

FA307

# 第一級陸上無線技術士「無線工学 A」試験問題

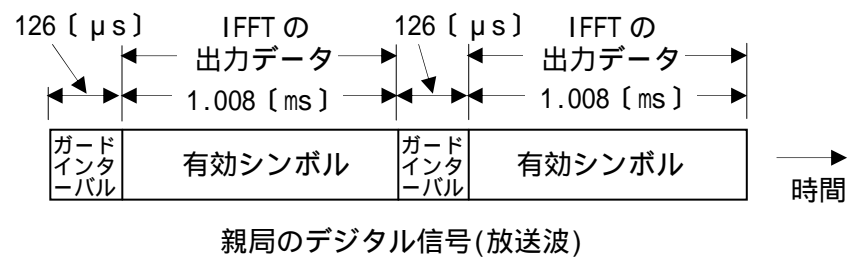
(参考) 試験問題の図中の抵抗などは、旧図記号を用いて表記しています。

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方式の標準テレビジョン放送に用いられるガードインターバ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。

- ガードインターバルは、送信側において OFDM(直交周波数分割多重)セグメントを逆高速フーリエ変換(IFFT)した出力データのうち、時間的に □ A □ 端の出力データを有効シンボルの □ B □ に付加することによって受信が可能となる期間を延ばし、有効シンボル期間において正しく受信できるようにするものである。
- ガードインターバルを用いることにより、中継局で親局と同一の周波数を使用する(SFN:Single Frequency Network)ことが可能であり、ガードインターバル長 □ C □ の遅延波があってもシンボル間干渉のない受信が可能である。
- 図に示すようにガードインターバル長が、 $126\text{ }\mu\text{s}$  のとき、SFN とすることができる親局と中継局間の最大距離は、原理的に約 □ D □ (km) となる。ただし、中継局は、親局の放送波を中継する放送波中継とし、親局と中継局の放送波の送出タイミングは両局間の距離による伝搬遅延のみに影響されるものとする。また、親局と中継局の放送波のデジタル信号は、完全に同一であり、受信点において、遅延波の影響により正しく受信するための有効シンボル期間分の時間を確保できない場合はシンボル間干渉により正しく受信できず、SFN とすることができないものとする。

	A	B	C	D
1	前	後	以上	37.8
2	前	後	以内	18.9
3	後	前	以内	37.8
4	後	前	以内	18.9
5	後	前	以上	37.8



A - 2 次の記述は、QPSK(4PSK)信号及び 16QAM 信号の信号点間距離と送信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。

デジタル変調された信号の振幅及び位相が雑音などにより変化し、隣接する信号を識別するためのしきい値を超えると符号誤りを生ずる。信号点間距離は、雑音などがあるときの信号の復調・識別の余裕度を示すもので、信号点配置における信号点の間の距離のうち、最も短いものをいう。

- 図 1 に示すように QPSK の信号点配置の信号点間距離が  $d$  のとき、QPSK 信号の最大振幅は □ A □ である。
- また、図 2 に示すように 16QAM の信号点配置の信号点間距離を  $d'$  とし、 $d'$  が  $d$  と等しいとき、16QAM 信号の最大振幅は、□ B □ である。したがって、信号点間距離を QPSK と等しくして妨害に対する余裕度を一定にするには、QPSK の □ C □ 倍の送信電力が必要である。

	A	B	C
1	$d$	$1.5d$	2.25
2	$d$	$3d$	9
3	$d/\sqrt{2}$	$1.5d/\sqrt{2}$	2.25
4	$d/\sqrt{2}$	$2d/\sqrt{2}$	4
5	$d/\sqrt{2}$	$3d/\sqrt{2}$	9

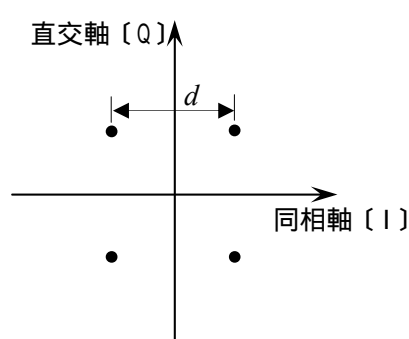


図 1 QPSK の信号点配置

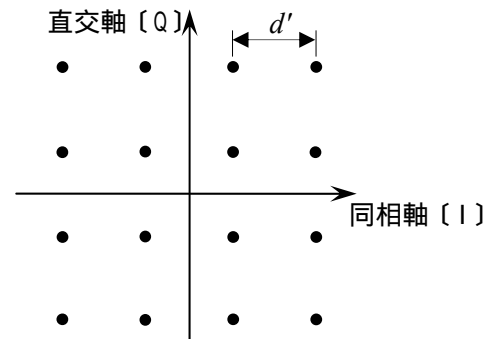
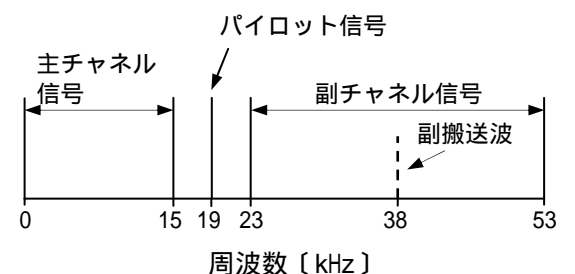


