P_c(1 + a^2)$가 된다.

변조지수 계산: 전체 전력에서 반송파 전력을 빼면 125 − 100 = 25 W이다. 이는 **양측파대의 합계 전력**이며 $P_c a^2$에 해당한다. 따라서 $a^2 = \frac{125-100}{100} = 0.25$이다. 조건 $0 < a \leq 1$에 따라 양의 제곱근을 취하면 $a = \sqrt{0.25} = 0.5$이다. 변조지수는 단위가 없는 비율이며, 이 값은 ④의 0.5와 일치한다.

NoteBase

문 7. 아날로그 신호를 평탄 표본화한 PAM(pulse amplitude modulation) 신호의 스펙트럼 변형을 보상하기 위해 사용되는 것은?

① 등화기
② 미분기
③ 상관기
④ 양자화기

정답 1번

간단한 해설

평탄 표본화에서는 표본값을 일정 시간 유지하기 때문에 주파수에 따라 신호 성분의 크기가 다르게 감쇠한다. 이 스펙트럼 변형을 반대 특성으로 보상하는 장치가 **등화기**이다.

핵심 풀이

평탄 표본화는 표본을 취한 순간의 신호 크기를 펄스가 지속되는 동안 일정하게 유지하는 방식이다. 이때 폭이 유한한 직사각형 펄스의 주파수 특성이 스펙트럼에 곱해져, 신호 대역에서 고주파 성분이 저주파 성분보다 상대적으로 더 감쇠하는 sinc 형태의 변형이 나타난다. 이를 **개구 효과**라고 한다.

등화기는 신호 대역에서 이러한 감쇠의 **역특성**을 갖도록 주파수 응답을 조정한다. 더 많이 감쇠한 성분을 상대적으로 더 크게 보상하여 원래 신호의 주파수 성분 간 크기 관계를 회복한다. 따라서 평탄 표본화한 PAM 신호의 스펙트럼 변형을 보상하는 데 등화기를 사용한다.

미분기는 신호의 시간에 따른 변화율을 구하는 장치로, 고주파 성분을 강조하더라도 평탄 표본화의 sinc 감쇠를 보상하는 역특성과는 다르다. 상관기는 두 신호의 유사성을 구하고, 양자화기는 표본의 크기를 정해진 이산적인 값으로 바꾸는 장치이므로 이 스펙트럼 보상 기능과 구별된다.

NoteBase

문 8. 각 변조된 신호 $s(t) = \cos[2\pi f_c t + \beta \sin(2\pi f_m t)]$의 최대 주파수 편이는? (단, f_c와 f_m은 각각 반송파와 메시지 신호의 주파수이고, $f_c \gg f_m > 1$이며 β는 0이 아닌 변조지수이다)

① $\frac{\beta}{2\pi f_m}$
② $2\pi\beta f_m$
③ $\frac{\beta}{f_m}$
④ βf_m

정답 4번

간단한 해설

최대 주파수 편이는 **순간주파수가 반송파 주파수에서 벗어나는 최대 크기**이다. 주어진 신호의 순간주파수는 $f_c + \beta f_m \cos(2\pi f_m t)$이므로 최대 편이는 $\Delta f = \beta f_m$이다.

계산 과정

주어진 신호의 전체 위상을 $\theta(t) = 2\pi f_c t + \beta \sin(2\pi f_m t)$라 하자. f_c는 반송파 주파수, f_m은 메시지 주파수이며, 조건은 $f_c \gg f_m > 1$이다. 변조지수 β는 최대 주파수 편이와 메시지 주파수의 비로 정의되는 무차원 양이며, 이 문항에서는 0이 아니다.

순간주파수는 **위상의 시간 미분을 2π로 나눈 값**이므로 $f_i(t) = \frac{1}{2\pi}\frac{d\theta(t)}{dt}$이다. 위상의 첫 항은 미분 후 2π로 나누면 f_c가 되고, 사인 항은 합성함수 미분에 따라 $2\pi f_m$이 곱해진다. 따라서 $f_i(t) = f_c + \beta f_m \cos(2\pi f_m t)$이다. 위상의 미분값은 각주파수이므로 2π로 나누어야 Hz 단위의 주파수가 된다.

