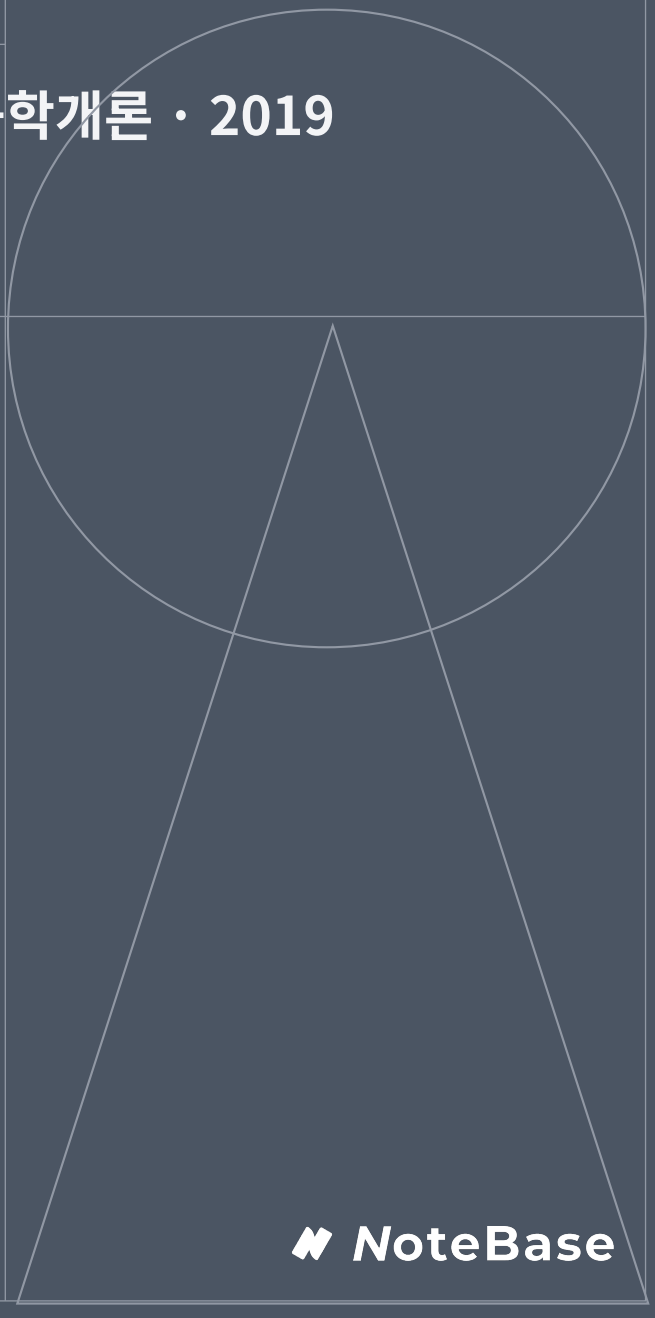
기출OX 해설집

공무원/국가직/9급 · 무선공학개론 · 2019



NoteBase

기출OX 해설집

공무원/국가직/9급 · 무선공학개론 · 2019

공무원/국가직/9급 · 무선공학개론 · 2019

문 1. 마이크로웨이브(microwave) 통신의 특징으로 옳은 것은?

① 전파가 전리층의 영향을 받아 감쇠와 왜곡이 심하다.

② 사용 주파수 범위가 넓어 광대역 전송이 가능하다.

③ 1 [GHz] ~ 10 [GHz]의 주파수 영역에서는 전자기 잡음레벨이 상대적으로 매우 높다.

④ 동작주파수가 높아 고이득, 고지향성 안테나의 구현이 불가능하다.

정답 2번

간단한 해설

마이크로웨이브는 이용할 수 있는 주파수 영역이 넓어 **넓은 전송 대역폭**을 확보하기에 유리하다. 이를 이용하여 많은 정보를 보내는 광대역 통신을 구현할 수 있다.

선지별 해설

① X: 마이크로웨이브는 단파에 비해 **전리층의 영향을 적게 받는다**. 단파 통신은 전리층에서 전파가 굴절되어 지상으로 되돌아오는 성질을 이용하지만, 마이크로웨이브는 대체로 전리층을 통과한다. 따라서 전리층 때문에 감쇠와 왜곡이 심하다는 설명은 일반적인 특징에 맞지 않는다.

② O: 마이크로웨이브는 이용할 수 있는 주파수 영역이 넓어 **광대역 전송에 필요한 대역폭**을 확보하기에 유리하다. 넓은 대역폭을 이용하면 고속 데이터나 많은 통신 채널을 전송할 수 있다. 여기서 광대역 전송은 반송파 주파수가 높다는 뜻만이 아니라, 신호 전송에 넓은 주파수 폭을 사용한다는 뜻이다.

③ X: 1~10 GHz 영역은 일반적으로 은하 잡음과 대기 잡음이 **상대적으로 낮은** 영역이므로 통신에 유리하다. 따라서 전자기 잡음레벨이 상대적으로 매우 높다는 설명은 반대이다. 다만 강우나 주변 간섭 등 실제 환경에 따라 잡음과 전파 손실은 달라질 수 있다.

④ X: 주파수가 높아지면 파장이 짧아지므로, 같은 개구 크기의 안테나에서 **높은 이득과 좁은 빔폭**을 얻기 쉽다. 빔폭이 좁다는 것은 특정 방향으로 전파를 집중하는 지향성이 높다는 뜻이다. 따라서 마이크로웨이브에서는 파라볼라 안테나 등을 이용하여 고이득·고지향성 안테나를 구현할 수 있다.

NoteBase

문 2. 송신안테나의 출력전력이 10 [W]이고 안테나이득이 20 [dB]인 경우 실효등방성방사전력(EIRP)[W]는?

① 10

② 100

③ 1,000

④ 10,000

정답 3번

간단한 해설

안테나이득 20 dB는 **전력비 100배**에 해당한다. EIRP는 송신전력에 이 선형 이득을 곱하므로 10 × 100 = 1,000 W이다.

계산 과정

EIRP는 안테나의 최대 방사 방향에서 같은 전력밀도를 만드는 등방성 안테나의 등가 송신전력이다. 송신전력을 P_t, 등방성 안테나 기준의 선형 이득을 G라 하면 EIRP = P_tG이다. 주어진 송신전력 10 W에 안테나이득을 적용한다.

이득 변환: 전력비의 데시벨 표현은 $G_{dB} = 10\log_{10} G$이다. 따라서 20 dB를 선형 이득으로 바꾸면 $G = 10^{\frac{20}{10}} = 100$이다. 이 100은 전력의 단위가 없는 비율이므로 **20 dB를 그대로 곱하지 않고 100배로 환산**해야 한다.

