

第二級陸上無線技術士「無線工学 A」試験問題

25 問 2 時間 30 分

A－1 次の記述は、振幅変調 (A3E) 波の電力について述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、変調信号は単一正弦波とし、変調度を $m \times 100$ [%]、搬送波の平均電力を 5 [W] とする。

	A	B	C
(1) 一つの側帯波の平均電力は、□ [W] である。	1 $5m^2/4$	6.6	7.5
(2) $m = 0.8$ のとき、振幅変調波の全平均電力は、□ [W] である。	2 $5m^2/4$	5.8	6.25
(3) $m = 1$ のとき、振幅変調波の全平均電力は、□ [W] である。	3 $5m^2/2$	6.6	7.5
	4 $5m^2/2$	5.8	6.25
	5 $5m^2/2$	5.8	7.5

A－2 次の記述は、我が国の中波放送における同期放送 (精密同一周波数放送) 方式について述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

- 同期放送を行うことによりカーラジオ等の移動体に対するサービス改善が図れる。
- 同期放送では、相互に同期放送の関係にある基幹放送局の地表波対地表波の混信を考慮する必要がある。
- 同期放送の混信保護比を満足しない場所において、相互に同期放送の関係にある基幹放送局の被変調波に位相差があると、合成された被変調波の波形が歪んだり、受信機の検波器の特性による歪を発生し易くなり、サービス低下の原因となる。
- 同期放送の要件として、相互に同期放送の関係にある基幹放送局は、同時に同一の番組を放送するものであって、相互に同期放送の関係にある基幹放送局の搬送周波数の差 (Δf) が 1 [Hz] を超えて変わらないものであること。
- 相互に同期放送の関係にある基幹放送局の電波が受信できる地点の合成電界によるフェージングの繰り返しは、受信機の自動利得調整 (AGC) 機能や受信機のバーアンテナ等の指向性によって所定の混信保護比を満たすことにより、その改善が期待できる。

A－3 次の記述は、デジタル位相変調方式を用いた BPSK 及び QPSK について述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

	A	B	C
(1) 一般に、QPSK は変調信号に対して、□ [rad] の間隔で搬送波の位相を割り当てる。	1 $\pi/2$	加算	小さい
(2) QPSK 波は、二つの直交する BPSK 波を □ することによって得ることができる。	2 $\pi/2$	加算	大きい
(3) 同じ符号誤り率を達成するための搬送波電力対雑音電力比 (所要 C/N) は、理論的に QPSK に比べて BPSK の方が □ 。	3 π	乗算	小さい
	4 π	乗算	大きい
	5 π	加算	小さい

A－4 次の記述は、スーパーヘテロダイン受信機の相互変調について述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、 a_0 、 a_1 、 a_2 及び a_3 は、それぞれ、直流分、1 次、2 次及び 3 次の項の係数を示す。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

	A	B	C
(1) 高周波増幅器等の振幅非直線回路の入力を e_i 、出力を e_o とすると、一般に入出力特性は、 $e_o =$ □ で表すことができ、同回路へ、例えば、2 つの単一波 f_1 、 f_2 [Hz] を同時に入力した場合、同式の 3 乗の項で計算すると、出力 e_o には、 f_1 、 f_2 [Hz] 及び両波それぞれの 3 乗成分の他に □ $\times f_1 \pm f_2$ [Hz] 及び □ $\times f_2 \pm f_1$ [Hz] が現れる。これらの成分が希望周波数又は中間周波数と一致したときに相互変調積による妨害を生ずる。	1 $a_0 + a_1 e_i + a_2 e_i^2 + a_3 e_i^3 + \dots$	2	大きく
	2 $a_0 + a_1 e_i + a_2 e_i^2 + a_3 e_i^3 + \dots$	2	小さく
	3 $a_0 + a_1 e_i + a_2 e_i^2 + a_3 e_i^3 + \dots$	3	小さく
	4 $a_0 + a_1 e_i + a_2 e_i^3 + a_3 e_i^5 + \dots$	2	小さく
	5 $a_0 + a_1 e_i + a_2 e_i^3 + a_3 e_i^5 + \dots$	3	大きく
(2) 相互変調積を小さくするには、できるだけ、高周波増幅器等の利得を □ し、非直線動作をしにくくする。			