図 2 16QAM の信号点配置

A - 3 次の記述は、図に示す我が国の FM 放送(アナログ超短波放送)におけるステレオ複合(コンボジット)信号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。ただし、FM ステレオ放送の左側信号を“L”、右側信号を“R”とする。

- 主チャネル信号は、“L”と“R”の代数和の信号である。
- パイロット信号は、ステレオ放送識別のための信号であり、受信側で副チャネル信号を復調するときに必要な副搬送波を得るために付加されている。
- 副チャネル信号は、“L”から“R”を引いた信号である。
- ステレオ受信機で復調の際には、主チャネル信号及び副チャネル信号の加算・減算により、“L”及び“R”の信号を復元することができる。
- モノラル受信機で復調の際には、主チャネル信号は帯域外の成分としてフィルターでカットされるため、副チャネル信号のみが受信される。



A - 4 次の記述は、スーパーヘテロダイン受信機において生ずることのある、相互変調及び混変調による妨害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 受信機に二つの電波(不要波)が入力されたとき、回路の非直線動作によって各電波の周波数の正の整数倍の成分の和又は差の成分が生じ、これらが希望周波数又は中間周波数などと一致すると相互変調による妨害が生ずる。
- 2 妨害波の周波数が $f_1$  [Hz] 及び $f_2$  [Hz] のとき、回路の非直線性によって生ずる周波数成分のうち、 $2f_1 - f_2$  [Hz] 及び $2f_2 - f_1$  [Hz] は、3 次の相互変調波の成分である。
- 3 混変調による妨害は、受信機に希望波及び妨害波が入力されたとき、回路の非直線動作によって妨害波の変調信号成分で希望波の搬送波が変調を受ける現象である。
- 4 希望波の搬送波の周波数が $f_d$  [Hz]、妨害波の搬送波の周波数が $f_u$  [Hz]、妨害波の変調信号の周波数が $f_m$  [Hz] 及び妨害波の側波帯成分の周波数が $f_u + f_m$  [Hz] のとき、混変調積の周波数成分 $f_d \pm f_m$  [Hz] によって混変調による妨害が生ずる。
- 5 相互変調は、受信機の高周波増幅段又は周波数変換段よりも中間周波増幅段で発生しやすい。

A - 5 次の記述は、我が国の中波放送における同一周波放送(同期放送)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) 同期放送は、相互に同期放送の関係にある放送局の搬送周波数の差  $f$  が  A  を超えて変わらないものとし、同時に同一の番組を放送するものである。
- (2) 例えば、相互に同期放送の関係にある放送局を X 局及び Y 局とすると、ある受信場所における X 局及び Y 局の搬送波間の位相差  $\phi$  [rad] が  $1/f$  [s] の周期で  $0 \sim 2\pi$  [rad] の間を変化するため、その受信場所における X 局及び Y 局の搬送波の合成電界は、同周期でフェージングを繰り返す。原理的に、X 局及び Y 局の搬送波の電界強度が等しい(等電界)場所における搬送波の合成電界は、 $\phi$  が  B  のときは X 局(または Y 局)の電界強度の 2 倍になり、 $\phi$  が  C  のときは 0 となる。
- (3) 同期放送では、(2)の合成電界の変化と併せ、被変調波に  D  がある場合の受信ひずみなどが、等電界の場所とその付近でのサービス低下の原因になる。これらによる受信への影響については、受信機の自動利得調整(AGC)機能並びに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る改善が期待できる。また、受信ひずみは、同期検波により改善される。

	A	B	C	D
1	0.1 [Hz]	0 及び $2\pi$ [rad]	$\pi$ [rad]	位相差
2	0.1 [Hz]	$\pi$ [rad]	0 及び $2\pi$ [rad]	振幅差
3	1 [kHz]	$\pi$ [rad]	0 及び $2\pi$ [rad]	位相差
4	1 [kHz]	$\pi$ [rad]	0 及び $2\pi$ [rad]	振幅差
5	1 [kHz]	0 及び $2\pi$ [rad]	$\pi$ [rad]	振幅差

