

第一級陸上無線技術士「無線工学 A」試験問題

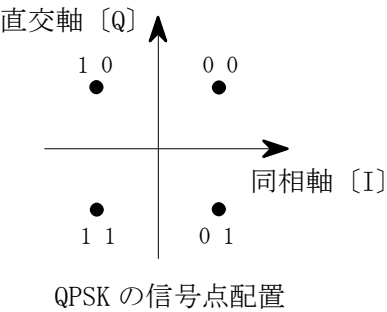
25 問 2 時間 30 分

A－1 次の記述は、我が国の地上系デジタル放送の標準方式 (ISDB-T) に用いられている離散コサイン変換 (DCT) 及び画像信号のデータ圧縮の原理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 画像信号は、最初に8画素四方 (8×8画素) のブロックに分割される。
- 2 2次元DCTでは、分割された画像信号のブロックを周波数成分毎に64種類の基本パターンに分解し、それぞれの周波数成分 (DCT係数) を求める。
- 3 一般的に、2次元DCTで変換した周波数成分 (DCT係数) は、高い周波数成分が圧倒的に多く、低い周波数成分はごく少なくなる。
- 4 2次元DCTで変換した周波数成分 (DCT係数) 一つ一つは、個々の係数 (量子化マトリクスと呼ばれる数値群) で除算される。
- 5 2次元DCTで変換した周波数成分 (DCT係数) のうち、高い周波数成分に対して人間の視覚が鈍感であり、高い周波数成分を大きな値の係数 (量子化マトリクスと呼ばれる数値群) で除算することで数値が間引かれる。これが画像信号のデータ圧縮の原理である。

A－2 次の記述は、QPSK 及び OQPSK (Offset QPSK) 変調方式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) 信号点配置を図に示す QPSK 変調方式では、変調入力における I チャネルと Q チャネルのベースバンド信号の極性が同時に変化したときは、QPSK 変調波の位相が □ A □ [rad] 変化する。この変化は、信号点軌跡が原点を通ることである。この原点は、QPSK 変調波の包絡線の振幅が 0 となることを表している。
- (2) OQPSK 変調方式では、変調入力における I チャネルと Q チャネルのベースバンド信号を、互いに □ B □ だけ時間的にオフセットしている。このため I チャネルと Q チャネルのベースバンド信号の極性が同時に変化せず、OQPSK 変調波の位相が変化する場合には、必ず □ C □ の位相変化を生じることになるため、信号点軌跡は原点を通らない。



	A	B	C
1	$\pi/4$	1シンボル長	$\pm\pi/4$
2	$\pi/2$	1シンボル長の半分	$\pm\pi/2$
3	$\pi/2$	1シンボル長	$\pm\pi/4$
4	π	1シンボル長の半分	$\pm\pi/2$
5	π	1シンボル長	$\pm\pi/4$

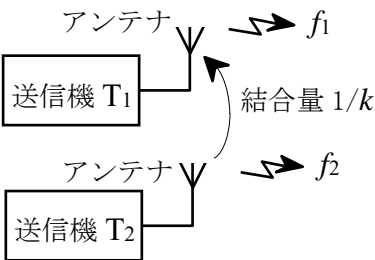
A－3 単一正弦波で 40 [%] 変調された AM (A3E) 変調波の全電力が、378 [W] であった。この AM 変調波の両側波帯のうち、一方の側波帯のみの電力の値として、正しいものを下の番号から選べ。

- 1 14 [W]
- 2 18 [W]
- 3 28 [W]
- 4 39 [W]
- 5 45 [W]

A－4 次の記述は、図に示す送信機 T₁ 及び T₂ の間で生ずる 3 次の相互変調積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、3 次の相互変調積は、送信周波数 f_1 [Hz] の送信機 T₁ に、送信周波数が f_1 よりわずかに高い f_2 [Hz] の送信機 T₂ の電波が入り込み、T₁ において伝送帯域内に生ずる可能性のある周波数成分とする。また、T₁ 及び T₂ の送信電力は等しく、アンテナ相互間の結合量を $1/k$ ($k > 1$) とする。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 3 次の相互変調積が発生したときの周波数成分は、□ A □ の二つの成分である。
- (2) (1) の二つの周波数成分のうち、振幅が大きいのは周波数の □ B □ 方の成分である。
- (3) アンテナの離隔距離を調整してアンテナ相互間の結合量 $1/k$ を、離隔距離を調整する前の値の $1/10$ に減少させたとき、周波数の □ B □ 方の周波数成分の電力は、離隔距離を調整する前の値から □ C □ [dB] 減少する。

	A	B	C
1	$3f_1 - 2f_2$ [MHz] 及び $3f_2 - 2f_1$ [MHz]	高い	20
2	$3f_1 - 2f_2$ [MHz] 及び $3f_2 - 2f_1$ [MHz]	低い	30
3	$2f_1 - f_2$ [MHz] 及び $2f_2 - f_1$ [MHz]	高い	30
4	$2f_1 - f_2$ [MHz] 及び $2f_2 - f_1$ [MHz]	低い	30
5	$2f_1 - f_2$ [MHz] 及び $2f_2 - f_1$ [MHz]	低い	20