주파수 편이는 순간주파수와 반송파 주파수의 차이이다. 코사인의 값이 −1에서 1 사이로 변하므로 **반송파를 기준으로 한 편이의 최대 크기**는 코사인 항의 진폭이다. 변조지수는 편이의 크기를 기준으로 정의하므로 $\Delta f = \beta f_m$이며, f_m의 단위가 Hz이면 편이의 단위도 Hz이다. 이는 ④의 βf_m에 해당한다.

NoteBase

문 9. 페이딩(fading)에 대한 설명으로 옳지 않은 것은?

① 주파수 선택적 페이딩 환경에서는 주파수 성분 간의 페이딩 특성이 달라질 수 있다.

② 다중경로 채널의 시간 지연 확산은 주파수 선택적 페이딩을 일으킬 수 있다.

③ 도플러 확산으로 수신 신호의 시간 지연 확산을 나타낼 수 있다.

④ 도플러 확산으로 인해 시간 선택적 페이딩이 발생할 수 있다.

정답 3번

간단한 해설

③은 도플러 확산과 시간 지연 확산을 혼동한 설명이다. **도플러 확산**은 상대운동에 따른 수신 신호의 주파수 퍼짐을 나타내며, **시간 지연 확산**은 다중경로 신호들의 도착 시간 차이에서 생긴다.

선지별 해설

① O: 주파수 선택적 페이딩은 신호 대역 안에서 **주파수에 따라 감쇠와 위상 변화가 달라지는** 현상이다. 다중경로 신호들이 합쳐질 때 주파수별로 보강·상쇄되는 정도가 달라지므로, 어떤 주파수 성분은 크게 감쇠하고 다른 성분은 상대적으로 덜 감쇠할 수 있다.

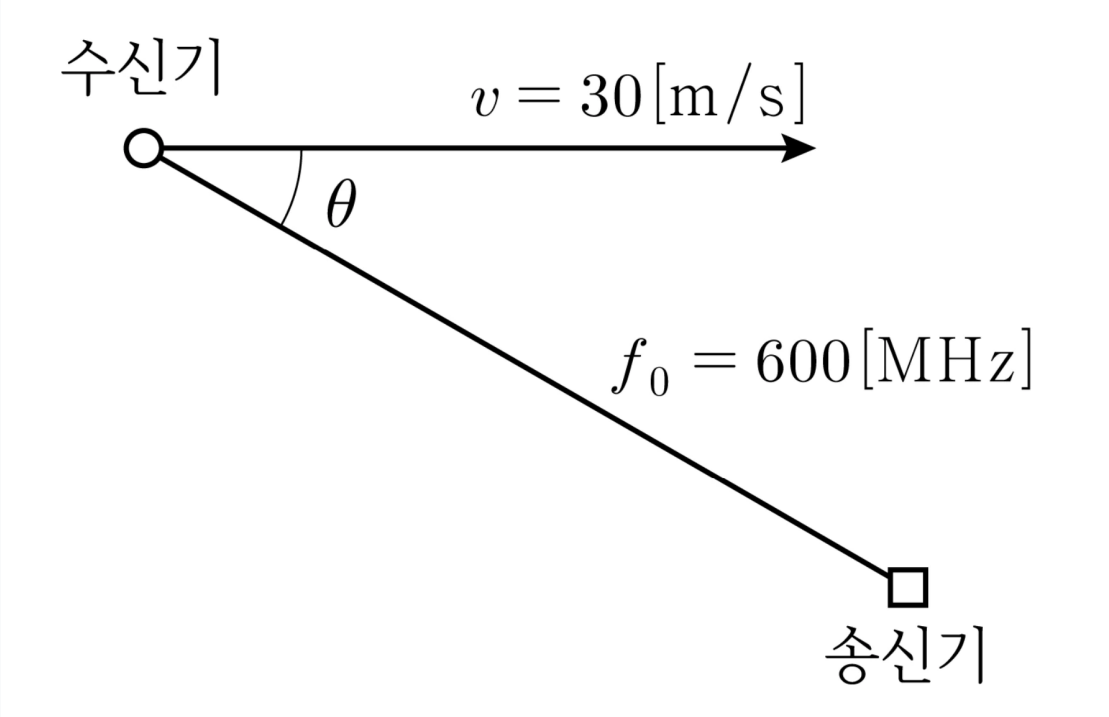
② O: 다중경로에서는 경로 길이가 달라 같은 송신 신호가 서로 다른 시각에 도착하며, 이로 인해 시간 지연 확산이 생긴다. 지연된 신호들이 합쳐지면 주파수 응답이 주파수에 따라 달라진다. **신호 대역폭이 채널의 일관성 대역폭보다 넓으면** 이 차이가 신호 대역 안에서 드러나 주파수 선택적 페이딩이 발생한다. 일관성 대역폭은 채널의 주파수 응답을 거의 일정하다고 볼 수 있는 주파수 범위이다.