A－5 次の記述は、放送受信用などの一般的なスーパーヘテロダイン受信機について述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

	A	B	C
(1) 総合利得及び初段 (高周波増幅器) の利得が十分に □ とき、受信機の感度は、初段の雑音指数でほぼ決まる。	1 小さい	広く	強度
(2) 単一同調を使用した中間周波増幅器で、通過帯域幅を決定する同調回路の帯域幅は、尖鋭度 Q が一定のとき、同調周波数が低いほど □ なる。	2 小さい	狭く	位相
	3 大きい	広く	強度
	4 大きい	狭く	強度
(3) 自動利得調整 (AGC) 回路は、受信電波の □ の変化による出力信号への影響を軽減するために用いる。	5 大きい	狭く	位相

A-6 次の記述は、直交振幅変調(QAM)等のデジタル信号の帯域制限に用いられるロールオフフィルタ等について述べたものである。 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、デジタル信号のシンボル(パルス)期間長を T [s] とし、ロールオフフィルタの帯域制限の傾斜の程度を示す係数(ロールオフ率)を α ($0 \leq \alpha \leq 1$) とする。

- (1) 遮断周波数 $1/(2T)$ [Hz] の理想低域フィルタ(LPF)にインパルスを加えたときの出力応答は、中央のピークを除いて A [s] ごとに零点が現れる波形となる。この間隔でパルス列を伝送すれば、受信パルスの中央でレベルの識別を行うような検出に対して、前後のパルスの影響を受けることなく符号間干渉を避けることができる。
- (2) 理想 LPF の実現は困難であり、実際にデジタル信号の帯域制限に用いられるロールオフフィルタに、入力としてシンボル期間長 T [s] のデジタル信号を通すと、その出力信号(ベースバンド信号)の周波数帯域幅は、 B [Hz] で表される。また、無線伝送では、ベースバンド信号で搬送波をデジタル変調(線形変調)するので、その周波数帯域幅は、 C [Hz] で表される。

	A	B	C
1	T	$\frac{1+\alpha}{2T}$	$\frac{1+\alpha}{T}$
2	T	$\frac{1+\alpha}{2T}$	$\frac{1-\alpha}{T}$
3	T	$\frac{1-\alpha}{2T}$	$\frac{1-\alpha}{T}$
4	$2T$	$\frac{1+\alpha}{2T}$	$\frac{1-\alpha}{2T}$
5	$2T$	$\frac{1-\alpha}{2T}$	$\frac{1+\alpha}{T}$

A-7 次の記述は、FM(F3E)受信機の限界受信レベル(スレッシュホールドレベル)について述べたものである。 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、スレッシュホールドは、搬送波の尖頭電圧と雑音の尖頭電圧が等しくなる点であり、雑音は受信機内部で発生する連続性雑音でその尖頭電圧は実効値の4倍とし、搬送波は正弦波とする。
また、 $\log_{10}2 = 0.3$ 、 $\sqrt{2} = 1.4$ とする。

- (1) S/N 改善利得を得るのに必要な受信電力の限界値がスレッシュホールドレベルであり、スレッシュホールドを搬送波の実効値と雑音の実効値で比較し、その値(C/N)をデシベルで表すと A [dB] となる。
- (2) 受信機の入力換算雑音電圧の実効値が 1.4 [μ V] のとき、スレッシュホールドレベルと等しくなる受信機入力の搬送波の実効値は、 B [μ V] である。

	A	B
1	9	1
2	9	2
3	9	4
4	12	1
5	12	2

A-8 抵抗 200 [Ω] から発生する熱雑音電圧の実効値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、等価雑音帯域幅を 2.7 [MHz]、周囲温度を 300 [K]、ボルツマン定数を 1.38×10^{-23} [J/K] とする。

- 1 1×10^{-6} [V] 2 2×10^{-6} [V] 3 3×10^{-6} [V] 4 4×10^{-6} [V] 5 5×10^{-6} [V]

A-9 次の記述は、図1に示す整流回路のチョーク入力形平滑回路のリプル率について述べたものである。 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、ダイオード D_1 及び D_2 は理想ダイオードとする。