A - 6  $e = E(1 + 0.8 \sin pt) \sin \omega t$  [V] で表される振幅変調波電圧を二乗検波器に入力したとき、出力の検波電流中に含まれる信号波の第二高調波成分によるひずみ率の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、ひずみは、出力に含まれる直流成分と $\omega \pm p$ 以上の周波数成分を帯域フィルタ(BPF)で除去したとき、帯域フィルタによる信号波の第二高調波成分の減衰はなく、その第二高調波成分を帯域フィルタで分離できないために生ずるものであり、出力の検波電流  $i$  は、 $i = ke^2$  [A] で表すことができるものとする。また、 $k$  は定数、 $E$  [V] は搬送波の振幅、 $\omega$  [rad/s] は搬送波の角周波数、 $p$  [rad/s] は信号波の角周波数で、 $\omega \gg p$  とし、 $\cos 2x = 1 - 2\sin^2 x$  である。

- 1 10 [%]      2 12 [%]      3 15 [%]      4 20 [%]      5 30 [%]

A - 7 次の記述は、FM(F3E)受信機のスレッシュリッ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。

- |  |        |     |     |
|--|--------|-----|-----|
| (1) 受信機復調出力の信号電力対雑音電力比(S/N)は、受信入力(搬送波)のレベルを小さくしていくと、あるレベル以下で急激に低下し、AM(A3E)よりかえって悪くなってしまう。スレッシュリッドレベルは、そのときの <input type="text"/> A <input type="text"/> レベルをいう。                      | A      | B   | C   |
| (2) スレッシュリッドは、搬送波のせん頭電圧と雑音のせん頭電圧 が等しくなる点であり、それぞれの <input type="text"/> B <input type="text"/> を $E_C$ 及び $E_N$ とすると $E_C / E_N = 4/\sqrt{2}$ 、すなわち、C/N が 9 [dB] 以下になると S/N が急激に低下する。 | 1 受信入力 | 実効値 | 小さい |
| (3) 復調出力の信号電力対雑音電力比(S/N)の改善度は、受信入力のレベルがスレッシュリッドレベル以上であれば FM の広帯域利得により、周波数偏移が <input type="text"/> C <input type="text"/> ほど大きくなる。  | 2 受信入力 | 実効値 | 大きい |
|  | 3 受信入力 | 平均値 | 大きい |
|  | 4 雑音入力 | 平均値 | 大きい |
|  | 5 雑音入力 | 平均値 | 小さい |

A - 8 次の記述は、スーパーヘテロダイン受信機の映像(イメージ)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。

- (1) 受信希望波の周波数  $f_d$  を局部発振周波数  $f_o$  でヘテロダイン検波して中間周波数  $f_i$  を得るが、周波数の関係において、 $f_o$  に対して  $f_d$  と対称の位置にある周波数、すなわち  $f_d$  から  $2f_i$  離れた周波数  $f_u$  も同じようにヘテロダイン検波される可能性があり、□ A を映像周波数という。
- (2) 映像周波数に相当する妨害波があるとき、受信機出力に混信となって現れることを抑圧する能力を映像周波数選択度または映像比という。
- (3) この映像周波数による混信の軽減法には、中間周波数を □ B して受信希望波と妨害波との周波数間隔を広げる方法や □ C の選択度を良くする方法などがある。

	A	B	C
1	$f_u$	低く	中間周波増幅回路
2	$f_u$	高く	高周波増幅回路
3	$2f_i$	高く	中間周波増幅回路
4	$2f_i$	高く	高周波増幅回路
5	$2f_i$	低く	中間周波増幅回路

A - 9 次の記述は、振幅変調(A3E)波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) A3E 波  $e$  は、次式で表される。ただし、搬送波を  $A \cos \omega t$  [V]、変調信号を  $B \cos pt$  [V] とし、 $A$  [V] は搬送波の振幅、 $B$  [V] は変調信号の振幅、 $\omega$  [rad/s] は搬送波の角周波数、 $p$  [rad/s] は変調信号の角周波数を表すものとし、 $A$   $B$  とする。

$$e = \square A \text{ [V]}$$

- (2) 変調度  $m$  は、次式で表される。

$$m = \square B \times 100 \text{ [\%]}$$

- (3) A3E 波の両側帯波の電力の和は、変調度が 100 [%] のとき、全電力の □ C である。

	A	B	C
1	$A \cos \omega t + B \cos pt \cos \omega t$	$A/B$	1/3
2	$A \cos \omega t + B \cos pt \cos \omega t$	$B/A$	1/2
3	$A \cos \omega t + B \cos pt \cos \omega t$	$B/A$	1/3
4	$B \cos \omega t + A \cos pt \cos \omega t$	$A/B$	1/2
5	$B \cos \omega t + A \cos pt \cos \omega t$	$A/B$	1/3

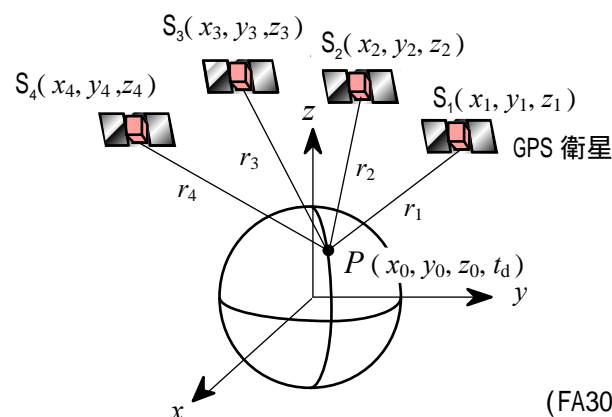
A - 10 次の記述は、二次電池の充電方法について述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