A-5 次の記述は、BPSK(2PSK)信号の復調(検波)方式である遅延検波方式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) 遅延検波方式は、基準搬送波再生回路を必要としない復調方式であり、1シンボル □ A □ の変調されている搬送波を基準搬送波として位相差を検出する。

(2) 遅延検波方式は、送信側において必ず □ B □ 符号化を行わなければならない。

(3) 遅延検波方式は、受信信号をそのまま基準搬送波として用いるので、基準搬送波も情報信号と同程度に雑音で劣化させられており、理論特性上、同じC/Nに対してビット誤り率の値が同期検波方式に比べて □ C □ 。

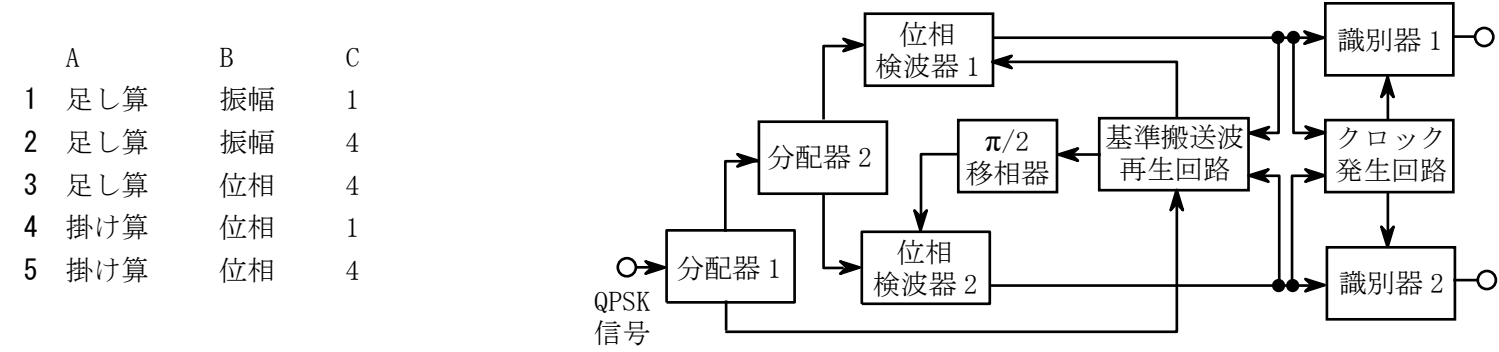
	A	B	C
1	前	帯域分割	大きい
2	前	差動	大きい
3	後	差動	小さい
4	後	帯域分割	小さい
5	後	帯域分割	大きい

A-6 次の記述は、図に示すデジタル通信に用いられるQPSK(4PSK)復調器の原理的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。なお、同じ記号の □内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 位相検波器1及び2は、「QPSK信号」と「基準搬送波」及び「QPSK信号」と「基準搬送波と位相が $\pi/2$ 異なる信号」をそれぞれ □ A □ し、両者の位相差を出力させるものである。

(2) 基準搬送波再生回路に用いられる搬送波再生方法の一つである逆変調方式は、例えば位相検波器1及び2の出力を用いて、QPSK信号を送信側と逆方向に □ B □ 変調することによって、情報による □ B □ の変化を除去し、□ B □ が元の搬送波と同じ波を得るものである。

(3) 識別器1及び2に用いられる符号の識別方法には、位相検波器1及び2の出力のパルスのピークにおける瞬時値によって符号を識別する瞬時検出方式の他、クロックパルスの □ C □ 周期内で検波器出力信号波を積分して、その積分値により識別する積分検出法もある。



A-7 次の記述は、スーパーヘテロダイン受信機において、スプリアス・レスポンスを生ずることがあるスプリアスの周波数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、スプリアスの周波数を f_{SP} [Hz]、局部発振周波数を f_0 [Hz]、中間周波数を f_{IF} [Hz]とし、受信機の間中周波フィルタは理想的なものとする。

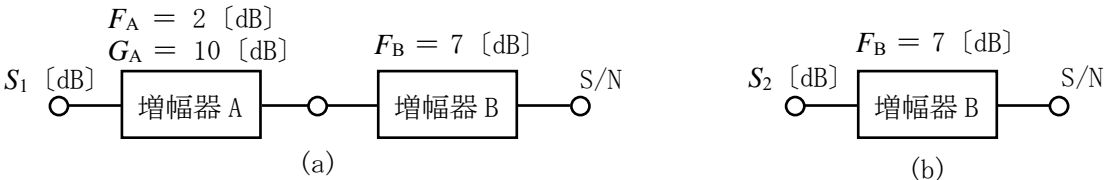
- (1) 局部発振器の出力に低調波成分 $f_0/2$ [Hz]が含まれていると、 $f_{SP} = \square A \square$ のとき、混信妨害を生ずることがある。