전력 계산: EIRP = 10 × 100 = 1,000 W이다. 이는 최대 방사 방향에서 이 안테나가 만드는 전력밀도를 등방성 안테나로 얻으려면 1,000 W가 필요하다는 뜻이며, ③의 1,000 W에 해당한다.

NoteBase

문 3. 전파의 성질에 대한 설명으로 옳지 않은 것은?

① 전파는 횡파이며 평면파이다.

② 균일 매질에서 전파하는 전파는 직진한다.

③ 주파수가 높을수록 회절작용이 심하다.

④ 서로 다른 매질의 경계면에서 굴절과 반사되는 성질이 있다.

정답 3번

간단한 해설

같은 매질과 장애물 조건에서는 **주파수가 낮아 파장이 길수록 회절이 두드러진다**. 따라서 '주파수가 높을수록 회절작용이 심하다'는 설명은 관계를 반대로 서술한 것이다.

선지별 해설

① O: 전파는 전기장과 자기장이 진행 방향에 수직으로 진동하는 횡파이다. 평면파는 같은 위상의 점들이 평면을 이루는 파동을 말한다. 실제 안테나에서 방사된 전파의 파면은 곡면일 수 있지만, **송신원에서 충분히 먼 곳의 작은 관측 영역**에서는 평면으로 근사할 수 있다. 선지의 평면파 설명은 이러한 근사를 전제로 이해한다.

② O: 균일 매질에서는 위치에 따라 굴절률이 달라지지 않으므로, 매질의 굴절률 변화 때문에 진행 경로가 휘어지는 현상이 없다. 따라서 경계면이나 장애물의 영향이 없는 영역에서 전파는 **직진**한다.

③ X: 회절은 전파가 장애물의 가장자리나 틈을 지나면서 그 뒤쪽으로 퍼져 나가는 현상이다. 전파 속도 v, 주파수 f, 파장 λ 사이에는 $v = f\lambda$의 관계가 있다. 전파 속도가 같은 조건에서 주파수가 낮아지면 파장이 길어지고, 같은 장애물에 대해 회절이 더 두드러진다. 따라서 '주파수가 높을수록'을 **'주파수가 낮을수록'**으로 고쳐야 한다.

④ O: 전기적 성질이 서로 다른 매질의 경계에 전파가 도달하면, 일부는 원래 매질로 되돌아가는 반사가 일어나고 일부는 다른 매질로 투과할 수 있다. 굴절률이 다른 매질로 비스듬히 입사하여 투과하면 진행 방향이 바뀌는 굴절이 나타난다. 즉, 반사는 **원래 매질로 되돌아가는 현상**이고 굴절은 매질의 변화에 따라 전파의 진행 방향이 달라지는 현상이다.

NoteBase

문 4. 신호 $s(t) = 10\cos(4 \times 10^9 \pi t)$를 반파장 다이폴 안테나로 수신할 경우, 안테나의 길이[cm]는? (단, 전파의 속도는 3×10^8 [m/s]이다)

① 5

② 7.5

③ 10

④ 12.5

정답 2번

간단한 해설

신호의 주파수는 2×10^9 Hz이므로 파장은 15 cm이다. 반파장 다이폴 안테나의 **전체 길이는 파장의 절반**인 7.5 cm이다.

계산 과정

주파수: 정현파의 표준형 $s(t) = A\cos(2\pi ft)$에서 f는 주파수이고, t의 계수는 각주파수이다. 따라서 주어진 신호는 $2\pi f = 4 \times 10^9 \pi$를 만족하므로 $f = \frac{4 \times 10^9 \pi}{2\pi} = 2 \times 10^9$ Hz이다. 진폭 10은 파장이나 안테나 길이 계산에 영향을 주지 않는다.

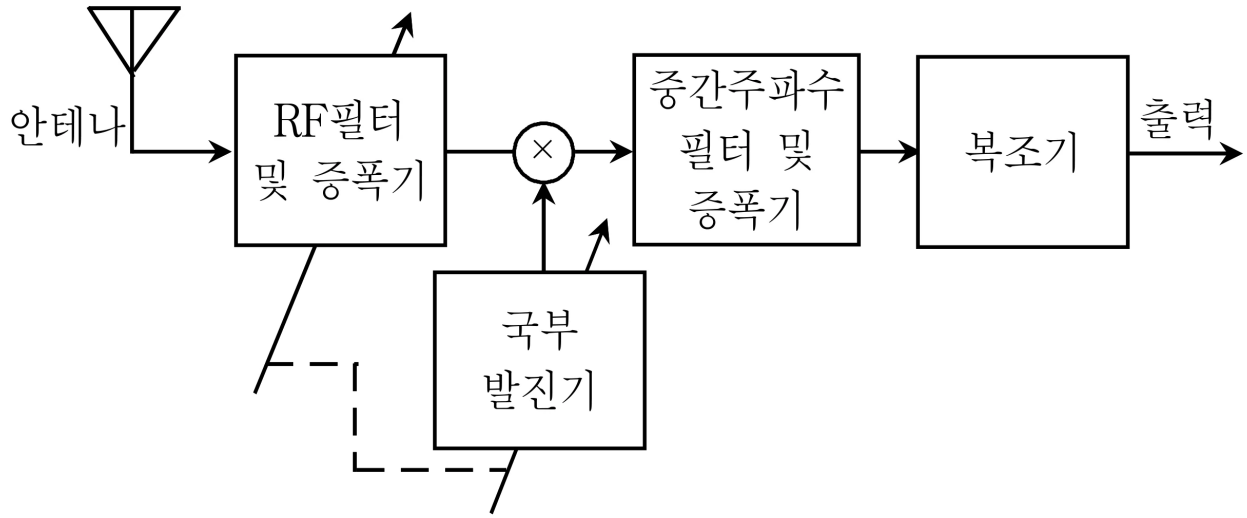
파장: 전파가 한 주기 동안 이동하는 거리가 파장 λ이므로, 전파 속도 c와 주파수 f 사이에 $\lambda = \frac{c}{f}$가 성립한다. 주어진 값을 대입하면 $\lambda = \frac{3 \times 10^8}{2 \times 10^9} = 0.15$ m이고, 이를 cm로 바꾸면 15 cm이다.

안테나 길이: 반파장 다이폴은 **두 도체를 합한 전체 길이가 반파장**인 안테나이다. 따라서 전체 길이 L은 $L = \frac{\lambda}{2} = \frac{15}{2} = 7.5$ cm이다.

계산한 안테나 길이 7.5 cm는 ②의 값과 일치한다.

NoteBase

문 5. 다음 그림은 반송파주파수 950 [kHz]로 진폭변조된 신호를 중간 주파수 455 [kHz]로 변환하는 슈퍼헤테로다인(superheterodyne) 수신기이다. 하측 튜닝(low-side tuning)을 사용하는 국부발진기의 주파수[kHz]는?