- 浮動充電は、整流器、電池、負荷の三つを並列に接続し、通常、負荷へ供給する電力量を整流器と電池が 1/2 ずつ負担する方法である。
- トリクル充電は、電池を非常の場合の予備電源とし、使用機器(負荷)、電池、整流器を一つのシステムとして結線して用いる方法である。常時、電池の自己放電を補う程度の微小電流で充電し続け、停電時のみ電池が負荷に接続される。
- 定電流充電は、電池の端子電圧に関係なく一定の電流で強制的に充電する方法である。電池にとって充電終期の電流値は小さい方が良く、通常、準定電流充電が用いられる。
- 定電圧充電は、最初から充電器の出力電圧を充電終止電圧に設定して一定電圧に保って充電する方法である。電池にとって充電終期の電流値は小さく好ましいが、充電初期には大きな電流が流れるため電極に負担がかかる。
- 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 - 11 次の記述は、図に示す GPS(全地球的衛星航法システム)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 衛星の時計の時刻に対して誤差があり、GPS 衛星と GPS 受信機の時計の時刻の誤差を  $t_d$  とすると擬似距離  $r_1$  と  $S_1$  の位置  $(x_1, y_1, z_1)$  及び受信点  $P$  の位置  $(x_0, y_0, z_0)$  は、 $r_1 = \square A$  の関係が成り立つ。
- (3) (2)と同様に受信点  $P$  と他の衛星  $S_2$ 、 $S_3$  及び  $S_4$  との擬似距離  $r_2$ 、 $r_3$  及び  $r_4$  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  $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_3$  及び  $S_4$  の位置は既知であるため、四つの未知変数  $(x_0, y_0, z_0, t_d)$  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 $\sqrt{(x_0 - x_1)^2 + (y_0 - y_1)^2 + (z_0 - z_1)^2} + t_d \times c$	3
2 $\sqrt{(x_0 - x_1)^2 + (y_0 - y_1)^2 + (z_0 - z_1)^2} + t_d \times c$	4
3 $\sqrt{(x_0 - x_1)^2 - (y_0 - y_1)^2 - (z_0 - z_1)^2} + t_d \times c$	4
4 $\sqrt{(x_0 + x_1)^2 - (y_0 + y_1)^2 - (z_0 + z_1)^2} + t_d \times c$	4
5 $\sqrt{(x_0 - x_1)^2 + (y_0 - y_1)^2 + (z_0 - z_1)^2} + t_d \times c$	3



A - 12 レーダー方程式を用いて求めた、物標の探知に必要な有効反射断面積の最小値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、探知距離を 100 [km]、パルスレーダーの送信尖頭出力電力を 1 [MW]、アンテナの利得を 30 [dB]、アンテナの実効面積を 1.6 [m<sup>2</sup>] とし、物標は、受信機の受信電力が -90 [dBm] 以上のとき探知できるものとする。また、1 [mW] を 0 [dBm] とする。

- 1 5 [m<sup>2</sup>]      2 10 [m<sup>2</sup>]      3 15 [m<sup>2</sup>]      4 20 [m<sup>2</sup>]      5 25 [m<sup>2</sup>]

A - 13 次の記述は、多元接続を用いた衛星通信システムの回線の割当て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) 回線割当て方式である □ A □ 方式は、総伝送容量を固定的に分割し、各地球局間に定められた容量の回線を固定的に割り当てる方式であり、局間の伝送すべきトラヒックが □ B □ 場合に有効な方式である。  
 (2) 各地球局から要求(電話の場合は呼)が発生するたびに回線を設定する方式は、□ C □ 方式といい、□ D □ 通信容量の多数の地球局が単一中継器を共同使用する場合に有効な方式である。

A	B	C	D
1 デマンドアサイメント	一定の	プリアサイメント	小さな
2 プリアサイメント	変動している	デマンドアサイメント	小さな
3 プリアサイメント	一定の	デマンドアサイメント	小さな
4 デマンドアサイメント	一定の	プリアサイメント	大きな
5 デマンドアサイメント	変動している	プリアサイメント	大きな

A - 14 次の記述のうち、音声信号を伝送するときに用いられる圧伸器(コンパンダ)について述べたものとして、正しいものを下の番号から選べ。

- 1 音声信号の振幅分布が高レベル領域に偏っていることを利用している。
- 2 音声信号の振幅の低レベル領域を送信側では圧縮し、受信側では逆に伸張する方式である。
- 3 伸長比は圧縮比の 2 倍になるように設定される。
- 4 音声回線における雑音等の軽減対策として用いられ、音声信号のレベル範囲を圧縮伸張する。
- 5 圧縮比を大きくするほど信号対雑音比(S/N)の改善度は小さくなる。