(2) 局部発振器の出力に高調波成分 $2f_0$ [Hz]が含まれていると、 $f_{SP} = \square B \square$ のとき、混信妨害を生ずることがある。

(3) 周波数混合器の非直線性により、 f_0 と f_{SP} それぞれ2倍の高調波が発生すると、 $f_{SP} = \square C \square$ のとき、混信妨害を生ずることがある。

	A	B	C
1	$f_0 \pm 2f_{IF}$	$f_0 \pm 2f_{IF}$	$f_0 \pm (f_{IF}/2)$
2	$f_0 \pm 2f_{IF}$	$2f_0 \pm f_{IF}$	$f_0 \pm (f_{IF}/2)$
3	$f_0 \pm 2f_{IF}$	$2f_0 \pm f_{IF}$	$2f_0 \pm 2f_{IF}$
4	$(f_0/2) \pm f_{IF}$	$f_0 \pm 2f_{IF}$	$2f_0 \pm 2f_{IF}$
5	$(f_0/2) \pm f_{IF}$	$2f_0 \pm f_{IF}$	$f_0 \pm (f_{IF}/2)$

A-8 図(a)及び(b)に示す二つの回路の出力の信号対雑音比(S/N)が等しいとき、それぞれの入力信号レベルを S_1 [dB]及び S_2 [dB]とすれば、 $S_2 - S_1$ の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、各増幅器の入出力端は整合しており、両回路の入力雑音は、熱雑音のみとする。また、「増幅器A」の雑音指数 F_A と利得 G_A をそれぞれ2 [dB]及び10 [dB]、「増幅器B」の雑音指数 F_B を7 [dB]とし、 $\log_{10} 2 = 0.3$ とする。なお、図(a)の回路と図(b)の回路の帯域幅は、同一とする。



- 1 2 [dB]

2 3 [dB]

3 4 [dB]

4 6 [dB]

5 7 [dB]

A-9 次の記述は、鉛蓄電池の一般的な充電方法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 トリクル充電では、電池を停電時の予備電源とし、停電時のみ電池を負荷に接続するという使い方において、電池が負荷に接続されていないときは、常に充電状態に保っておくため、自己放電電流に近い電流で絶えず充電する。
- 2 浮動充電では、整流電源(直流電源)に対して負荷と電池が並列に接続された状態で、負荷を使用しつつ充電する。
- 3 定電圧充電は、直流電源と電池との間に抵抗を直列に入れて充電電流を制限する方法である。充電電流は初期には大きいが高大ではなく、また、終期には所定値以下になるようにセットできる。
- 4 定電流充電は、電池の端子電圧に関係なく一定の電流で充電する方法である。
- 5 定電流・定電圧充電は、充電の初期及び中期は定電流で比較的急速に充電し、その後定電圧に切り換え充電する方法である。

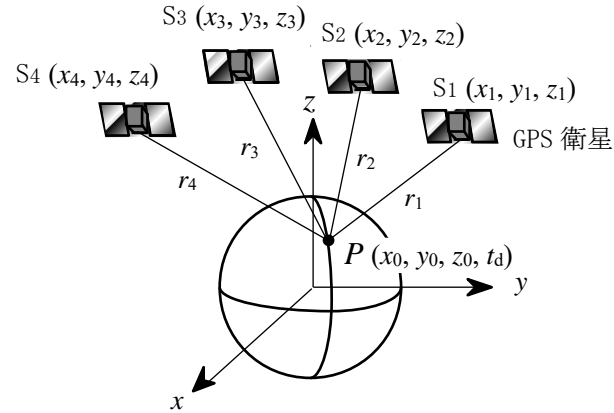
A-10 次の記述は、発電機と組合せた一般的な無停電電源装置(UPS)について述べたものである。このうち正しいものを下の番号から選べ。

- 1 無停電電源装置の基本構成要素の一つであるインバータは、交流電力を直流電力に変換するものである。
- 2 無停電電源装置の出力は、一般的にPWM制御を利用してその波形が正弦波に近く、また、定電圧・定周波数を得ることができる。
- 3 定常時には、商用電源からの交流入力を変換した直流電力に変換し、その直流電力を負荷に供給する。
- 4 商用電源が長時間停電したときは、蓄電池に蓄えられていた直流電力を負荷に供給する。
- 5 商用電源が瞬時停電したときは、発電機から負荷に電力を供給する。

A-11 次の記述は、図に示すGPS(全世界測位システム)の測位原理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。