① 40

② 495

③ 1405

④ 1860

정답 2번

간단한 해설

하측 튜닝은 국부발진 주파수를 **수신 반송파주파수보다 낮게** 설정하는 방식이다. 두 주파수의 차가 중간주파수이므로, 국부발진 주파수는 950 − 455 = 495 kHz이다.

NoteBase

계산 과정

그림에서 RF 필터 및 증폭기의 출력과 국부발진기의 출력은 ×로 표시된 혼합기에 입력된다. 혼합으로 생긴 합·차 주파수 성분 중 중간주파수 필터가 차 주파수 성분을 선택한다. 수신 반송파주파수를 f_{RF}, 국부발진 주파수를 f_{LO}, 중간 주파수를 f_{IF}라 하면, $f_{IF} = |f_{RF} - f_{LO}|$이다.

하측 튜닝에서는 **국부발진 주파수가 수신 반송파주파수보다 낮다**. 따라서 $f_{IF} = f_{RF} - f_{LO}$이며, 이를 국부발진 주파수에 대해 정리하면 $f_{LO} = f_{RF} - f_{IF}$이다.

주어진 수신 반송파주파수 950 kHz와 중간 주파수 455 kHz를 대입하면, 국부발진 주파수는 950 − 455 = 495 kHz이다. 실제로 950 − 495 = 455 kHz이므로 요구된 중간 주파수를 얻는다. 계산값 495 kHz는 ②에 해당한다.

NoteBase

문 6. 정지궤도 위성과 극궤도 위성에 대한 설명으로 옳은 것은?

① 극궤도 위성의 공전주기는 지구의 자전주기와 같다.

② 극궤도 위성은 적도 상공에 궤도를 유지하면서 지구 주위를 회전한다.

③ 정지궤도 위성은 남극과 북극을 통과하는 궤도를 따라 지구 주위를 공전한다.

④ 정지궤도 위성의 고도는 극궤도 위성의 고도에 비해 높다.

정답 4번

간단한 해설

정지궤도 위성은 지구 자전주기에 맞춰 공전하기 위해 고도 **약 35,786 km**의 궤도를 이용한다. 이는 일반적인 지구관측용 극궤도 위성이 이용하는 **저궤도보다 높다**.

선지별 해설

① X: 극궤도라는 명칭은 남극과 북극 부근을 지나는 궤도의 방향을 나타내며, 공전주기가 지구 자전주기와 같다는 뜻이 아니다. 일반적인 저궤도 극궤도 위성의 공전주기는 약 100분이다. 지구 자전주기와 같은 약 23시간 56분의 공전주기를 가져야 하는 것은 **정지궤도 위성**이다.

② X: 극궤도 위성은 적도 상공에 머무는 것이 아니라 **남극과 북극 부근을 지나는 궤도**를 따라 공전한다. 적도 상공의 원궤도에서 지구 자전과 같은 방향과 각속도로 공전하여 지상에서 같은 위치에 보이는 위성이 정지궤도 위성이다.

③ X: 정지궤도 위성은 남극과 북극을 통과하지 않고 **적도면에 놓인 원궤도**를 따라 공전한다. 궤도가 적도면에서 기울어져 있으면 지상에서 위성의 위치가 남북으로 변하므로 정지해 보이지 않는다. 남극과 북극 부근을 지나는 것은 극궤도 위성의 특징이다.

④ O: 정지궤도 위성의 고도는 약 35,786 km이며, 일반적인 지구관측용 극궤도 위성은 고도 약 200~1,000 km의 저궤도를 이용한다. 따라서 **일반적인 저궤도 극궤도 위성과 비교하면 정지궤도 위성이 더 높다**. 다만 극궤도는 궤도의 기울기에 따른 분류이므로, 극궤도라는 말만으로 고도가 하나로 정해지는 것은 아니다.

NoteBase

문 7. PCM(Pulse Code Modulation) 방식에 대한 설명으로 옳은 것은?

① 왜곡을 발생시키지 않는 최소 표본화 주파수를 나이키스트 주파수라고 한다.

② 양자화 이후에 표본화를 진행한다.

③ 적은 비트 수로 입력신호의 넓은 범위를 양자화하기 위해서는 균일 양자화가 적합하다.

④ 양자화 비트 수가 증가할수록 양자화 잡음은 증가한다.

정답 1번

간단한 해설

대역 제한 신호를 복원하기 위한 이론적 최소 표본화 주파수는 **신호 최고 주파수의 2배**이다. 이 기준은 표본화로 주파수 성분이 겹치는 에일리어싱을 막기 위한 것이며, 양자화 오차까지 없앤다는 뜻은 아니다.

선지별 해설

① O: 최고 주파수가 f_m인 저역통과 대역 제한 신호에서 이론적 최소 표본화 주파수는 $2f_m$이다. 이 문항의 나이키스트 주파수는 이 **최소 표본화 주파수**를 뜻한다. 표본화 주파수가 이 기준보다 낮으면 주파수 성분이 서로 겹치는 에일리어싱이 발생하여 원래 신호를 복원하기 어렵다. 실제 시스템에서는 필터 특성 등을 고려하여 이 기준보다 높게 표본화한다. 여기서 방지하는 왜곡은 표본화에 따른 왜곡이며, 양자화 오차는 별도로 남는다.

② X: PCM의 기본 처리 순서는 **표본화 → 양자화 → 부호화**이다. 먼저 연속 신호를 일정한 시간 간격으로 읽어 표본값을 얻고, 그 표본값의 진폭을 유한한 대표값 중 하나로 바꾸는 양자화를 수행한다. 이어서 각 양자화 값을 이진 부호로 표현한다. 따라서 양자화가 표본화보다 먼저라는 순서를 고쳐야 한다.

③ X: 적은 비트 수로 넓은 입력 진폭 범위를 다루려면 **비균일 양자화**가 적합하다. 균일 양자화는 모든 진폭 구간의 양자화 간격이 같아 작은 진폭의 신호에서 상대적인 오차가 커지기 쉽다. 비균일 양자화는 작은 진폭 구간을 촘촘하게, 큰 진폭 구간을 성기게 나누어 제한된 양자화 단계를 배분한다. PCM에서 사용하는 압신은 송신 측에서 진폭 범위를 압축하고 수신 측에서 확장하여 이러한 효과를 얻는 방식이다.

④ X: 입력 진폭 범위가 같을 때 양자화 비트 수가 증가하면 **양자화 잡음은 감소한다**. 한 표본에 배정하는 비트 수가 n이면 표현할 수 있는 양자화 단계 수는 2^n개이다. 비트 수가 늘어나면 단계 수가 많아지고 양자화 간격이 좁아져, 실제 표본값과 양자화 대표값 사이의 오차가 작아진다.