- (1) 正弦波の交流入力に対する端子 a の電圧 v_a は、図2に示すような A 波形となり、これをフーリエ級数で表すと、次式が得られる。ただし、 D_1 及び D_2 に入力される交流の最大振幅を 1 [V]、角周波数を ω [rad/s] とする。

$$v_a = \frac{2}{\pi} - \frac{4}{\pi} \left(\frac{1}{3} \cos 2\omega t + \frac{1}{15} \cos 4\omega t + \frac{1}{35} \cos 6\omega t + \dots \right) \text{ [V]} \text{ ----- ①}$$

式①右辺の 4ω 以上の高調波成分は、振幅が小さく、かつチョークコイル L [H] 及びコンデンサ C [F] により十分減衰するものとして無視すれば、端子 b におけるリプル成分の角周波数は 2ω のみとなるので、端子 a におけるリプル率 γ_a は、式①の直流成分及び 2ω の成分の実効値を用いて次式で表される。

$$\gamma_a = \frac{\text{リプル成分の実効値}}{\text{直流成分}} \doteq \text{ B } \text{ ----- ②}$$

- (2) 2ω に対して、図1の C のリアクタンスが L のリアクタンスより十分小さく、また、負荷抵抗 R_L [Ω] よりも小さいとすれば、リプル成分の減衰率 δ は、 $\delta \doteq \{1/(2\omega C)\}/(2\omega L) = 1/(4\omega^2 LC)$ とみなせるので、端子 b のリプル率 γ_b は、次式で表される。

$$\gamma_b = \gamma_a \times \delta \doteq \text{ C } \text{ ----- ③}$$

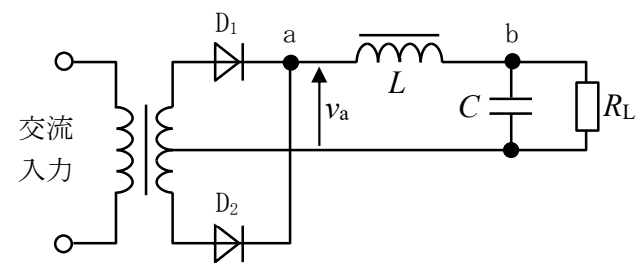


図1

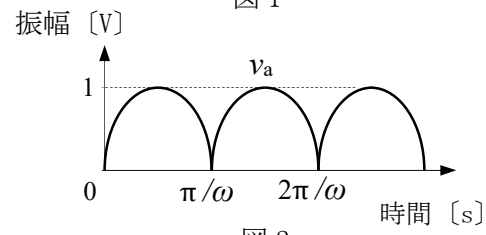


図2

	A	B	C
1	半波整流	$\sqrt{2}/3$	$1/(6\sqrt{2}\omega^2 LC)$
2	半波整流	$2/3$	$1/(3\sqrt{2}\omega^2 LC)$
3	全波整流	$2/3$	$1/(6\omega^2 LC)$
4	全波整流	$2/3$	$1/(3\sqrt{2}\omega^2 LC)$
5	全波整流	$\sqrt{2}/3$	$1/(6\sqrt{2}\omega^2 LC)$

A-10 次の記述は、図に示すチョップパ方式のPWM(パルス幅変調)制御型DC-DCコンバータの構成例について述べたものである。
 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

- (1) 「パルス幅変換器」の出力の繰り返し周期は、「 A 」出力の繰り返し周期によって決まる。
(2) 「パルス幅変換器」は、「誤差電圧増幅器等」の出力電圧に応じた B 変調波を出力する。
(3) 「チョップパ」は、「パルス幅変換器」の出力に応じて平滑回路を流れる電流の C 時間を制御する。

A	B	C
1 誤差電圧増幅器等	パルス幅	立上がり
2 誤差電圧増幅器等	パルス振幅	導通
3 信号発生器	パルス振幅	立上がり
4 信号発生器	パルス振幅	導通
5 信号発生器	パルス幅	導通

A-11 次の記述は、GPS(Global Positioning System)を利用した移動局の位置の測位に伴う測位誤差の要因や補正等について述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