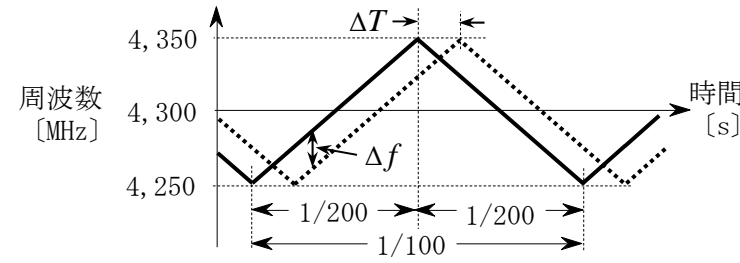
- (1) GPS衛星と受信点PのGPS受信機との間の距離は、GPS衛星から発射した電波が、受信点PのGPS受信機に到達するまでに要した時間tを測定すれば、tと電波の伝搬速度cとの積から求められる。
- (2) 通常、GPS受信機の時計の時刻は、GPS衛星の時刻に対して誤差があり、GPS衛星とGPS受信機の時刻の誤差をtdとすると擬似距離r1とS1の位置(x1, y1, z1)及び受信点Pの位置(x0, y0, z0)は、r1 = □ A □の関係が成り立つ。
- (3) (2)と同様に受信点Pと他の衛星S2、S3及びS4との擬似距離r2、r3及びr4を求めて4元連立方程式を立てれば、各GPS衛星からの航法データに含まれる軌道情報からS1、S2、S3及びS4の位置は既知であるため、四つの未知変数(x0, y0, z0, td)を求めることができる。このように三次元の測位を行うためには、少なくとも□ B □個の衛星の電波を受信する必要がある。

A	B
1 $\sqrt{(x_0 - x_1)^2 - (y_0 - y_1)^2 - (z_0 - z_1)^2} + t_d \times c$	4
2 $\sqrt{(x_0 + x_1)^2 - (y_0 + y_1)^2 - (z_0 + z_1)^2} + t_d \times c$	4
3 $\sqrt{(x_0 + x_1)^2 - (y_0 + y_1)^2 - (z_0 + z_1)^2} + t_d \times c$	3
4 $\sqrt{(x_0 - x_1)^2 + (y_0 - y_1)^2 + (z_0 - z_1)^2} + t_d \times c$	3
5 $\sqrt{(x_0 - x_1)^2 + (y_0 - y_1)^2 + (z_0 - z_1)^2} + t_d \times c$	4



A-12 航空機の対地高度計として搭載されたFM-CWレーダー(電波高度計)の送信波と受信波(反射波)の周波数差Δfが12[kHz]であった。この航空機の対地高度の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、送信波は、図に示すように、100[Hz]の三角波で変調されたものであり、4,250~4,350[MHz]の間を変化するものとする。

- 1 20[m]
- 2 50[m]
- 3 75[m]
- 4 90[m]
- 5 120[m]



— : 送信波
..... : 受信波(反射波)
Δf : 送信波と受信波(反射波)の周波数差
ΔT : 送信された電波が受信されるまでの時間

A-13 均一量子化を行うパルス符号変調(PCM)通信方式において、量子化のビット数を2ビット増やしたときの信号対量子化雑音比(S/Nq)の改善量の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、信号電圧の振幅の発生する確率分布は、振幅を分割した区間内で一様であり、量子化雑音は、周波数に関係なく一様な分布とする。

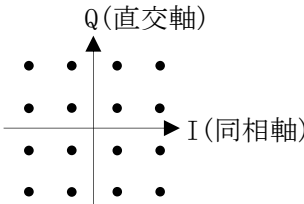
- 1 6[dB] 2 8[dB] 3 10[dB] 4 12[dB] 5 18[dB]

A-14 次の記述は、静止衛星を用いた通信システムの多元接続方式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) 時分割多元接続(TDMA)方式は、時間を分割して各地球局に回線を割り当てる方式である。各地球局から送られる送信信号が衛星上で重ならないように、各地球局の □ A □ を制御する必要がある。
- (2) 周波数分割多元接続(FDMA)方式は、周波数を分割して各地球局に回線を割り当てる方式である。送信地球局では、割り当てられた周波数を用いて信号を伝送するので、通常、隣接するチャンネル間の干渉が生じないように、□ B □ を設ける。
- (3) 符号分割多元接続(CDMA)方式は、同じ周波数帯を用いて各地球局に特定の符号列を割り当てる方式である。送信地球局では、この割り当てられた符号列で変調し、送信する。受信地球局では、送信側と □ C □ 符号列で受信信号との相関をとり、自局向けの信号を取り出す。

	A	B	C
1	送信タイミング	ガードバンド	同じ
2	送信タイミング	ガードバンド	異なる
3	周波数	ガードバンド	同じ
4	周波数	ガードタイム	同じ
5	周波数	ガードタイム	異なる

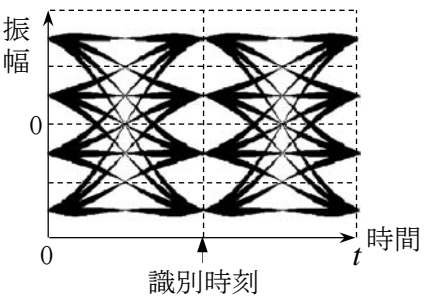
A-15 図に示す信号点配置の 16QAM 信号のシンボル誤り率 SE_{16QAM} が、誤差補関数を用いた式として、 $SE_{16QAM} = \frac{3}{2} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{CNR}{10}}\right)$ で表せるとき、ビット誤り率 BE_{16QAM} を表す式として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、ビットの割り当て(マッピング)をグレイコード配置とする。