NoteBase

문 8. 지구국과 위성 사이의 거리가 22,500 [km] 떨어져 있을 때, 지구국에서 전파를 발사하여 지구국으로 되돌아올 때까지 걸리는 시간[ms]은? (단, 위성에서의 지연시간은 무시하고, 전파의 속도는 3×10^8 [m/s]이다)

① 100

② 150

③ 200

④ 250

정답 2번

간단한 해설

전파는 지구국에서 위성까지 갔다가 돌아오므로 **편도 거리의 2배**를 이동한다. 왕복 거리 45,000 km를 전파 속도로 나누면 왕복 시간은 0.15 s, 즉 150 ms이다.

계산 과정

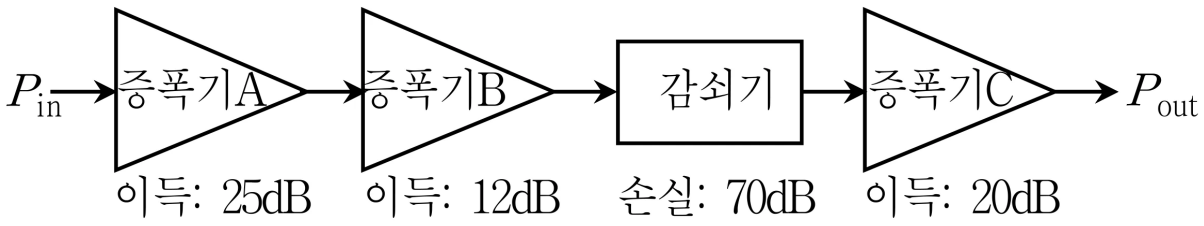
왕복 거리: 지구국과 위성 사이의 편도 거리는 22,500 km이다. 지구국 → 위성 → 지구국으로 이동하므로 **왕복 거리**는 22,500 × 2 = 45,000 km이며, 속도의 단위에 맞춰 바꾸면 45,000,000 m이다.

전파의 이동 시간: 이동 시간을 t, 왕복 거리를 s, 전파 속도를 c라 하면 $t = \frac{s}{c}$이다. **위성에서의 지연시간은 무시**하므로 전파가 왕복하는 시간만 구한다. 주어진 속도 $c = 3 \times 10^8$m/s를 대입하면 $t = \frac{45{,}000{,}000}{3 \times 10^8} = 0.15$s 이다.

ms 환산: 1 s = 1,000 ms이므로 0.15 s = 150 ms이다. 이는 ②의 150 ms에 해당한다.

NoteBase

문 9. 다음 그림에서 입력전력(P_{in})이 1[W]일 때, 전력이득 (P_{out}/P_{in})과 출력전력(P_{out})[dBm]은? (단, $\log_{10} 2 = 0.3$이다)



① 0.05, -13

② 0.05, 17

③ 0.1, -13

④ 0.1, 17

정답 2번

간단한 해설

증폭기의 이득을 더하고 감쇠기의 손실을 빼면 전체 이득은 -13 dB이며, 선형 전력이득은 **0.05**이다. 입력 1 W의 0.05배인 출력 50 mW를 1 mW 기준으로 나타내면 **17 dBm**이다.

계산 과정

전체 이득: 그림의 증폭기 A·B·C의 이득은 각각 25 dB, 12 dB, 20 dB이고, 감쇠기의 손실은 70 dB이다. 직렬로 연결된 각 단의 전력비는 곱해지므로, 로그로 나타낸 dB 이득은 더한다. 이때 감쇠기의 **손실은 음의 이득**으로 반영한다. 전체 이득은 25 + 12 - 70 + 20 = -13 dB이다.

선형 전력이득: 전력이득을 $G = P_{out}/P_{in}$이라 하면 dB 이득은 $10\log_{10} G$이다. 따라서 $10\log_{10} G = -13$에서 $G = 10^{-1.3}$이다. 주어진 조건으로 $\log_{10} 20 = 1 + 0.3 = 1.3$이므로 $G = \frac{1}{20} = 0.05$이다. 이는 출력전력이 **입력전력의 5%**라는 뜻이며, 전력비 자체에는 단위가 없다.

출력전력: 입력이 1 W이므로 $P_{out} = GP_{in}$에 따라 출력은 $0.05 \times 1 = 0.05$ W = 50 mW이다. dBm은 **1 mW를 기준으로 한 전력의 로그값**이므로 $P_{out}[\text{dBm}] = 10\log_{10} \frac{50\text{mW}}{1\text{mW}}$이다. 여기서 $\log_{10} 50 = \log_{10} \frac{100}{2} = 2 - 0.3 = 1.7$이므로 출력전력은 $10 \times 1.7 = 17$ dBm이다.

전력이득 0.05와 출력전력 17 dBm의 조합은 ②에 해당한다.

NoteBase

문 10. 진폭변조(AM)된 신호 $A_c[1 + am(t)]\cos(2\pi f_c t)$의 포락선검파가 왜곡 없이 가능한 경우는? (단, A_c는 반송파 진폭, f_c는 반송파 주파수, $m(t)$는 메시지 신호, f_m은 메시지 신호의 주파수이다)

① $a = 0.1,\ m(t) = 12\cos(2\pi f_m t)$

② $a = 0.2,\ m(t) = 8\cos(2\pi f_m t)$

③ $a = 0.3,\ m(t) = 4\cos(2\pi f_m t)$

④ $a = 0.4,\ m(t) = \cos(2\pi f_m t)$

정답 4번

간단한 해설

④는 변조도가 0.4이므로 **과변조가 발생하지 않는다**. $1 + am(t)$의 최솟값이 0.6으로 양수이므로 포락선이 메시지 신호의 변화를 그대로 따른다.

계산 과정

메시지 신호를 $m(t) = M\cos(2\pi f_m t)$로 놓으면, M은 메시지의 진폭이고 변조도는 $\mu = aM$이다. 포락선은 $A_c|1 + \mu\cos(2\pi f_m t)|$이므로, **괄호 안의 값이 음수가 되지 않아야** 직류 성분 제거와 크기 조정을 통해 메시지를 복원할 수 있다. 코사인의 최솟값은 −1이므로 이 조건은 $1 - \mu \geq 0$, 즉 $\mu \leq 1$이다. 변조도가 1을 넘으면 과변조로 인해 음수 부분이 절댓값으로 접혀 검파 출력이 왜곡된다.

① a = 0.1, M = 12이므로 변조도는 $0.1 \times 12 = 1.2$이다. 괄호 안의 최솟값은 $1 - 1.2 = -0.2$로 음수가 되어 과변조가 발생한다.