- 1 GPS衛星の電波が大気中を通過する際に生じる対流圏遅延は、対流圏遅延量が周波数に依存しないため、2周波以上の測定により測位誤差を軽減することができない。
2 GPS衛星の電波が電離圏を通過する際に生じる電離圏遅延は、電離圏遅延量が周波数の二乗に反比例するため、2周波以上の測定により測位誤差を軽減することができる。
3 マルチパスによる測位誤差の軽減には、仰角の低いGPS衛星を使用しないことが有効である。
4 衛星クロック誤差や衛星軌道誤差は、GPS衛星が放送する航法メッセージに含まれる情報を用いて補正することで測位誤差を軽減することができる。
5 既知の地点でGPSの誤差を測定しこの誤差情報により離れた地点の誤差を推定し補正するディファレンシャルGPS (DGPS)により、マルチパスによる測位誤差を良好に補正することができる。

A-12 図は、周波数ホッピング(FH)を用いたスペクトル拡散通信方式の原理的な構成例を示したものである。 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。なお、同じ記号の 内には、同じ字句が入るものとする。

A	B	C
1 周波数シンセサイザ	拡散復調部	拡散符号発生部
2 周波数シンセサイザ	拡散復調部	ガウス雑音発生部
3 シフトレジスタ	拡散符号発生部	ガウス雑音発生部
4 シフトレジスタ	拡散復調部	ガウス雑音発生部
5 シフトレジスタ	拡散符号発生部	拡散符号発生部

A-13 次の記述は、アナログ移動通信方式と比較したときのデジタル移動通信方式の特徴について述べたものである。 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

- (1) 雑音や干渉に強く、場合によっては A で誤りの訂正ができる。このことは、同一周波数を互いに地理的に離れた場所で繰り返し使用する度合いを高めることに有効であり、周波数の有効利用につながる。
(2) 一つの伝送路で、複数の情報を時間的に多重化 B 。
(3) 通信の秘匿や認証などのセキュリティの確保が C となる。
- | A | B | C |
|-------|------|----|
| 1 受信側 | できない | 容易 |
| 2 受信側 | できる | 容易 |
| 3 送信側 | できる | 困難 |
| 4 送信側 | できない | 困難 |
| 5 送信側 | できる | 容易 |

A-14 パルスレーダーにおいて、物標からの反射波を探知するための受信機の入力端子における信号電力の最小値 S_i の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、入力端に換算した、探知可能な反射波の信号対雑音比 (S/N) の最小値は 20 [dB]、雑音は熱雑音のみとし、受信機の雑音指数の値は 2 (真数) とする。また、ボルツマン定数を k [J/K]、等価雑音温度を T [K]、受信機の等価雑音帯域幅を B [Hz] とするとき、 kTB の値は 8×10^{-15} [W] とし、 $\log_{10} 2 = 0.3$ とする。

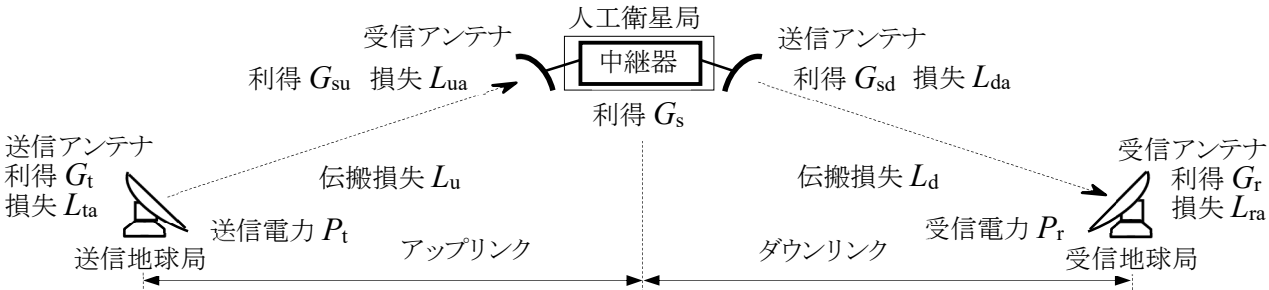
- 1
- 86 [dBm]
- 2
- 88 [dBm]
- 3
- 90 [dBm]
- 4
- 92 [dBm]
- 5
- 94 [dBm]

A-15 次の記述は、衛星通信に用いられる多元接続方式について述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