③ X: 도플러 확산은 송수신기 등의 상대운동으로 경로마다 도플러 주파수 편이가 달라져 생기는 **주파수의 퍼짐**을 나타낸다. 시간 지연 확산은 경로별 전파 지연의 차이로 생기는 **도착 시간의 퍼짐**이다. 따라서 도플러 확산으로 시간 지연 확산을 나타낸다는 설명은 잘못이며, 도플러 확산은 채널이 시간에 따라 변하는 특성과 연결된다.

④ O: 경로별 도플러 주파수 편이가 다르면 각 신호의 상대적인 위상이 시간에 따라 달라진다. 이에 따라 신호가 합쳐질 때 보강·상쇄되는 정도도 변하므로, 같은 주파수에서도 **채널의 응답이 시간에 따라 달라지는** 시간 선택적 페이딩이 발생할 수 있다.

NoteBase

문 10. 그림과 같이 수신기가 v의 속도로 화살표 방향으로 이동하면서 정지된 송신기로부터 주파수가 f_0인 신호를 받고 있다. $\theta = 30^\circ$일 때, 도플러 주파수[Hz]는? (단, 전파속도는 3×10^8 [m/s]이다)



① $60\sqrt{3}$

② $30\sqrt{3}$

③ 60

④ 30

정답 2번

간단한 해설

도플러 주파수는 수신기 속도 중 **송신기 쪽으로 향하는 성분**을 파장으로 나눈 값이다. 이 성분은 $30\cos 30^\circ$ m/s이고 파장은 0.5 m이므로, 수신 주파수는 송신 주파수보다 $30\sqrt{3}$ Hz 높아진다.

NoteBase

계산 과정

파장 구하기: 그림에서 수신기 속력은 30 m/s, 송신 주파수는 $f_0 = 600\text{MHz} = 6 \times 10^8\text{Hz}$이다. 전파속도 $c = 3 \times 10^8\text{m/s}$와 파장의 관계는 $\lambda = c/f_0$이므로, $\lambda = \frac{3 \times 10^8}{6 \times 10^8} = 0.5\text{m}$이다.

접근 속도 구하기: 그림의 30°는 수신기의 이동 방향과 수신기에서 송신기를 향하는 선 사이의 각이다. 두 지점 사이의 거리를 줄이는 것은 **송수신기를 잇는 선 방향의 속도 성분**이므로, 접근 속도는 $v_r = v\cos\theta$이다. 따라서 $v_r = 30\cos 30^\circ = 15\sqrt{3}\,\text{m/s}$이다.

도플러 주파수 구하기: 도플러 주파수는 이동으로 생기는 수신 주파수의 변화량이다. 수신 속도가 전파속도보다 매우 작을 때, 직접 수신하는 전파의 주파수 변화량은 $f_D = \frac{v_r}{\lambda}$로 구한다. 이는 1초 동안 파면을 추가로 만나는 횟수를 뜻한다. 수신기가 송신기에 접근하므로 주파수는 증가하며, $f_D = \frac{15\sqrt{3}}{0.5} = 30\sqrt{3}\,\text{Hz}$이다. 이 값은 ②에 해당한다.

NoteBase

문 11. 시간 영역에서 연속인 신호 $g(t) = \mathrm{sinc}(2t)$의 에너지는? (단, sinc(t)=cases((π t))/(π t),&t≠0\\1,&t=0cases이다)

① 0.5

② 1

③ 2

④ 4

정답 1번

간단한 해설

정규화 sinc함수의 에너지는 1이며, sinc(2t)는 진폭 변화 없이 **시간축이 1/2로 압축된** 신호이다. 에너지도 원래의 1/2이 되어 0.5이다.