- 1 $\frac{1}{2} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{CNR}{10}}\right)$ 2 $\frac{3}{2} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{CNR}{10}}\right)$ 3 $\frac{3}{4} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{CNR}{10}}\right)$ 4 $\frac{3}{8} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{CNR}{10}}\right)$ 5 $\frac{3}{16} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{CNR}{10}}\right)$

A-16 次の記述は、デジタル信号が伝送路などで受ける波形劣化を観測するためのアイパターンについて述べたものである。このうち正しいものを下の番号から選べ。ただし、図は、帯域制限されたベースバンド信号のアイパターンの一例を示す。

- 1 図は、符号間干渉が生じて識別できない場合のアイパターンの一例を示している。
- 2 アイパターンを観測することにより、情報の誤り訂正の符号化率を知ることができる。
- 3 図は、3 値の伝送波形のアイパターンの一例を示している。
- 4 図は、6 値の伝送波形のアイパターンの一例を示している。
- 5 図のアイパターンの横軸の時間の長さ t は、2 シンボル時間である。



A-17 次の記述は、図に示すベクトルネットワークアナライザ(VNA)を用いた増幅回路のリターン・ロス R_L [dB] 及び利得 G [dB] の測定原理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) 図に示す VNA のポート 1 から増幅回路の入力端へ及びポート 2 から出力端へ入る信号をそれぞれ a_1 及び a_2 とし、入力端からポート 1 へ及び出力端からポート 2 へ出る信号をそれぞれ b_1 及び b_2 とすると、これらの信号の関係は、S パラメータを用いて次式で表される。

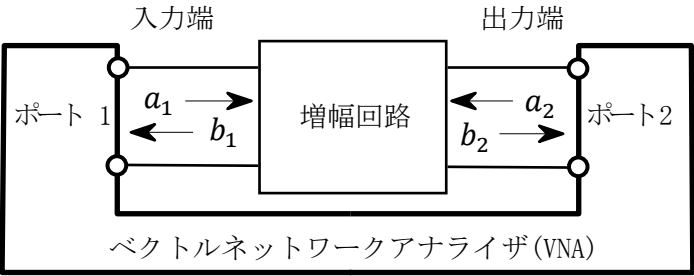
$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \text{ ----- ①}$$

- (2) ①式から $a_2=0$ のとき $S_{11} = \text{□ A □}$ である。VNA で測定した S_{11} (複素数表示) が $S_{11} = u + jv$ で表されるとき、 R_L [dB] は、次式で表される。 $R_L = -20 \log_{10} \sqrt{u^2 + v^2}$ [dB]

R_L の値は、 a_1 の大きさに対して b_1 の大きさが小さくなるほど □ B □ なる。

- (3) ①式から $a_2=0$ のとき $S_{21} = \text{□ C □}$ である。VNA で測定した S_{21} (複素数表示) が $S_{21} = u + jv$ で表されるとき、 G [dB] は、次式で表される。 $G = 20 \log_{10} \sqrt{u^2 + v^2}$ [dB]

	A	B	C
1	b_1/a_1	大きく	b_2/a_1
2	b_1/a_1	小さく	b_2/a_1
3	a_1/b_1	大きく	b_2/a_1
4	a_1/b_1	小さく	a_1/b_2
5	a_1/b_1	大きく	a_1/b_2

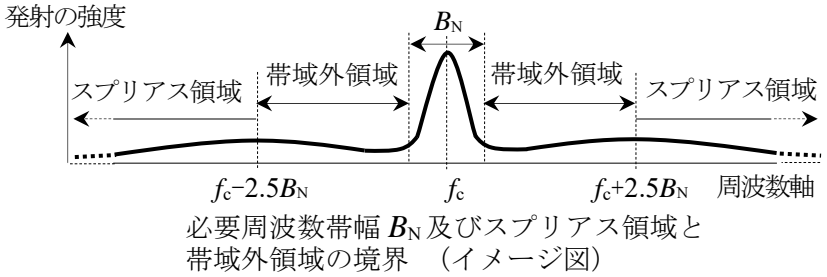


A-18 次の記述は、法令等に基づく無線局の送信設備の「スプリアス発射の強度」及び「不要発射の強度」の測定について、図を基にして述べたものである。□内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。なお、同じ記号の□内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 「□領域におけるスプリアス発射の強度」の測定は、無変調状態において、□領域におけるスプリアス発射の強度を測定し、その測定値が許容値内であることを確認する。

(2) 「□領域における不要発射の強度」の測定は、□状態において、中心周波数 f_c [Hz] から必要周波数帯幅 B_N [Hz] の ± 250 [%] 離れた周波数を境界とした□領域における不要発射の強度を測定し、その測定値が許容値内であることを確認する。この測定では、□状態において、不要発射が周波数軸上に広がって出てくる可能性が□ことから、許容値を規定するための参照帯域幅の範囲内に含まれる不要発射の電力を積分した値を測定することとされている。