A - 15 図 1 に示す被測定増幅器に方形波信号を加え、その出力をオシロスコープで観測したところ、図 2 に示すような測定結果が得られた。この被測定増幅器の高域遮断周波数の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、入力波形は理想的な方形波とする。また、被測定増幅器の高域における周波数特性は 6 [dB/oct] で減衰し、低域遮断周波数は入力信号の最低周波数より十分低く、パルス頂部の傾斜(サグ)は発生しないものとする。

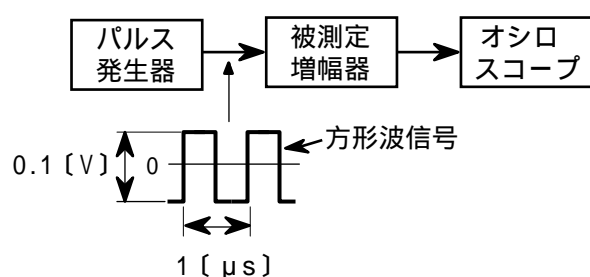


図 1

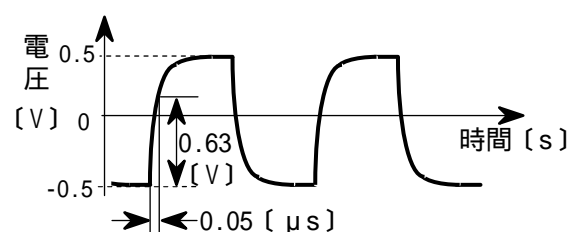


図 2

- 1 1.6 [MHz]      2 2.4 [MHz]      3 3.2 [MHz]      4 4.0 [MHz]      5 4.8 [MHz]

A - 16 次の記述は、衛星通信回線の雑音温度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 動作雑音指数  $F_{OP}$  は、システム雑音温度  $T_S$  [K] 及び周囲温度  $T_O$  [K] との間に、 $F_{OP} = T_O / T_S$  の関係がある。
- 2 システム雑音温度は、アンテナ雑音温度と受信機雑音温度(多くの場合、初段の低雑音増幅器の等価雑音温度)との和で表される。
- 3 低雑音増幅器の等価雑音温度  $T_e$  [K] は、低雑音増幅器の内部で発生して出力される雑音電力を入力端の値に換算し、雑音温度に変換したものである。
- 4 低雑音増幅器の雑音指数  $F$  は、等価雑音温度  $T_e$  [K] 及び周囲温度  $T_O$  [K] との間に、 $F = 1 + (T_e / T_O)$  の関係がある。
- 5 アンテナを含む地球局の受信系の性能を定量的に表現するための  $G/T$  [dB/K] には、一般に、受信機の低雑音増幅器の入力端で測定されるアンテナ利得  $G$  [dB] と低雑音増幅器の入力端で換算した雑音温度  $T$  [K] との比が用いられる。

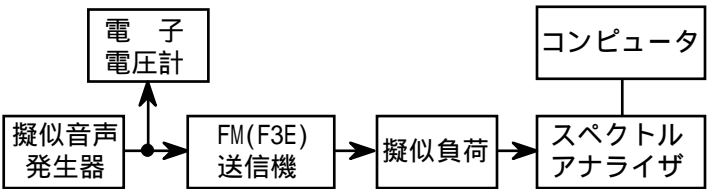
A - 17 次の記述は、図に示す構成例を用いた FM(F3E)送信機の占有周波数帯幅の測定法について述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 送信機の占有周波数帯幅は、全輻射電力の □ A □ [%] が含まれる周波数帯幅で表される。擬似音声発生器から規定のスペクトルを持つ擬似音声信号を送信機に加え、規定の変調度に変調された周波数変調波を擬似負荷に出力する。

(2) スペクトルアナライザを規定の動作条件とし、規定の占有周波数帯幅の 2~3.5 倍程度の帯域を、スペクトルアナライザの狭帯域フィルタで掃引しながらサンプリングし、測定したすべての電力値をコンピュータに取り込む。これらの値の総和から全電力が求まる。

(3) 取り込んだデータを、下側の周波数から積算し、その値が全電力の □ B □ [%] となる周波数  $f_1$  [Hz] を求める。同様に上側の周波数から積算し、その値が全電力の □ B □ [%] となる周波数  $f_2$  [Hz] を求める。このときの占有周波数帯幅は、□ C □ [Hz] で表される。

A	B	C
1 90	0.5	$(f_1 + f_2)/2$
2 99	5.0	$(f_1 + f_2)/2$
3 99	5.0	$f_2 - f_1$
4 99	0.5	$f_2 - f_1$
5 90	5.0	$f_2 - f_1$