계산 과정

신호의 에너지는 **신호 크기의 제곱을 전체 시간에 걸쳐 적분한 값**이다. 따라서 구할 값은 $E = \int_{-\infty}^{\infty} |g(t)|^2 dt$이다. 주어진 신호는 실수 신호이므로 $|g(t)|^2 = \mathrm{sinc}^2(2t)$이다.

문제의 sinc는 $\mathrm{sinc}(t) = \frac{\sin(\pi t)}{\pi t}$인 정규화 sinc함수이다. 이 함수의 푸리에 변환은 주파수 폭 1, 높이 1인 직사각형 스펙트럼이다. 시간 영역과 주파수 영역의 에너지가 같다는 파르세발 정리에 따라 $\int_{-\infty}^{\infty} \mathrm{sinc}^2(u) du = 1$이다.

이제 $u = 2t$로 치환하면 $dt = \frac{1}{2} du$이고 적분 구간은 그대로 전체 실수 구간이다. 따라서 $E = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \mathrm{sinc}^2(u) du$이며, $E = \frac{1}{2} \cdot 1 = 0.5$이다. 적분 앞의 1/2은 **진폭은 그대로이고 시간 폭만 절반으로 줄어든 효과**를 나타낸다.

따라서 신호 에너지는 0.5이며, ①의 값과 일치한다. 문제에 물리적 단위가 제시되지 않았으므로 수치로 나타낸다.

NoteBase

문 12. 비동기 BFSK(binary frequency shift keying) 시스템에서 비트 전송률이 800 [bps]일 때, 두 반송파가 서로 직교하기 위해 필요한 최소 주파수 간격[Hz]은?

① 400

② 800

③ 1,600

④ 2,400

정답 2번

간단한 해설

비동기 BFSK에서는 반송파 위상과 무관하게 직교해야 하므로 **최소 주파수 간격은 비트 주기의 역수**이다. 따라서 비트 전송률이 800 bps이면 필요한 최소 간격은 800 Hz이다.

계산 과정

비트 전송률을 R_b, 한 비트를 전송하는 시간을 T_b라 하자. BFSK는 한 심벌에 1비트를 전송하므로 심벌 주기와 비트 주기가 같다. 따라서 $T_b = \frac{1}{R_b} = \frac{1}{800}$s이며, 이는 1.25 ms이다.

두 반송파의 주파수를 f_1, f_2라 하고, 그 차이를 $\Delta f = |f_2 - f_1|$라 하자. 비동기 검파는 반송파의 위상 동기를 사용하지 않으므로 **위상과 무관하게 두 신호가 직교**해야 한다. 이를 만족하는 주파수 간격은 $\Delta f = \frac{n}{T_b}$이며, n은 양의 정수이다. 가장 작은 간격은 n = 1일 때 얻는다.

따라서 $\Delta f_{\min} = \frac{1}{T_b} = R_b$이다. 주어진 비트 전송률을 대입하면 최소 주파수 간격은 800 Hz이며, ②의 800에 해당한다.

NoteBase

문 13. 펄스 레이더 시스템에서 평균 송신전력이 200 [W]이고 펄스 폭이 0.1 [μs]이며 펄스 반복 주파수가 2 [kHz]일 때, 첨두 송신전력 [kW]은?

① 100

② 400

③ 1,000

④ 4,000

정답 3번

간단한 해설

평균 송신전력은 첨두 송신전력에 **듀티비(송신 시간의 비율)**를 곱한 값이다. 펄스 폭과 반복 주파수의 곱으로 구한 듀티비가 0.0002이므로, 첨두 송신전력은 1,000 kW이다.

계산 과정

평균 송신전력을 P_{av}, 첨두 송신전력을 P_p, 펄스 폭을 τ, 펄스 반복 주파수를 f_r라 하자. 펄스 동안 일정한 전력으로 송신하고 펄스 사이에는 송신하지 않는 직사각형 펄스 모델을 적용한다. 한 주기에서 **실제로 송신하는 시간의 비율**인 듀티비는 $D = \tau f_r$이며, 평균 전력은 $P_{av} = P_p D$이다.

주어진 값을 초와 Hz로 바꾸면 $\tau = 0.1\mu s = 10^{-7}$s, $f_r = 2\text{kHz} = 2 \cdot 10^3$Hz이다. 따라서 $D = 10^{-7} \cdot 2 \cdot 10^3 = 2 \cdot 10^{-4}$이다. 이는 전체 시간의 0.02% 동안 송신한다는 뜻이다.