	A	B	C	D
1	帯域外	スプリアス	変調	ある
2	帯域外	スプリアス	無変調	ない
3	スプリアス	帯域外	無変調	ある
4	スプリアス	帯域外	無変調	ない
5	スプリアス	帯域外	変調	ない

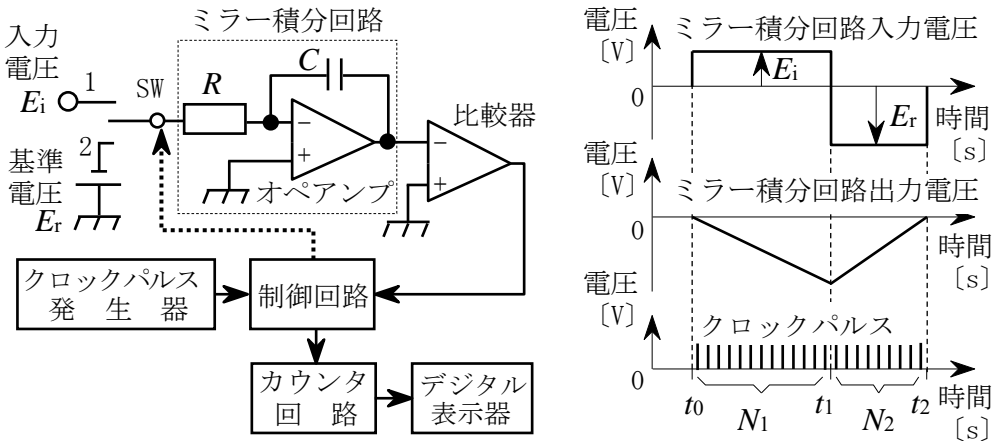


A-19 次の記述は、図に示す二重積分方式(デュアルスロープ形)デジタル電圧計の原理的な構成例について述べたものである。□内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、回路は理想的に動作するものとする。

- (1) スイッチSWを1に入れ、正の入力直流電圧 E_i をミラー積分回路に加えると、その出力電圧が零から負方向に直線的に変化し、同時に比較器が動作する。制御回路は、比較器が動作を始めた時刻 t_0 からクロックパルスをカウンタに送り、計数値が一定数 N_1 になった時刻 t_1 にSWを2に切替え、 E_i と逆極性の負の基準電圧 E_r を加える。ミラー積分回路の出力電圧は、 t_1 から正方向に直線的に変化し、時刻 t_2 で零になる。 t_1 から t_2 までの計数値が N_2 のとき、近似的に $E_i = \square$ で表すことができる。

(2) 積分を2回行う本方式の測定精度は、原理的に積分回路を構成するコンデンサ C 及び抵抗 R の素子値の精度に依存□。また、周期性の雑音が入力電圧に加わったとき、 E_i の積分期間を雑音周期の□にすることにより影響を打ち消すことができる。

	A	B	C
1	$E_r N_2 / N_1$	する	整数倍
2	$E_r N_2 / N_1$	しない	整数倍
3	$E_r N_2 / N_1$	する	整数分の一
4	$E_r N_1 / N_2$	しない	整数分の一
5	$E_r N_1 / N_2$	する	整数倍



A-20 次の記述は、スーパーヘテロダイン方式スペクトルアナライザ(スペクトルアナライザ)及びFFTアナライザの各測定器に、入力信号として周期性の方形波を入力したときに測定できる項目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、入力信号である方形波は、複数の正弦波の和で表されるものである。

- (1) スペクトルアナライザ及びFFTアナライザは、入力信号に含まれる個々の正弦波の周波数を測定することが□。

(2) スペクトルアナライザ及びFFTアナライザは、入力信号に含まれる個々の正弦波の振幅を測定することが□。

(3) FFTアナライザは、入力信号に含まれる個々の正弦波の相對位相を測定することが□。

(4) スペクトルアナライザは、入力信号の振幅の時間に対する変化を、時間軸上の波形として観測することが□。

	A	B	C	D
1	できる	できない	できない	できる
2	できる	できる	できる	できる
3	できる	できる	できる	できない
4	できない	できる	できる	できない
5	できない	できない	できない	できる

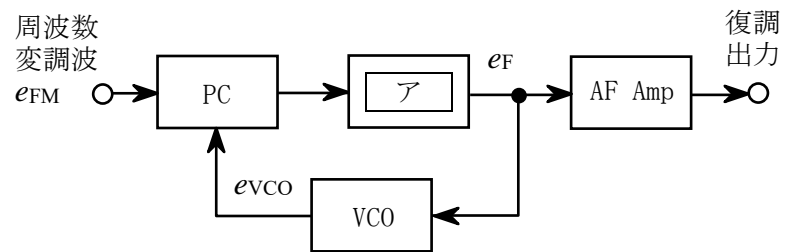
B-1 次の記述は、SCPC方式の衛星通信の中継器などに用いられる電力増幅器について述べたものである。□内に入れるべき字句を下の番号から選べ。なお、同じ記号の□内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 電力効率を良くするために増幅器が□ア領域で動作するように設計されていると、相互変調積が生じて信号と異なる周波数帯の成分が生ずる。このため、単一波を入力したときの飽和出力電力に比べて、複数波を入力したときの帯域内の各波の飽和出力電力の□イ。
- (2) 増幅器の動作点の状態を示す入力バックオフは、単一波を入力したときの飽和□ウ P_1 [W] と複数波の全入力電力 P_2 [W] との比 P_1/P_2 をデシベルで表したものである。
- (3) 相互変調積などの影響を軽減するには、入力バックオフを□エすることなどがある。
- (4) しかし、あまり入力バックオフを□エしてしまうと、中継器の□オを低下させてしまう。