② a = 0.2, M = 8이므로 변조도는 $0.2 \times 8 = 1.6$이다. 괄호 안의 최솟값은 $1 - 1.6 = -0.6$으로 음수가 되어 과변조가 발생한다.

③ a = 0.3, M = 4이므로 변조도는 $0.3 \times 4 = 1.2$이다. a가 1보다 작더라도 **메시지 진폭까지 곱한 변조도**가 1을 넘으므로 과변조가 발생한다.

④ 코사인 앞의 계수가 1이므로 M = 1이다. 변조도는 $0.4 \times 1 = 0.4$이며, 괄호 안의 최솟값은 $1 - 0.4 = 0.6$이다. 전 구간에서 양수를 유지하므로 과변조에 의한 왜곡 없이 포락선검파가 가능하다.

따라서 포락선검파 조건을 만족하는 경우는 변조도가 0.4인 ④이다. 변조도는 진폭의 비를 나타내므로 단위가 없다.

NoteBase

문 11. 다음 중 비선형 변조방식은?

① SSB(Single Sideband)

② VSB(Vestigial Sideband)

③ PM(Phase Modulation)

④ AM(Amplitude Modulation)

정답 3번

간단한 해설

PM은 정보신호에 따라 반송파의 **위상**을 바꾸는 각도변조이다. 정보신호가 코사인 함수의 위상 항에 들어가므로, 정보신호와 변조파 사이에 **중첩원리가 성립하지 않는 비선형 변조**로 분류한다.

공통 해설

변조방식의 선형성은 정보신호를 더하거나 일정 배율로 바꿀 때, 정보신호가 실린 변조 성분에도 같은 합산·배율 관계가 성립하는지를 기준으로 한다. 이것이 중첩원리이며, 정보신호와 무관하게 더해지는 고정 반송파 성분은 제외하고 판단한다.

AM은 정보신호에 비례하여 반송파의 진폭을 변화시킨다. SSB와 VSB도 진폭변조 계열로, 진폭변조 신호의 측파대를 선형 필터로 선택하여 얻을 수 있다. 반송파와 필터를 고정하면 이러한 곱셈과 필터링은 정보신호에 대해 **중첩원리를 유지**하므로 세 방식은 선형 변조에 속한다.

PM의 변조파는 $s(t) = A_c\cos[\omega_c t + k_p m(t)]$로 나타낸다. 여기서 $m(t)$는 정보신호, A_c는 반송파 진폭, ω_c는 반송파 각주파수, k_p는 위상감도이다. 정보신호가 코사인 함수의 위상 항 안에 있으므로, 두 정보신호를 합쳐 변조한 파형은 각각 변조한 파형의 합과 일반적으로 같지 않다. **위상 변화량이 정보신호에 비례하더라도 변조파 전체는 선형 관계가 아니므로**, PM은 비선형 변조에 해당한다.

NoteBase

문 12. 주파수변조(FM)에 대한 설명으로 옳은 것은?

① 변조된 신호의 전력은 변조되기 전 반송파의 전력보다 크다.

② 변조된 신호의 진폭이 시간에 따라 변화한다.

③ 변조지수가 작을수록 S/N비를 개선할 수 있다.

④ 프리엠퍼시스와 디엠퍼시스 기술을 이용하여 성능을 개선할 수 있다.

정답 4번

간단한 해설

FM에서는 복조 후 고주파 쪽의 잡음이 더 크게 나타난다. 송신 전에 고주파 신호 성분을 강조하는 **프리엠퍼시스**와 수신 후 이를 되돌리는 **디엠퍼시스**를 함께 사용하면, 원래 신호의 주파수별 균형을 복원하면서 고주파 잡음을 줄일 수 있다.

선지별 해설

① X: 이상적인 FM은 반송파의 진폭을 일정하게 유지하므로, 같은 부하에서 변조 전후의 **전체 평균 전력은 같다**. 변조로 측파대가 생겨도 전체 전력이 증가하는 것이 아니라 반송파와 측파대 사이에 전력이 재분배된다.

② X: FM은 정보 신호에 따라 반송파의 **순간 주파수를 변화**시키는 방식이다. 이상적인 FM 신호의 진폭, 즉 포락선의 크기는 일정하다. 진폭을 정보 신호에 따라 변화시키는 방식은 진폭변조(AM)이다.

③ X: FM 변조지수는 최대 주파수 편이를 변조 신호의 주파수로 나눈 값이다. 수신 신호가 FM 문턱값 이상으로 충분히 강하고 변조 신호 주파수 등 다른 조건이 같다면, 주파수 편이를 늘려 **변조지수를 크게 할수록** 복조 출력의 S/N비가 개선된다. 다만 주파수 편이가 커지면 필요한 전송 대역폭도 넓어진다.

④ O: FM 복조 출력의 잡음은 고주파 쪽에서 더 크게 나타난다. 프리엠퍼시스는 송신 측에서 변조 전에 정보 신호의 고주파 성분을 상대적으로 강조한다. 수신 측의 디엠퍼시스는 복조 후 그에 대응하는 감쇠 특성을 적용하여 **신호의 주파수별 균형을 복원하면서 고주파 잡음도 억제**한다. 따라서 두 기술을 함께 사용하면 S/N비를 개선할 수 있다.

NoteBase

문 13. 이상적인 두 개의 등방성(isotropic) 안테나 사이의 거리를 d [m], 전파의 파장을 λ_0 [m]라고 할 때, 자유공간경로손실은?

① $\left(\frac{4\pi d}{\lambda_0}\right)^2$
② $\left(\frac{2\pi d}{\lambda_0}\right)^2$
③ $\frac{4\pi d}{\lambda_0}$
④ $\frac{2\pi d}{\lambda_0}$

정답 1번

간단한 해설

자유공간경로손실은 **수신 전력에 대한 송신 전력의 비**이다. 이상적인 등방성 안테나 사이에서는 이 전력비가 $\left(\frac{4\pi d}{\lambda_0}\right)^2$로 주어진다.

공통 해설

자유공간에서 두 안테나가 서로의 원거리장에 있고 편파와 임피던스가 정합된 이상적인 경우를 생각한다. 등방성 안테나는 모든 방향으로 균일하게 방사하며, 송신·수신 안테나의 이득은 각각 1이다.

송신 전력을 P_t, 수신 전력을 P_r라 하면 프리스 전송식은 $\frac{P_r}{P_t} = \left(\frac{\lambda_0}{4\pi d}\right)^2$이다. 이는 송신 전력 중 수신 안테나에 전달되는 비율을 나타낸다. 자유공간경로손실 L은 **이 전달 비율의 역수**이므로 $L = \frac{P_t}{P_r} = \left(\frac{4\pi d}{\lambda_0}\right)^2$이다.