A - 18 次の記述は、AM(A3E)受信機の近接周波数選択度特性の測定系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。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 近接周波数選択度特性は、妨害波の周波数と希望波の周波数との差が比較的小さいときの選択度であり、主として □ A □ の選択度特性によって決まる。

(2) 図 1 において、受信機を最良の状態に調整し、AGC を断(OFF)とする。標準信号発生器は、規定の出力レベル、変調周波数及び変調度とし、その出力を □ B □ を通して受信機に加える。標準信号発生器の出力周波数を受信機と同調周波数  $f_0$  [Hz] の上下に変化し、受信機の出力レベルをレベル計で測定して図 2 に示す選択度曲線を得る。

(3) 選択度曲線の最大の点から一定値  $\delta$  [dB] だけ低いレベルの二つの周波数  $f_1$  [Hz] 及び  $f_2$  [Hz] の間隔  $f_2 - f_1$  [Hz] を通過帯域幅といい、 $\delta$  は、通常 6 [dB] の値が用いられる。 $f_2$  における出力レベルより  $D$  [dB] 低いレベルとなる周波数  $f_3$  [Hz] と  $f_2$  との差  $f$  [Hz] で  $D$  を割った値を □ C □ という。

A	B	C
1 高周波増幅器	高域フィルタ (HPF)	減衰定数
2 高周波増幅器	擬似空中線	減衰傾度
3 中間周波増幅器	擬似空中線	減衰傾度
4 中間周波増幅器	擬似空中線	減衰定数
5 中間周波増幅器	高域フィルタ (HPF)	減衰定数

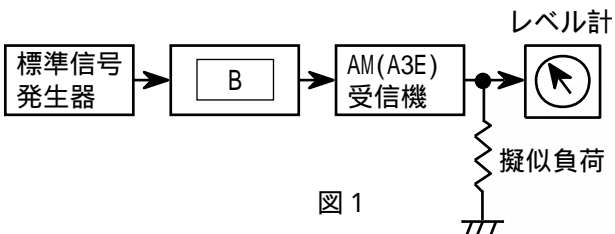


図 1

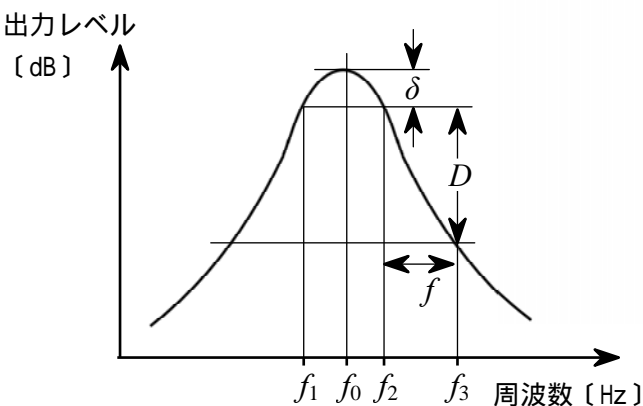


図 2

A - 19 次の記述は、同軸形抵抗減衰器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 1 に示す同軸形抵抗減衰器は、同軸線路の中に抵抗素子  $R_1$  [    ],  $R_2$  [    ] 及び  $R_3$  [    ] を接続して抵抗損による減衰を与えるものであり、その等価回路は、□ A □ で表される。

(2)  $R_1 = R_3$  かつ  $R_2 = 4R_1$  のとき、出力電圧は、入力電圧の □ B □ になり、電圧減衰量は、□ C □ [dB] になる。ただし、同軸形抵抗減衰器の入出力には、同一インピーダンスの回路が接続され、かつ、整合しているものとする。

A	B	C
1 図 2	1/2	3
2 図 2	1/4	12
3 図 2	1/2	6
4 図 3	1/4	6
5 図 3	1/5	14

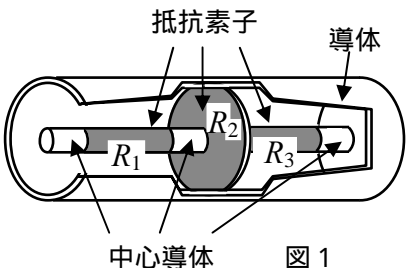


図 1

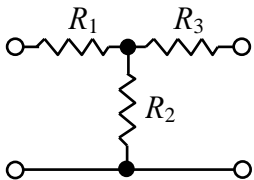


図 2

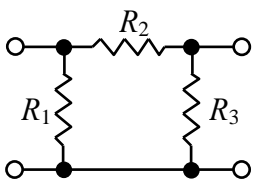
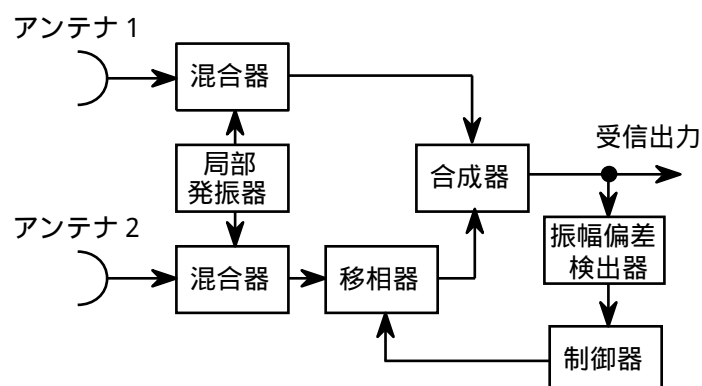