- 1
- FDMA 方式は、複数の搬送波をその周波数帯域が互いに重ならないように周波数軸上に配置する方式である。
- 2
- FDMA 方式において、個々の通信路がそれぞれ単一の回線で構成されるとき、これを SCPC という。
- 3
- TDMA 方式は、位相を分割して各地球局に割り当てる方式である。
- 4
- TDMA 方式は、隣接する通信路間の衝突が生じないようにガードタイムを設ける。
- 5
- CDMA 方式は、中継器の同一の周波数帯域を多数の地球局が同時に使っても共用でき、それぞれ独立に通信を行う。

A-16 図に示す衛星通信回線の構成例において、受信地球局の受信電力 P_r を表す式として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、回線は、以下のパラメータを有するものとする。また、送信地球局の送信電力を P_t [dBW] 受信地球局の受信電力を P_r [dBW] とし、その他のパラメータは、全てデシベルを用いた正の値で表している。

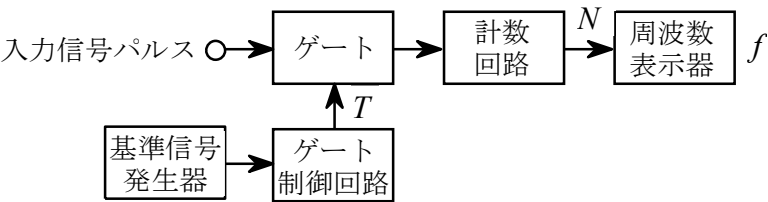
送信地球局：送信電力 P_t [dBW]、送信アンテナ利得 G_t [dBi]、送信アンテナの給電損失、指向損失及び偏波不整合損失 L_{ta} [dB]
 人工衛星局：中継器利得 G_s [dB]、送信アンテナ利得 G_{sd} [dBi]、送信アンテナの給電損失、指向損失及び偏波不整合損失 L_{da} [dB]
 受信アンテナの利得 G_{su} [dBi]、受信アンテナの給電損失、指向損失及び偏波不整合損失 L_{ua} [dB]
 受信地球局：受信アンテナ利得 G_r [dBi]、受信アンテナの給電損失、指向損失及び偏波不整合損失 L_{ra} [dB]
 アップリンク：伝搬損失 (自由空間損失、大気吸収損失及び降雨減衰損失を含む。) L_u [dB]
 ダウンリンク：伝搬損失 (自由空間損失、大気吸収損失及び降雨減衰損失を含む。) L_d [dB]



- 1
- $P_r = P_t + G_t + L_{ta} + L_u + G_{su} + L_{ua} + G_s + G_{sd} + L_{da} + L_d + G_r + L_{ra}$ [dBW]
- 2
- $P_r = P_t + G_t + L_{ta} + L_u + G_{su} + L_{ua} + G_s + G_{sd} - L_{da} - L_d + G_r - L_{ra}$ [dBW]
- 3
- $P_r = P_t + G_t + L_{ta} - L_u + G_{su} + L_{ua} + G_s + G_{sd} + L_{da} - L_d + G_r + L_{ra}$ [dBW]
- 4
- $P_r = P_t + G_t - L_{ta} - L_u + G_{su} - L_{ua} + G_s + G_{sd} - L_{da} - L_d + G_r - L_{ra}$ [dBW]
- 5
- $P_r = P_t + G_t - L_{ta} - L_u + G_{su} - L_{ua} + G_s + G_{sd} + L_{da} + L_d + G_r + L_{ra}$ [dBW]

A-17 図に示す計数形周波数計 (周波数カウンタ) において、ゲート時間 T [s] の間にゲートを通過する周波数 f [Hz] の入力信号パルスを計数したところ、計数値 N として真値より一つ多い 5,001 個が得られた。このときの f の測定誤差の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、 $T = 2$ [ms] とし、基準信号発生器の周波数誤差はないものとする。

- 1
- 50 [Hz]
- 2
- 100 [Hz]
- 3
- 500 [Hz]
- 4
- 1 [kHz]
- 5
- 5 [kHz]

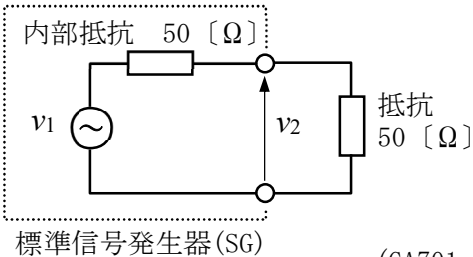


A-18 次の記述は、標準信号発生器 (SG) の出力電圧と負荷に供給される電力との関係について述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、SG 及び負荷の等価回路は図で示されるものとする。また、電圧は実効値とし、 $\log_{10} 2 = 0.3$ とする。