여기서 d와 λ_0는 모두 m 단위이므로 L은 무차원 전력비이다. 따라서 계수는 2π가 아니라 4π이며, **전체 비를 제곱**해야 한다. 제곱이 없는 식은 이 전력손실비를 나타내지 못한다.

NoteBase

문 14. 마이크로웨이브 전송시스템에서 송신출력이 30 [dBm], 송수신 안테나이득이 각각 20 [dB], 자유공간경로손실이 130 [dB], 수신기의 최소수신감도가 −75 [dBm]일 때, 링크마진(link margin)[dB]는? (단, 잡음은 무시한다)

① 5

② 10

③ 15

④ 20

정답 3번

간단한 해설

링크마진은 **수신전력과 최소수신감도의 차이**이다. 수신전력이 −60 dBm이므로 최소수신감도 −75 dBm에 비해 15 dB의 여유가 있다.

계산 과정

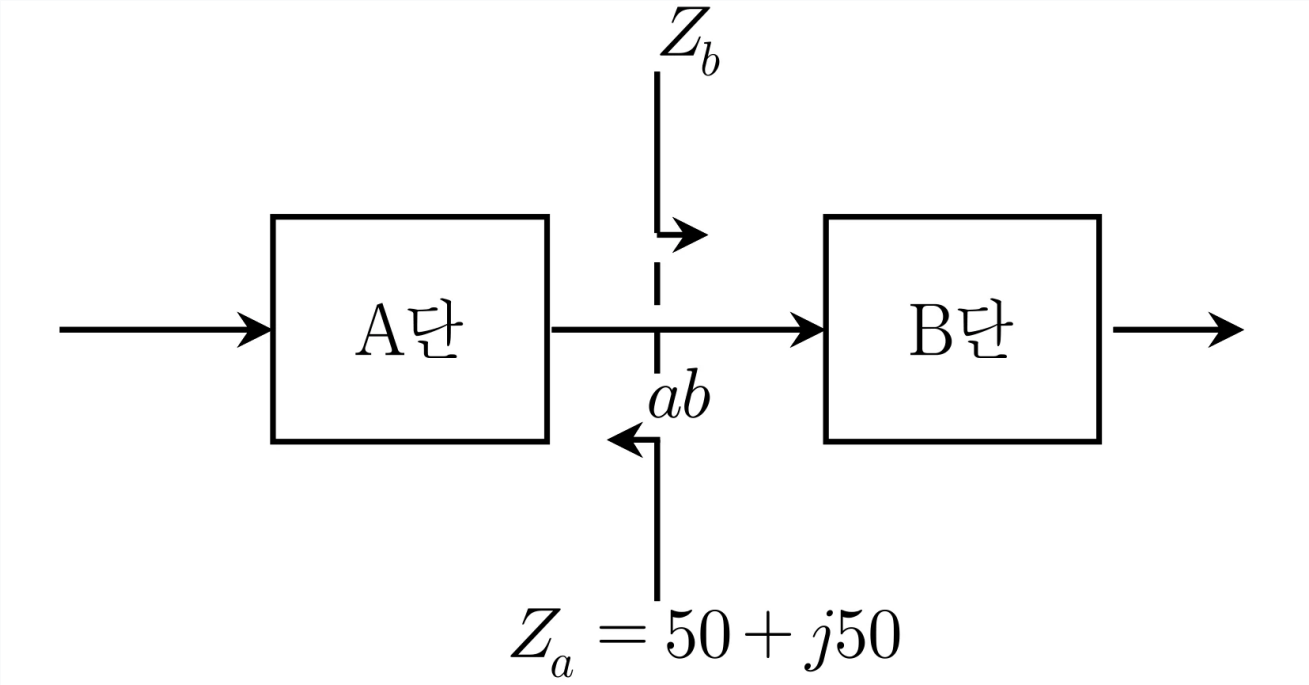
수신전력 계산: 송신출력은 30 dBm, 송신·수신 안테나이득은 각각 20 dB, 자유공간경로손실은 130 dB이다. 로그 단위로 주어졌으므로 송신출력에 **두 안테나이득을 모두 더하고 경로손실을 뺀다**. 수신전력은 30 + 20 + 20 − 130 = −60 dBm이다.

링크마진 계산: 링크마진은 수신전력이 수신기의 최소수신감도보다 얼마나 높은지를 나타낸다. 문제에서 잡음을 무시하므로 주어진 최소수신감도 −75 dBm을 기준으로 여유를 구한다. 링크마진은 −60 − (−75) = 15 dB이다. 두 전력의 dBm 값의 차이는 dB로 나타내며, 이는 **추가 손실이 15 dB 발생하면 최소수신감도에 도달**한다는 뜻이다.

계산된 링크마진 15 dB는 ③의 값과 일치한다.

NoteBase

문 15. 다음 그림과 같이 A단과 B단이 연결되어 있을 경우, 전송선 ab 지점에서 A단과 B단 사이에 최대 전력이 전달되는 조건은? (단, Z_a는 ab지점에서 바라본 A단의 출력임피던스, Z_b는 ab지점에서 바라본 B단의 입력임피던스, $j=\sqrt{-1}$이다)



① $Z_b = 50 + j50$

② $Z_b = 50 - j50$

③ $Z_b = j50$

④ $Z_b = -j50$

정답 2번

간단한 해설

최대 전력 전달을 위해서는 B단의 입력임피던스가 A단의 출력임피던스와 **켤레복소수 관계**여야 한다. 저항 성분은 같게, 리액턴스 성분은 부호를 반대로 하므로 $Z_b = 50 - j50$이다.

NoteBase

계산 과정

주어진 값: 그림에서 ab 지점을 기준으로 A단을 바라본 출력임피던스는 $Z_a = 50 + j50$이다. 이를 $Z_a = R_a + jX_a$로 쓰면 저항 성분은 $R_a = 50$, 리액턴스 성분은 $X_a = 50$이다. 구할 값은 같은 지점에서 B단을 바라본 입력임피던스 $Z_b = R_b + jX_b$이다. 각 성분의 단위는 Ω이다.

적용 조건: A단의 출력임피던스가 주어지고 B단의 저항과 리액턴스를 선택할 수 있을 때, B단에 전달되는 평균 유효전력은 **켤레 정합**에서 최대가 된다. 조건은 $Z_b = Z_a^*$, 즉 $R_b = R_a$와 $X_b = -X_a$이다. 두 리액턴스가 상쇄되어 합성임피던스의 허수부가 0이 되고, 부하 저항까지 전원측 저항과 같아야 최대 전력이 전달된다.

대입과 결과: 저항 성분 50은 유지하고 리액턴스 성분 +50의 부호를 바꾸면 $Z_b = (50 + j50)^* = 50 - j50$이다. 따라서 필요한 B단 입력임피던스는 $(50 - j50)\Omega$이며, 이는 ②의 값과 일치한다.