- | | | | | |
|-----------|------------|--------|--------|-----------|
| 1 非線形 | 2 線形 | 3 入力電力 | 4 出力電力 | 5 帯域外放射特性 |
| 6 総和は減少する | 7 総和は増加はする | 8 大きく | 9 小さく | 10 電力利用効率 |

B-2 次の記述は、図に示す位相同期ループ(PLL)検波器の原理的な構成例において、周波数変調(FM)波の復調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) 位相比較器(PC)の出力は、□アを通して、周波数変調波 e_{FM} 及び電圧制御発振器(VCO)の出力 e_{VCO} との□イ差に比例した□ウ出力する。
- (2) e_{FM} の周波数がPLLの周波数引込み範囲(キャプチャレンジ)内のとき、 e_F は、 e_{FM} と e_{VCO} の□イが一致するように、VCOを制御する。 e_{FM} が無変調で、 e_{FM} と e_{VCO} の□イが一致してPLLが同期(ロック)すると、□アの出力電圧 e_F の電圧は、□エになる。
- (3) e_{FM} の周波数が同期保持範囲(ロックレンジ)内において変化すると、 e_F の電圧は、 e_{FM} の周波数偏移に□オして変化するので、低周波増幅器(AF Amp)を通して復調出力を得ることができる。



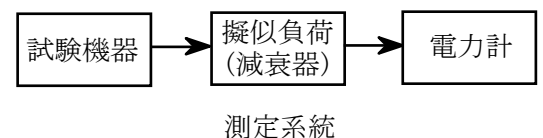
- | | | | | |
|----------------|----------------|-----------------|-------|-------|
| 1 高域フィルタ (HPF) | 2 振幅 | 3 位相 | 4 零 | 5 最大 |
| 6 低域フィルタ (LPF) | 7 誤差電圧 e_F を | 8 高周波成分 e_F を | 9 反比例 | 10 比例 |

B-3 次の記述は、図の測定系統によるWiMAX(直交周波数分割多元接続方式広帯域移動無線アクセスシステム)基地局無線設備(試験機器)の「空中線電力の偏差」の測定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、試験機器の空中線端子の数は1とし、「送信バースト繰り返し周期」を T [s]、「送信バースト長(電波を発射している時間)」を B [s]とする。また、電力計の条件として、型式は、熱電対若しくはサーミスタによる熱電変換型又はこれらと同等の性能を有するものとする。なお、同じ記号の□内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 試験機器は、試験周波数に設定し、バースト送信状態とする。ただし、送信バーストが可変する場合は、送信バースト時間が□アになるように試験機器を設定すること。また、電力が□イなる電力制御の設定を行い、□イなる変調状態とする。
- (2) 測定操作手順は、電力計の零点調整を行い、試験機器を送信状態にする。次に、「繰り返しバースト波電力」 P_B [W] を十分長い時間にわたり、電力計で測定し、次式により「バースト区間内の□ウ電力」である P [W] を算出する。

$$P = P_B \times (\square \text{エ}) \text{ [W]}$$

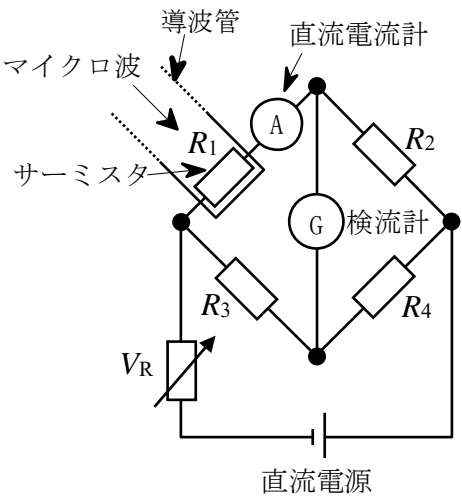
P [W] を算出することができるのは、送信バーストのデューティ比が一定で、あらかじめ分かっており、電力計のセンサ又は指示部の時定数が送信バースト繰り返し周期 T [s]に対して十分□オなので、送信バーストのデューティ比に比例した P_B [W] が得られることによるものである。測定結果として、空中線電力の絶対値を[W]単位で、工事設計書に記載される空中線電力に対する偏差を[%]単位で+又は-の符号を付けて記載する。