- (1)

SG から負荷の抵抗 50 [Ω] に高周波信号を供給し、100 [mW] の電力を消費させるために必要な電圧 v_2 は、約 □ A [dBμV] である。
- (2)

このときの SG の信号源電圧 v_1 は、約 □ B [dBμV] である。
- | | A | B |
|---|-----|-----|
| 1 | 117 | 123 |
| 2 | 117 | 120 |
| 3 | 120 | 126 |
| 4 | 127 | 130 |
| 5 | 127 | 133 |

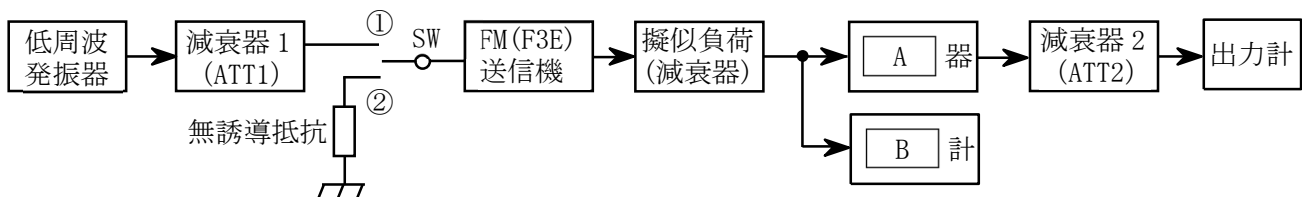


A-19 次の記述は、400〔MHz〕帯 F3E 送信設備のスプリアス発射及び不要発射の強度の測定値と、表に示す法令等による許容値との関係等について述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、表中の基本周波数の平均電力及び基本周波数の搬送波電力は、当該送信設備の空中線電力の値と等しいものとする。

- (1) 表の許容値が適用される空中線電力 50〔W〕の送信設備について、帯域外領域におけるスプリアス発射の強度が 4〔μW〕であった。この場合、当該スプリアス発射の強度の値は、許容値 □ A □。
- (2) また、同送信設備について、スプリアス領域における不要発射の強度が 1〔μW〕であった。この場合、当該不要発射の強度の値は、許容値 □ B □。
- (3) (2)のスプリアス領域における不要発射の強度は、参照帯域幅の範囲に □ C □ 不要発射の電力を積分した値である。

A	B	C	許容値			
			基本周波数帯	空中線電力	帯域外領域におけるスプリアス発射の強度の許容値	スプリアス領域における不要発射の強度の許容値
1 以下である	以下である	含まれない	335.4〔MHz〕を超え 470〔MHz〕以下	25〔W〕を超えるもの	1〔mW〕以下であり、かつ、基本周波数の平均電力より 70〔dB〕低い値	基本周波数の搬送波電力より 70〔dB〕低い値
2 以下である	以下である	含まれる				
3 以下である	を超えている	含まれない				
4 を超えている	を超えている	含まれる				
5 を超えている	以下である	含まれる				

A-20 次の記述は、図に示す構成例を用いた FM(F3E) 送信機の信号対雑音比(S/N)の測定法について述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

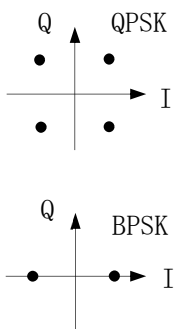


- (1) スイッチ SW を②側に接続して送信機の入力端子を無誘導抵抗に接続し、送信機から無変調波を出力する。次に、出力計の指示値が読み取れる値 V 〔V〕となるように □ A □ 器の出力側に接続された減衰器 2(ATT2)を調整する。このときの ATT2 の読みを D_1 〔dB〕とする。
- (2) 次に、SW を①側に接続し、低周波発振器から規定の変調信号(例えば 1〔kHz〕)を減衰器 1(ATT1)を通して送信機に加え、□ B □ が規定値になるように ATT1 を調整する。
- (3) また、ATT2 を調整し、(1)と同じ出力計の指示値 V 〔V〕となるようにする。このときの ATT2 の読みを D_2 〔dB〕とすれば、求める信号対雑音比(S/N)は、□ C □〔dB〕である。