첨두 송신전력은 평균 송신전력을 **듀티비로 나누어** 구한다. $P_p = \frac{P_{av}}{D} = \frac{200}{2 \cdot 10^{-4}} = 10^6$W이다.

1 kW = 1,000 W이므로 첨두 송신전력은 1,000 kW이며, ③의 값과 일치한다.

NoteBase

문 14. 수동형 무선항법 시스템에서 편도 전파시간 측정오차가 2 [μs]일 때, 거리 불확실성[m]은? (단, 전파속도는 3×10^8 [m/s]이다)

① 300

② 600

③ 1,200

④ 2,400

정답 2번

간단한 해설

거리 불확실성은 **전파속도와 편도 전파시간 측정오차의 곱**이므로 600 m이다. 편도 시간오차가 주어졌으므로 2로 나누지 않는다.

계산 과정

편도 전파시간을 t, 전파속도를 c, 거리를 r이라 하면 $r = ct$이다. 전파속도가 일정하므로 시간 측정오차 Δt에 따른 거리 불확실성 Δr는 $\Delta r = c\Delta t$로 구한다. 이 문제는 **편도 전파시간의 오차**를 주었으므로 왕복시간을 거리로 환산할 때처럼 2로 나누지 않는다.

전파속도의 단위가 m/s이므로 시간오차도 초로 바꾼다. $1\mu\text{s} = 10^{-6}\text{s}$이므로 $\Delta t = 2 \times 10^{-6}\text{s}$이다.

전파속도 $c = 3 \times 10^8\text{m/s}$에 시간오차를 곱하면 $(3 \times 10^8) \cdot (2 \times 10^{-6}) = 600$이다. 따라서 거리 불확실성은 600 m로, 선택지 ②에 해당한다.

NoteBase

문 15. 자유공간의 전파(propagation) 모델에 대한 설명으로 옳지 않은 것은?

① 송수신기가 장애물이 없는 LOS(line of sight)에 있다고 가정하여 수신 신호 세기의 예측을 위해 사용된다.

② 송수신기 간의 거리가 기준거리의 두 배가 되면, 수신전력은 기준거리에서보다 약 6 [dB] 감소한다.

③ 반송파의 주파수가 높을수록 송수신 안테나 사이의 경로손실은 커진다.

④ 전체 경로손실은 반송파 파장의 제곱에 비례한다.

정답 4번

간단한 해설

④의 '파장의 제곱에 비례한다'는 비례관계를 거꾸로 설명한 것이다. 같은 거리에서 자유공간 경로손실은 **파장의 제곱에 반비례**하므로, 파장이 짧을수록 경로손실이 커진다.

선지별 해설

자유공간 경로손실은 전파가 퍼지면서 수신전력이 줄어드는 정도를 나타낸다. 등방성 안테나를 기준으로 한 선형 경로손실은 $L = \left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2$이다. 여기서 d는 송수신기 사이의 거리, λ는 파장이며 두 길이는 같은 단위로 나타낸다.

① O: 자유공간 전파 모델은 송수신기 사이에 장애물이 없고 직접파가 도달하는 **가시거리(LOS) 환경**을 가정한다. 건물 등에 의한 반사·회절·차폐의 영향을 제외한 이상적인 조건에서 수신 신호 세기를 예측한다.

② O: 주파수, 송신전력 및 송수신 안테나 이득이 같으면 수신전력은 **거리의 제곱에 반비례**한다. 기준거리를 d_0라 하면 $\frac{P_r(2d_0)}{P_r(d_0)} = \frac{1}{4}$이므로, 수신전력의 변화는 $10\log_{10}\left(\frac{1}{4}\right) \approx -6.02\text{dB}$이다. 따라서 거리가 두 배가 되면 수신전력은 약 6 dB 감소한다.

③ O: 자유공간에서 파장과 주파수의 관계는 $\lambda = \frac{c}{f}$이다. c는 빛의 속도, f는 반송파 주파수이다. 이를 경로손실 식에 대입하면 $L = \left(\frac{4\pi df}{c}\right)^2$이므로, **같은 거리에서 주파수가 높을수록** 경로손실이 커진다.