- | | | | | |
|----------|---------|-------|-------|----------|
| 1 最も短い時間 | 2 最小出力と | 3 小さい | 4 大きい | 5 T/B |
| 6 最も長い時間 | 7 最大出力と | 8 平均 | 9 せん頭 | 10 B/T |

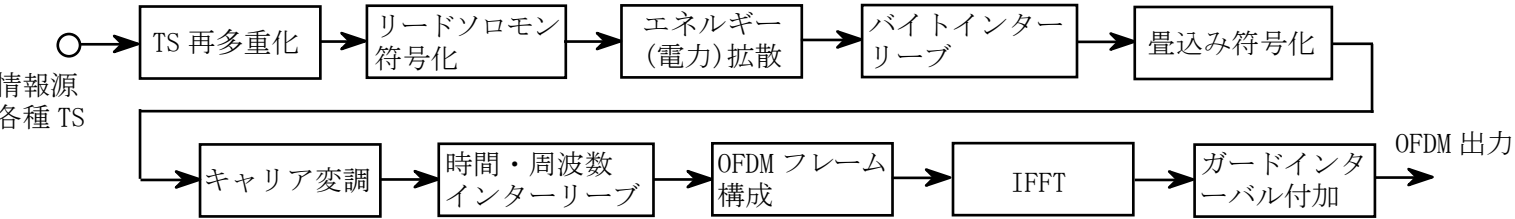
B-4 次の記述は、図に示すマイクロ波用サーミスタ電力計の動作原理について述べたものである。□ 内に入れるべき字句を下の番号から選べ。ただし、サーミスタのマイクロ波における表皮効果の影響及び直流電流計の内部抵抗は無視できるものとし、導波管回路は整合がとれているものとする。

- (1) サーミスタ電力計は、□ ア □ 程度までの電力の測定に適している。
(2) 導波管に取り付けられ、直流ブリッジ回路の一辺を構成しているサーミスタの抵抗 R_1 [Ω] は、サーミスタに加わったマイクロ波電力に応じて変化する。マイクロ波が加わらないときの R_1 の値は、可変抵抗器 V_R [Ω] を調整してブリッジ回路の平衡を取り、平衡条件から求めることができる。このときの直流電流計の指示を I_1 [A] とすると、 R_1 で消費される直流電力 P_1 は、次式で表される。
 $P_1 =$ □ イ □ [W] ----- ①
(3) マイクロ波を加えると、その電力に応じて R_1 の値が変化し、ブリッジの平衡がくずれるので、 V_R を調整して再びブリッジ回路の平衡をとると、同様に R_1 の値が求められる。このときの直流電流計の指示を I_2 [A] とすると、 R_1 で消費される直流電力 P_2 は、次式で表される。
 $P_2 =$ □ ウ □ [W] ----- ②
(4) 式①及び②より、マイクロ波電力 P_m は、次式で求められる。
 $P_m = P_1 - P_2 =$ □ エ □ [W] ----- ③
(5) サーミスタは、周囲温度の影響を受けやすいので、適当な温度補償が必要である。また、サーミスタと導波管系との結合などに不整合があると、□ オ □ による測定誤差を生ずる。



- | | | | | | | | | | |
|---|---------|---|-----------------------|---|-----------------------|---|---------------------------------|----|----|
| 1 | 10 [mW] | 2 | $I_1^2 R_2 R_3 / R_4$ | 3 | $I_2^2 R_2 R_4 / R_3$ | 4 | $(I_1^2 - I_2^2) R_2 R_4 / R_3$ | 5 | 透過 |
| 6 | 10 [W] | 7 | $I_1^2 R_2 R_4 / R_3$ | 8 | $I_2^2 R_2 R_3 / R_4$ | 9 | $(I_1^2 - I_2^2) R_2 R_3 / R_4$ | 10 | 反射 |

B-5 次の記述は、我が国の標準テレビジョン放送のうち地上系デジタル放送の標準方式(ISDB-T)で用いられる送信システムについて、図の伝送路符号化部基本構成に示す主要なブロック中、五つのブロックの働きについてそれぞれ述べたものである。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 「TS 再多重化」では、放送の各種 TS(Transport Stream)が入力され、16 バイトのヌルデータを付加したパケットストリームに変換する。

イ 「リードソロモン符号化」では、「TS 再多重化」で付加された 16 バイトのヌルデータを誤り訂正のためのパリティバイトに置き換えて、パケット単位で誤りを訂正できるようにする。誤り訂正符号であるリードソロモン符号は、内符号である。

ウ 「エネルギー(電力)拡散」では、変調波のエネルギーを特定のところに集中させるとともに、受信側で信号からクロック再生を容易にするため、同じ値のデジタル符号(“0” または “1”)が長く続くように、擬似乱数符号系列と伝送するデジタル符号を加算する。

エ 「バイトインターリーブ」では、受信側で畳込み符号により誤り訂正を行った後のバースト誤りを拡散させることによって、リードソロモン符号の誤り訂正の性能を向上させる。

オ 「時間・周波数インターリーブ」では、誤り訂正の効果を高め、移動受信性能と交差偏波識別度を向上させる。