A	B	C
1 包絡線検波	周波数偏移	$D_2 - D_1$
2 包絡線検波	周波数	$D_2 + D_1$
3 FM 直線検波	周波数	$D_2 + D_1$
4 FM 直線検波	周波数偏移	$D_2 - D_1$
5 FM 直線検波	周波数偏移	$D_2 + D_1$

B-1 次の記述は、図の信号点配置図に示す QPSK 及び BPSK のデジタル伝送におけるビット誤り等について述べたものである。このうち正しいものを 1、誤っているものを 2 として解答せよ。

- ア QPSK において、2 ビットのデータを各シンボルに割り当てる方法が自然 2 進符号に基づく場合は、縦横に隣接するシンボル間で誤りが生じたとき、常に 2 ビットの誤りとなる。
- イ QPSK において、2 ビットのデータを各シンボルに割り当てる方法がグレイ符号に基づく場合は、縦横に隣接するシンボル間で誤りが生じたとき、常に 1 ビットの誤りですむ。
- ウ QPSK において、2 ビットのデータを各シンボルに割り当てる方法がグレイ符号に基づく場合と自然 2 進符号に基づく場合とで比べたとき、自然 2 進符号に基づく場合の方がビット誤り率を小さくできる。
- エ BPSK では、シンボル誤り率とビット誤り率は同じ値になる。
- オ 2,000,000 ビットの信号を伝送して、2 ビットの誤りがあった場合、ビット誤り率は、 10^{-4} である。



B-2 次の記述は、SSB(J3E)受信機の特徴について述べたものである。□ 内に入れるべき字句を下の番号から選べ。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 一般に、AM(A3E)受信機に比べ、同一の音声信号を復調するために必要な中間周波増幅器の帯域幅は、通常、ほぼ □ ア □ である。
- (2) 復調するためには、検波用局部発振器で搬送波に相当する周波数成分を作り、□ イ □ に加える必要がある。
- (3) 局部発振器の発振周波数と送信側で抑圧された J3E 波の搬送波の周波数との関係が正しく保たれないと、□ ウ □ が悪くなるため、□ エ □ が用いられる。
- (4) □ エ □ の調整を容易にするため、□ オ □ を用いる方法がある。

1 1/2	2 低周波増幅器	3 明りょう度	4 自動利得調整回路	5 中間周波増幅器
6 1/4	7 検波器	8 スプリアス・レスポンス	9 クラリファイア	10 トーン発振器

B-3 次の記述は、図に示す構成例を用いた FM(F3E) 送信機の占有周波数帯幅の測定法について述べたものである。□ 内に入れるべき字句を下の番号から選べ。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 擬似音声発生器から規定のスペクトルの擬似音声信号を送信機に加え、所定の変調を行った周波数変調波を擬似負荷に出力する。□ ア □ を所定の動作条件とし、規定の占有周波数帯幅 □ イ □ の帯域を掃引し、所要の数のサンプル点で測定した各電力値の □ ウ □ から全電力を求める。

(2) 測定する最低の周波数から高い周波数の方向に掃引して得たそれぞれの電力値を順次加算したとき、その電力が全電力の □ エ □ [%] になる周波数 f_1 [Hz] を求める。

(3) 次に、測定する最高の周波数から低い周波数の方向に掃引して得たそれぞれの電力値を順次加算したとき、その電力が全電力の □ エ □ [%] になる周波数 f_2 [Hz] を求めると、占有周波数帯幅は、□ オ □ [Hz] となる。測定結果として占有周波数帯幅は、[kHz] の単位で記録する。
- 擬似音声発生器

FM(F3E)送信機

擬似負荷(減衰器)