NoteBase

문 16. 반송파 전송 양측파대(DSB-TC) 변조방식에 대한 설명으로 옳은 것은?

① 변조된 신호의 진폭이 변하지 않는다.

② 힐버트(Hilbert) 변환이 반드시 사용된다.

③ 메시지신호의 대역폭이 B [Hz]이면 변조된 신호의 대역폭은 2B [Hz]이다.

④ 왜곡 없이 비동기식 복조를 하려면 변조 지수는 1보다 커야 한다.

정답 3번

간단한 해설

DSB-TC는 반송파를 중심으로 **상측파대와 하측파대를 모두 전송**한다. 메시지신호의 대역폭이 B Hz이면 각 측파대가 B Hz씩 차지하므로 전체 대역폭은 **2B Hz**이다.

선지별 해설

DSB-TC는 반송파와 상·하측파대를 함께 전송하는 일반적인 AM 방식이다.

① X: DSB-TC는 메시지신호에 따라 **반송파의 진폭을 변화**시키는 진폭변조 방식이다. 반송파 성분을 함께 전송한다는 뜻이지, 변조된 신호의 진폭이 일정하다는 뜻은 아니다.

② X: 메시지신호에 직류 성분을 더한 뒤 반송파와 곱하면 DSB-TC 신호를 만들 수 있으므로 **힐버트 변환은 필수가 아니다**. 힐버트 변환은 한쪽 측파대를 제거하는 SSB의 위상법 구현 등에 이용된다.

③ O: 반송파 주파수를 f_c라 하면, 대역폭이 B Hz인 기저대역 메시지신호의 변조 결과는 $f_c - B$부터 f_c까지의 하측파대와 f_c부터 $f_c + B$까지의 상측파대를 갖는다. 따라서 **두 측파대를 합한 대역폭**은 2B Hz이다. 반송파 성분은 그 중심에 있으므로 대역폭을 추가로 넓히지 않는다.

④ X: 비동기식 복조인 포락선 검파에서 과변조에 의한 왜곡을 피하려면 변조 지수는 **1 이하여야 한다**. 변조 지수가 1보다 크면 과변조가 되어 진폭을 나타내는 계수가 부호를 바꾸고, 포락선은 그 절댓값으로 접힌다. 이때 포락선이 원래 메시지신호의 모양을 보존하지 못하므로 왜곡이 발생한다.

NoteBase

문 17. 직교 주파수 분할 다중화(OFDM) 전송방식에 대한 설명으로 옳지 않은 것은?

① PAPR(Peak-to-Average Power Ratio)이 높아 송신기의 전력효율이 낮아진다.

② 인접심벌 간 간섭을 제거하기 위해 보호구간(guard interval)을 추가한다.

③ 전송할 직렬 스트림 형태의 입력데이터를 병렬데이터 스트림으로 나누어 각각에 부반송파를 할당한다.

④ 직교성이 유지되기 위해 각 부반송파의 주파수 스펙트럼이 중첩되지 않아야 한다.

정답 4번

간단한 해설

④의 '주파수 스펙트럼이 중첩되지 않아야 한다'는 설명이 잘못되었다. OFDM은 부반송파의 스펙트럼이 **서로 중첩되면서도 직교성을 유지**하도록 주파수 간격을 정하여 대역폭을 효율적으로 사용한다.

선지별 해설

① O: PAPR은 평균전력에 대한 첨두전력의 비이다. OFDM에서는 여러 부반송파가 순간적으로 같은 위상으로 합쳐져 큰 첨두전력이 발생할 수 있다. 이를 왜곡 없이 증폭하려면 전력증폭기를 포화점보다 낮은 평균출력으로 동작시키는 **출력 백오프**가 필요하므로 전력효율이 낮아진다.

② O: 다중경로로 지연된 이전 심벌의 신호가 다음 심벌에 겹치면 심벌 간 간섭이 발생한다. OFDM은 보통 심벌 뒷부분을 복사한 순환접두부(CP)를 보호구간으로 붙이고, 수신 시 이를 제외한 유효 구간을 복조한다.
보호구간이 채널의 최대 초과 지연 이상이면 이전 심벌의 지연 성분이 유효 구간에 침범하는 것을 막아 심벌 간 간섭을 제거할 수 있다.

③ O: 고속의 직렬 입력데이터를 **여러 저속 병렬 스트림**으로 나누고 각 스트림을 서로 다른 부반송파에 실어 동시에 전송한다. 각 스트림의 전송속도가 낮아지면 심벌 길이가 길어져, 같은 다중경로 지연이 심벌 길이에서 차지하는 비중이 작아진다.

④ X: 직교성은 스펙트럼이 겹치지 않는다는 뜻이 아니라, 유효 심벌 구간에서 서로 다른 부반송파 사이의 내적이 0이 되는 성질이다. 기본 OFDM에서 유효 심벌 길이를 T_u라 하면 인접 부반송파 간격은 $\Delta f = \frac{1}{T_u}$로 정한다. 이때 각 부반송파의 중심주파수는 다른 부반송파 스펙트럼의 영점에 놓이므로, **스펙트럼이 중첩되어도** 직교성이 유지되는 이상적인 수신 조건에서는 부반송파들을 간섭 없이 분리할 수 있다.

NoteBase

문 18. 레이더의 성능에 대한 설명으로 옳은 것은?

① 빔의 폭이 좁을수록 방위분해능이 좋아진다.

② 최대 탐지거리를 2배로 하려면 송신전력을 4배로 해야 한다.

③ 유효반사면적이 작을수록 탐지거리가 증가한다.

④ 펄스폭이 넓을수록 거리분해능이 좋아진다.

정답 1번

간단한 해설

빔폭이 좁으면 같은 거리에 있는 두 표적을 **더 작은 방위각 차이로도 구별**할 수 있다. 따라서 방위분해능이 좋아진다.

선지별 해설

① O: 방위분해능은 거리가 같고 방향이 서로 가까운 두 표적을 구별하는 능력이다. 두 표적이 하나의 빔 안에 들어오면 반사 신호가 겹쳐 하나의 표적으로 보일 수 있다. **빔폭이 좁을수록** 구별에 필요한 최소 방위각 차이가 작아져 방위분해능이 좋아진다.

② X: 송신기와 수신기가 같은 위치에 있는 레이더에서, 다른 조건이 일정하면 수신전력은 $P_r \propto \frac{P_t}{R^4}$의 관계를 따른다. 여기서 P_r은 수신전력, P_t는 송신전력, R은 표적까지의 거리이다. 전파가 표적으로 가는 동안과 반사되어 돌아오는 동안 각각 퍼지므로 거리의 네제곱에 따른 감소가 생긴다. 동일한 최소 수신전력을 유지하면서 최대 탐지거리를 2배로 하려면 송신전력을 $2^4 = 16$배로 해야 한다. 선지의 4배는 **16배**로 고친다.