図 3

A - 20 次の記述は、図に示すマイクロ波の高速デジタル通信における最小振幅偏差形スペースダイバーシティ受信装置の動作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。

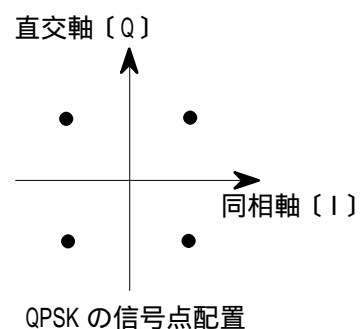
- (1) 広帯域伝送の高速デジタル通信において干渉性フェージングがあると、干渉波には直接波に対して □ A □ があるので、両者が受信されたとき、受信帯域内で周波数によって振幅偏差が生じて波形ひずみが発生し、符号誤り率が劣化する。
- (2) アンテナ 1 における直接波と干渉波の □ B □ は、通常、アンテナ 2 における直接波と干渉波の □ B □ と異なるので、受信帯域内で振幅偏差の生ずる周波数は、それぞれのアンテナで異なる。
- (3) このため、受信信号スペクトルから振幅偏差検出器で数点の周波数成分を取り出し、移相器を制御して各アンテナの受信信号に含まれる干渉波成分を □ C □ で合成して受信信号帯域内の振幅偏差を最小にすることにより波形ひずみを補償することができる。

A	B	C
1 振幅差	周波数特性	逆相
2 振幅差	伝搬路長	同相
3 遅延時間差	周波数特性	同相
4 遅延時間差	周波数特性	逆相
5 遅延時間差	伝搬路長	逆相



B - 1 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。

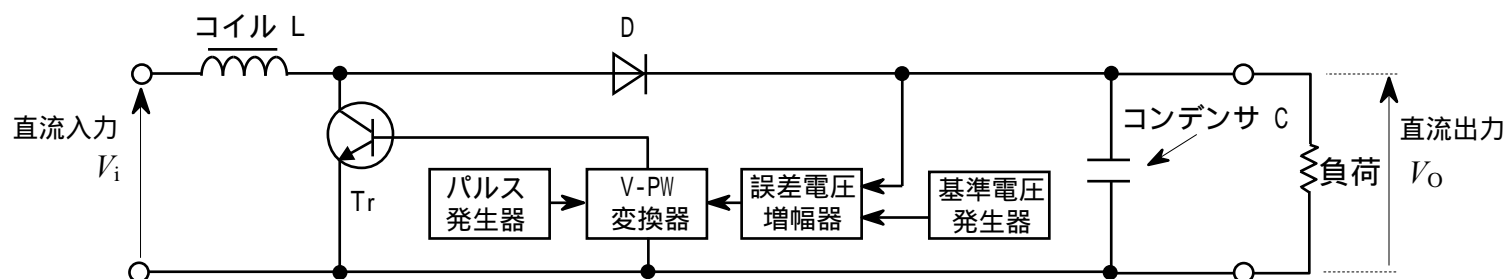
- (1) OQPSK 変調波の包絡線の振幅変動は、QPSK 変調波のそれに比べ小さくすることができ、電力効率がよく、線形性の低い電力増幅器の使用が可能である。
- (2) 信号点配置を図に示す QPSK 変調方式では、I チャンネルと Q チャンネルの入力データの極性が □ ア □ 変化したときは位相が瞬間的に □ イ □ [rad] 変化する。この変化は、位相遷移上原点を通ることである。この原点は、搬送波の振幅が □ ウ □ を表している。
- (3) OQPSK 変調方式では、I チャンネルと Q チャンネルの入力データを、互いに □ エ □ だけ時間的にオフセットしている。このため I チャンネルと Q チャンネルの入力データの極性が □ ア □ 変化せず、搬送波位相が変化する場合には、必ず □ オ □ の位相変化を生じることになるため、位相遷移上原点を通らない。



1 一方のみ	2 2	3 0	4 1 シンボルの半分	5 $\pm 1/2$ [rad]
6 同時に	7	8 最大値	9 1 シンボル	10 $\pm 1/4$ [rad]