④ X: 경로손실 식에서 파장의 제곱은 분모에 있으므로, 같은 거리에서 경로손실은 **파장의 제곱에 반비례**한다. '파장의 제곱에 비례한다'는 설명은 '파장의 제곱에 반비례한다'로 고쳐야 한다. 예를 들어 파장이 두 배가 되면 선형 경로손실은 기존의 1/4이 된다.

NoteBase

문 16. 다음 인공위성들이 지구국으로부터 전파를 수신할 때, 전파 지연 시간이 큰 것부터 순서대로 바르게 나열한 것은?

(가) 정지궤도위성
(나) 중궤도위성
(다) 저궤도위성

① (가) — (나) — (다)
② (나) — (가) — (다)
③ (나) — (다) — (가)
④ (다) — (나) — (가)

정답 1번

간단한 해설

전파는 거의 일정한 속도로 이동하므로 **지구국과 위성 사이의 거리가 멀수록** 전파 지연 시간이 길다. 궤도 고도가 높은 위성일수록 전파가 이동할 거리가 길어져 지연 시간이 커진다.

올바른 순서

(가) → (나) → (다)

(가) 정지궤도위성: 전파 지연 시간은 지구국에서 보낸 전파가 위성에 도달하는 데 걸리는 시간이다. 전파 속도가 거의 일정하므로 **이동 거리가 길수록 지연 시간이 길다**. 정지궤도위성은 세 유형 중 궤도 고도가 가장 높아 지구국으로부터 전파를 수신할 때 지연 시간이 가장 크다.

(나) 중궤도위성: 궤도 고도가 정지궤도위성보다 낮고 저궤도위성보다 높다. 따라서 지구국과 위성 사이의 전파 이동 거리도 중간이어서, 전파 지연 시간은 **정지궤도위성보다 짧고 저궤도위성보다 길다**.

(다) 저궤도위성: 세 유형 중 궤도 고도가 가장 낮아 지구국에서 위성까지 전파가 이동하는 거리가 가장 짧다. 따라서 전파 지연 시간이 가장 작다.

NoteBase

문 17. 디지털통신에 대한 설명으로 옳은 것은?

① 비트 주기와 심볼 주기의 값은 같을 수 없다.

② 표본화된 신호의 스펙트럼 중첩 현상을 에일리어싱(aliasing)이라고 한다.

③ 데이터를 압축하기 위해 채널코딩을 사용한다.

④ 수신 신호대잡음비(SNR)가 커지면 비트오류율이 증가한다.

정답 2번

간단한 해설

표본화하면 원래 신호의 스펙트럼이 표본화 주파수 간격으로 반복된다. 이 스펙트럼들이 **서로 겹쳐 원래의 주파수 성분을 구별할 수 없게 되는 현상**을 에일리어싱이라고 한다.

선지별 해설

① X: 비트 주기는 한 비트를 전송하는 데 걸리는 시간이고, 심볼 주기는 한 심볼을 전송하는 데 걸리는 시간이다. **한 심볼에 한 비트를 대응시키는 이진 변조**에서는 두 주기가 같다. 따라서 비트 주기와 심볼 주기는 같을 수 있다.