ア

レベル計

- 1 スペクトルアナライザ

2 オシロスコープ

3 和

4 2.5

5 $f_2 - f_1$
- 6 と同程度

7 の2~3.5倍程度

8 差

9 0.5

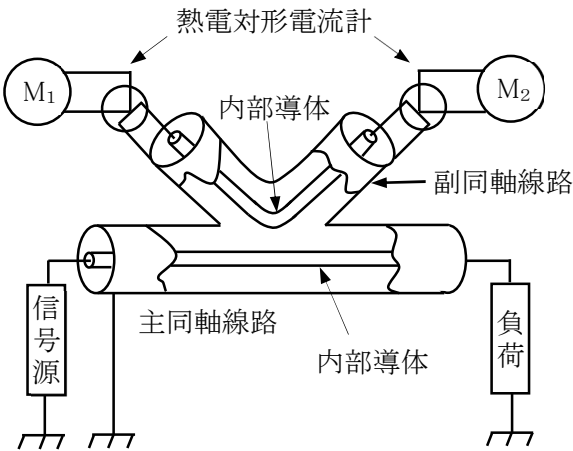
10 $f_1 + f_2$

B-4 次の記述は、図に示す CM 形電力計の原理について述べたものである。□ 内に入れるべき字句を下の番号から選べ。

- (1) CM 形電力計は、□ ア □ 高周波電力計の一種であり、主同軸線路の内部導体の近くに副同軸線路の内部導体を配置し、副同軸線路の両端に熱電対形電流計を接続したものである。

(2) 副同軸線路には、その内部導体と主同軸線路の内部導体との間の □ イ □ によって主同軸線路の電圧に比例する電流が流れ、また、副同軸線路の内部導体と主同軸線路の内部導体との間の □ ウ □ によって主同軸線路に流れる電流に比例する電流が流れる。

(3) CM 形電力計を構成する素子などが電氣的に一定の条件を満足するようにしてあれば、熱電対形電流計の指示は、副同軸線路に流れる電流の □ エ □ に比例するので、その指示値から負荷への入射波電力及び負荷からの □ オ □ 電力の測定ができる。



- 1 通過形

2 負性抵抗

3 静電容量

4 2乗

5 3乗
- 6 終端形

7 相互インダクタンス

8 表皮効果

9 スプリアス発射の

10 反射波

B-5 次の記述は、無線送信機の周波数通倍や電力増幅に用いることができる C 級増幅器の動作原理等について述べたものである。□ 内に入れるべき字句を下の番号から選べ。ただし、入力信号 (基本波成分) v_i [V] の角周波数を ω [rad/s] とする。

- (1) 無線送信機に用いることができる □ ア □ 周波の C 級増幅器は、負荷に同調回路を用いて効率の良い増幅が可能である。

(2) 図 1 に示す C 級増幅回路は、図 2 に示すように、ベースとエミッタ間のバイアス電圧 □ イ □ [V] を B 級増幅器より更に低く (しゃ断領域に) 設定し、 v_i の半周期よりも短い 2θ [rad] の期間だけコレクタ電流 i_c [A] が流れるようにしているため、出力波形は □ ウ □ 。
- したがって、コレクタ電流には基本波成分の他に □ エ □ が含まれているので、負荷回路にコイル L [H] 及びコンデンサ C [F] からなる同調回路 (共振回路) を用いて希望する周波数成分を取り出すことができる。よって、周波数通倍に用いることができる。また、 v_i が一定の場合 2θ を □ オ □ ほど電力効率は良くなるが、出力電力は小さくなる。

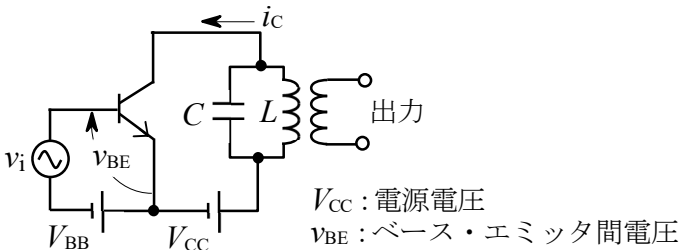


図 1

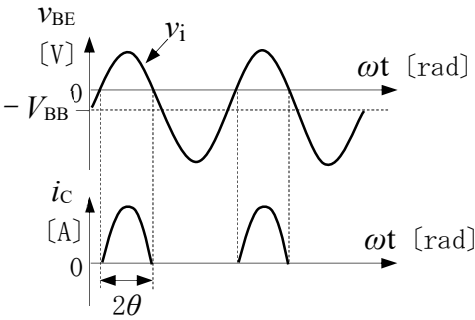


図 2

- 1 音声

2 単一

3 低調波成分

4 V_{CC}

5 小さくする
- 6 ひずむ

7 ひずまない

8 高調波成分

9 V_{BB}

10 大きくする