③ X: 유효반사면적 σ는 표적이 레이더 쪽으로 전파를 되돌려 보내는 정도를 나타내는 양이다. 다른 조건이 같으면 수신전력은 유효반사면적에 비례하고, 최대 탐지거리는 $R_{\max} \propto \sigma^{1/4}$의 관계를 따른다. 유효반사면적이 작아지면 반사 신호가 약해지므로 탐지거리는 감소한다. 탐지거리는 유효반사면적이 **클수록 증가**한다.

④ X: 펄스 압축을 사용하지 않는 일반적인 펄스 레이더에서 거리분해능을 나타내는 최소 구별 거리 간격은 $\Delta R = \frac{c\tau}{2}$이다. 여기서 c는 전파의 전파속도, τ는 펄스폭이며, 2로 나누는 것은 전파가 표적까지 왕복하기 때문이다. 같은 방향의 두 표적에서 돌아온 신호를 구별하려면 도착 시간 차이가 펄스폭 이상이어야 한다. 따라서 **펄스폭이 짧을수록** 더 가까운 거리 간격의 표적을 구별할 수 있어 거리분해능이 좋아진다.

NoteBase

문 19. 무선통신 시스템의 다이버시티(diversity) 기법에 대한 설명으로 옳지 않은 것은?

① CDMA 시스템의 경우 RAKE 수신기를 활용하여 다이버시티 이득을 얻을 수 있다.

② 다수의 수신안테나들을 파장의 1/2 크기 미만으로 가깝게 위치시키면 공간다이버시티를 얻기 용이하다.

③ 동일 신호를 서로 다른 시점에서 송신하고, 이를 결합하여 시간다이버시티를 얻을 수 있다.

④ 동일 신호를 서로 다른 주파수 대역에서 송신하고, 이를 결합하여 주파수다이버시티를 얻을 수 있다.

정답 2번

간단한 해설

②의 '파장의 1/2 미만으로 가깝게 위치시키면 용이하다'는 설명이 잘못되었다. 공간다이버시티는 안테나 사이에 충분한 간격을 두어 **수신 신호의 페이딩 상관성을 낮출 때** 효과적으로 얻을 수 있다.

선지별 해설

다이버시티는 같은 정보를 담은 여러 신호가 서로 다른 페이딩을 겪도록 하여 수신 신뢰도를 높이는 기법이다. 페이딩은 전파의 다중경로 전파 등으로 수신 신호의 세기가 변동하는 현상이다.

① O: CDMA의 RAKE 수신기는 **서로 다른 지연으로 도착한 다중경로 신호를 분리하여 결합**한다. 분리 가능한 경로들이 서로 다른 페이딩을 겪으면, 한 경로의 신호가 약해져도 다른 경로가 이를 보완하므로 다이버시티 이득을 얻는다.

② X: 수신안테나들을 너무 가깝게 배치하면 각 안테나에서 비슷한 페이딩을 겪어 신호가 함께 약해질 가능성이 커진다. 공간다이버시티를 효과적으로 얻으려면 **안테나 간격을 충분히 확보하여 페이딩 상관성을 낮춰야 한다**. 일반적인 풍부한 산란 환경에서는 파장의 1/2 정도 이상 간격을 두는 것을 기준으로 삼으며, 필요한 간격은 전파 환경에 따라 달라진다.

③ O: 동일 신호를 서로 다른 시점에 송신하고 수신 신호들을 결합하면 시간다이버시티를 얻을 수 있다. 채널 상태가 비슷하게 유지되는 시간인 상관시간을 고려하여 **전송 시점 사이의 간격을 충분히 크게** 잡아야 서로 다른 페이딩을 활용할 수 있다.

④ O: 동일 신호를 서로 다른 주파수 대역으로 송신하고 수신 신호들을 결합하면 주파수다이버시티를 얻을 수 있다. 채널 특성이 비슷하게 유지되는 주파수 폭인 상관대역폭보다 **주파수 간격을 충분히 크게** 잡으면 각 신호가 함께 깊은 페이딩을 겪을 가능성을 줄일 수 있다.

NoteBase

문 20. 다중입출력안테나(MIMO) 통신시스템에 대한 설명으로 옳은 것은?

① 여러 개의 안테나를 사용해 데이터를 여러 경로로 전송한다.

② 공간 다중화 기법에서 복호 가능한 공간 스트림의 최대 개수는 송신기와 수신기 안테나 개수 중 큰 수이다.

③ 다이버시티 기법에서 페이딩의 영향을 증가시킨다.

④ 빔형성 기법에서 수신신호의 전력이 최소가 되도록 전송한다.

정답 1번

간단한 해설

MIMO는 **송신기와 수신기에 여러 안테나**를 사용하여 여러 공간 경로로 신호를 주고받는 방식이다. 이를 이용해 전송률을 높이거나 페이딩에 대한 통신 신뢰성을 높일 수 있다.

선지별 해설

① O: MIMO는 송신 측과 수신 측에 각각 여러 안테나를 두는 다중입출력 방식이다. 송신 안테나와 수신 안테나 사이에 형성되는 **여러 공간 채널**을 이용하여 데이터를 전송한다. 공간 다중화, 다이버시티, 빔형성은 이러한 다중 안테나를 활용하는 기법이다.

② X: 공간 다중화는 서로 다른 데이터 스트림을 같은 시간과 주파수 자원으로 전송하는 기법이다. 복호 가능한 독립 공간 스트림의 최대 개수는 송신·수신 안테나 개수 중 **작은 수를 넘을 수 없다**. 예를 들어 송신 안테나가 4개이고 수신 안테나가 2개이면 최대 2개이다. 이 최대치를 얻으려면 채널이 그만큼의 독립적인 공간 경로를 제공해야 하며, 채널 간 상관이 커 독립성이 부족하면 가능한 스트림 수는 더 줄어들 수 있다.

③ X: 다이버시티는 같은 정보를 서로 다르게 페이딩을 겪는 여러 경로로 전달하고 수신 신호를 선택하거나 결합하여 **페이딩의 영향을 줄이는** 기법이다. 한 경로의 신호가 약해져도 다른 경로의 신호를 이용할 수 있으므로, 모든 경로의 신호가 동시에 약해질 가능성을 낮춰 통신 신뢰성을 높인다.

④ X: 빔형성은 여러 안테나에서 보내는 신호의 진폭과 위상을 조절하여 **목표 수신 방향에서 신호가 보강**되도록 하는 기법이다. 원하는 수신기의 수신 전력을 높이는 것이 목적이며, 수신 전력을 최소로 만드는 것이 아니다.

NoteBase