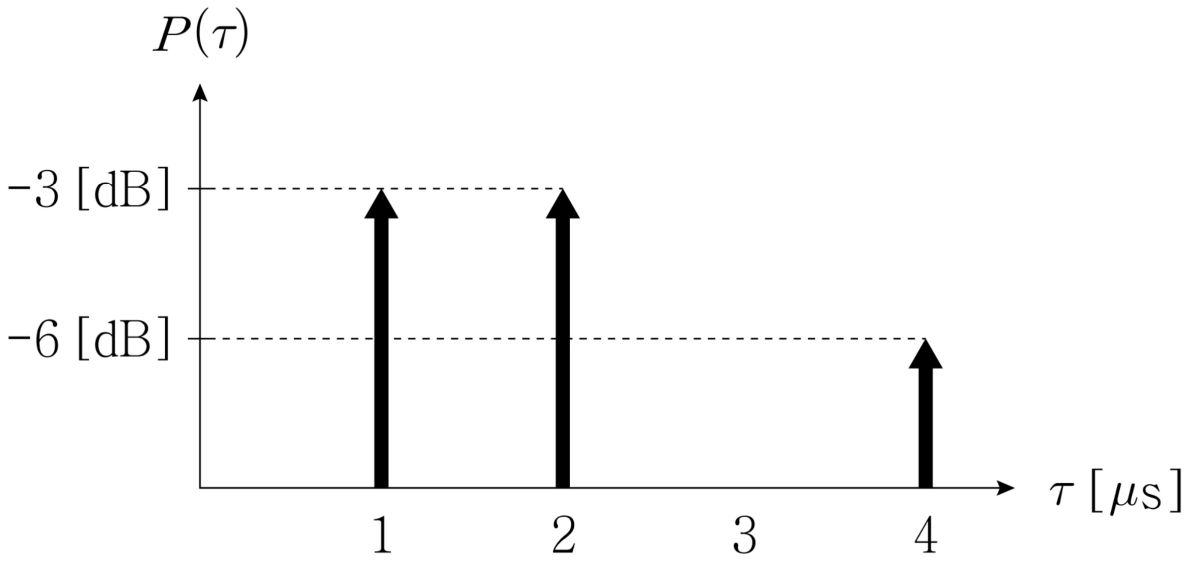
② O: 표본화된 신호의 스펙트럼에는 원래 스펙트럼의 복사본이 표본화 주파수 간격으로 반복된다. 표본화 주파수가 충분히 높지 않으면 이들이 **서로 중첩되어 서로 다른 주파수 성분을 구별할 수 없게 된다**. 이 현상이 에일리어싱이며, 이때에는 표본값만으로 원래 신호를 정확히 복원할 수 없다.

③ X: 데이터를 압축하는 데 사용하는 것은 **소스코딩**이다. 소스코딩은 정보 표현에 필요한 비트 수를 줄이는 반면, 채널코딩은 전송 중 발생하는 오류를 검출하거나 정정할 수 있도록 여분의 비트를 추가한다. 따라서 채널코딩의 목적은 압축이 아니라 전송의 신뢰성을 높이는 데 있다.

④ X: 같은 변조 방식과 채널 조건에서 수신 신호대잡음비가 커지면 비트오류율은 **감소한다**. 신호가 잡음에 비해 강해질수록 수신기가 송신된 비트를 더 정확히 판별할 수 있기 때문이다.

NoteBase

문 18. 다중경로 페이딩(multipath fading)으로 인한 무선 채널의 전력지연 프로파일(power delay profile)이 다음 그림과 같을 때, 이 채널의 평균초과지연(mean excess delay)[μs]은? (단, $P(\tau)$는 지연시간 τ에서의 전력이고, $\log_{10} 2 = 0.3$이다)



① 1

② 1.5

③ 2

④ 2.5

정답 3번

간단한 해설

평균초과지연은 각 지연시간을 **선형 전력으로 가중평균**한 값이다. 그림의 −3 dB, −3 dB, −6 dB를 전력비 2:2:1로 바꾸어 계산하면 평균초과지연은 2 μs이다.

NoteBase

계산 과정

그림에서 지연시간은 각각 1 μs, 2 μs, 4 μs이고, 대응하는 전력은 −3 dB, −3 dB, −6 dB이다. 가로축의 지연시간과 각 화살표 끝의 전력값을 짝지어 사용한다.

dB는 전력비를 로그로 나타낸 값이므로 **선형 전력비로 변환**한 뒤 가중치로 사용한다. 공통 기준 전력을 P_0, 각 경로의 전력을 P_i라 하면 dB 값은 $10\log_{10}(P_i/P_0)$이다. 주어진 $\log_{10} 2 = 0.3$을 적용하면 −3 dB는 $P_i/P_0 = \frac{1}{2}$, −6 dB는 $P_i/P_0 = \frac{1}{4}$에 해당한다. 따라서 세 경로의 전력비는 2:2:1이다.

평균초과지연은 전력지연 프로파일에서 **각 경로의 전력 비중을 반영한 지연시간의 평균**이다. 경로별 지연시간을 τ_i라 하면 $\bar{\tau} = \frac{\sum_i P_i \tau_i}{\sum P_i}$로 구한다. 모든 전력에 공통으로 곱해진 값은 분자와 분모에서 소거되므로 실제 전력 대신 전력비 2:2:1을 사용할 수 있다.

지연시간을 μs 단위로 넣으면 가중합은 $2 \times 1 + 2 \times 2 + 1 \times 4 = 10$이고, 전력 가중치의 합은 $2 + 2 + 1 = 5$이다. 따라서 $\bar{\tau} = \frac{10}{5} = 2\mu$s이며, 이는 ③의 2에 해당한다.

NoteBase

문 19. 총 주파수 대역폭이 30 [MHz]인 FDD(frequency division duplex) 방식의 셀룰러 시스템이 송수신을 위해 채널당 25 [kHz] 대역 두 개를 사용하고 있다. 클러스터(cluster)당 4개의 셀이 사용될 때, 셀당 가용 채널 수는? (단, 채널 간 및 송수신 대역 간 보호대역은 없다고 가정한다)

① 75

② 150

③ 300

④ 600

정답 2번

간단한 해설

FDD 채널 하나는 **송신용·수신용 대역 한 쌍**을 사용하므로 총 50 kHz가 필요하다. 전체 대역에서 확보한 600개 채널을 클러스터의 4개 셀에 나누면 셀당 150개이다.

계산 과정

1. 채널당 필요 대역폭: FDD는 송신과 수신에 서로 다른 주파수 대역을 사용한다. 이 문제에서는 채널 하나에 25 kHz 대역 두 개가 필요하므로, **송수신 대역폭을 합쳐** $25 \times 2 = 50$ kHz로 계산한다.

2. 클러스터당 가용 채널 수: 총 대역폭은 30 MHz = 30,000 kHz이다. 채널 간 및 송수신 대역 간 보호대역이 없으므로 전체 대역폭을 모두 채널 배정에 사용할 수 있다. 이를 채널당 필요 대역폭으로 나누면 $\frac{30000}{50} = 600$ 개이며, 이는 클러스터의 셀들에 나누어 배정할 송수신 채널 쌍의 총수이다.

3. 셀당 가용 채널 수: 클러스터를 구성하는 4개 셀에 전체 채널을 균등하게 배분하므로, 셀당 채널 수는 $\frac{600}{4} = 150$개이다. 따라서 셀당 가용 채널 수는 150개로, ②의 값과 일치한다.

NoteBase

문 20. 전자파에 대한 설명으로 옳지 않은 것은?

① 일반적으로 대기 중의 전자파 굴절률은 고도가 높아질수록 커진다.

② 전자파가 지면에 닿지 않고 도달할 수 있는 최대 거리를 전파의 가시거리라고 한다.

③ 송신된 후 대지면이나 다른 물체와 접촉하지 않고 수신기에 도달하는 전자파를 직접파라고 한다.

④ 전자파가 진행하는 경로상에 장애물 등의 돌출 부위가 있을 때 휘어져서 진행하는 현상을 회절이라고 한다.

정답 1번

간단한 해설

①의 '고도가 높아질수록 커진다'는 설명은 반대이다. 일반적인 대기에서 전자파의 굴절률은 **고도가 높아질수록 작아진다**.

선지별 해설

① X: 일반적인 대기에서는 고도가 높아질수록 공기 밀도와 수증기의 영향이 줄어 전자파의 굴절률이 **감소하는 경향**을 보인다. 따라서 '커진다'를 '작아진다'로 고쳐야 한다. 이러한 굴절률 분포에서는 전파 경로가 굴절률이 더 큰 지표면 쪽으로 완만하게 휘어진다.

② O: 전파의 가시거리는 전파가 지면에 가로막히지 않고 도달할 수 있는 최대 거리이다. 지구 표면의 곡률 때문에 이 거리에 한계가 생기며, 일반적인 대기에서는 전파가 지표면 쪽으로 굴절하므로 **기하학적인 가시거리보다 길어진다**.

③ O: 직접파는 송신 안테나에서 나온 뒤 대지면이나 다른 물체에서 **반사되지 않고 수신 안테나에 직접 도달하는 전파**이다. 대지면이나 물체에 부딪혀 반사된 후 도달하는 반사파와 구별된다.

④ O: 회절은 전파가 장애물의 모서리나 돌출 부위에서 휘어져 **장애물 뒤의 음영 영역으로도 퍼져 나가는 현상**이다. 매질의 굴절률 변화로 전파 경로가 휘어지는 굴절과 구별된다.

NoteBase