B - 2 次の記述は、図に示す PWM(パルス幅変調)制御のチョップパ型 DC-DC コンバータ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) 図に示す DC-DC コンバータは、電圧-パルス幅(V-PW)変換器の出力の □ ア □ を変化させ、チョップパトランジスタ( $T_r$ )の導通(ON)している期間を制御して直流出力の電圧  $V_o$  を安定化するものである。
- (2)  $T_r$  が導通(ON)している期間では、□ イ □ にエネルギーが蓄積される。
- (3)  $T_r$  が断(OFF)になると、□ イ □ に蓄積されたエネルギーによって生じた電圧と直流入力電圧  $V_i$  が重畳され、□ ウ □ ダイオード D を通って負荷に電力が供給される。
- (4)  $T_r$  の導通(ON)している期間は、出力電圧  $V_o$  [V] が基準電圧発生器の出力電圧より小さくなると、□ エ □ なるように制御される。直流出力の電圧  $V_o$  [V] は、直流入力電圧  $V_i$  [V] より高くすることが □ オ □ 。



1 ツェナー	2 できない	3 パルス幅	4 短く	5 コイル L
6 ショットキー・バリア	7 できる	8 パルス周期	9 長く	10 コンデンサ C

B - 3 次の記述は、FFT アナライザ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) 入力信号の各周波数成分ごとの □ ア の情報が得られる。
- (2) 移動通信で用いられるパースト状の信号など、限られた時間内の信号を解析 □ イ 。
- (3) 解析可能な周波数の上限は、□ ウ の標本化周波数  $f_s$  [Hz] で決まる。
- (4) エイリアシングによる誤差が生じないようにするには、入力信号の周波数を □ エ [Hz] 以下に制限する必要がある。
- (5) 被測定信号を再生して表示するには、□ オ 変換を用いる。

- |          |           |        |         |            |
|----------|-----------|--------|---------|------------|
| 1 振幅及び位相 | 2 A-D 変換器 | 3 できる  | 4 ラプラス  | 5 $f_s$    |
| 6 振幅のみ   | 7 D-A 変換器 | 8 できない | 9 逆フーリエ | 10 $f_s/2$ |

B - 4 次の記述は、パルス符号変調(PCM)方式における標本化及び量子化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) □ ア 雑音は、標本化回路へ入力する信号の周波数帯域の制限が不十分なとき生ずる。例えば、標本化周波数が  $2f_0$  [Hz] の標本化回路に、周波数が  $1.3f_0$  [Hz] の単一正弦波を入力したとき、標本化回路の出力には、周波数が □ イ [Hz] の □ ア 雑音が発生する。
- (2) 標本化パルス列に含まれるアナログ信号の高域の周波数成分は、標本化パルスの衝撃係数(デューティレシオ)が □ ウ なるほど減衰する。この現象をアパーチャ効果という。
- (3) 標本化パルス列の復調の際に用いる低域フィルタ(LPF)で、帯域外の周波数成分を完全に除去しきれないと高周波成分が混入してきて □ エ 雑音となる。
- (4) 均一量子化(直線量子化)を行ったときの信号対量子化雑音比( $S/N_Q$ )は、量子化ステップ数を 2 倍にすることに □ オ [dB] 大きくなる。

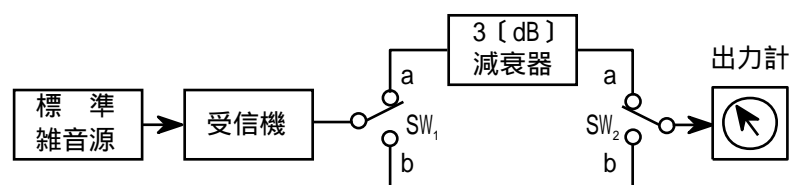
- |       |      |       |            |      |
|-------|------|-------|------------|------|
| 1 流合  | 2 補間 | 3 大きく | 4 $0.7f_0$ | 5 3  |
| 6 折返し | 7 三角 | 8 小さく | 9 $0.3f_0$ | 10 6 |

B - 5 次の記述は、図に示す構成例を用いた受信機の雑音指数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。

- (1) 受信機の雑音指数  $F$  は、次式で表される。ただし、 $N_i$  [W] は受信機の入力端子の有能雑音電力で、熱雑音電力に等しく、 $N_o$  [W] は受信機の入力端子の有能雑音電力、 $S_i$  [W] は受信機の入力端子の有能信号電力、 $S_o$  [W] は受信機の入力端子の有能信号電力とする。また、受信機の有能利得を  $G$  とし、ボルツマン定数  $k$  [J/K]、周囲温度  $T$  [K] 及び受信機の帯域幅  $B$  [Hz] は既知とする。

$$F = \square \text{ ア } = N_o / (N_i G) \text{ -----}$$

- (2) スイッチ  $SW_1$  及び  $SW_2$  を □ イ 側に接続し、電源を断 (OFF) にした標準雑音源を受信機に接続した状態で受信機の入力端子を測定すれば、このときの出力計の指示値は、□ ウ に等しい。
- (3) 次に、スイッチ  $SW_1$  及び  $SW_2$  を (2) の場合と反対側に接続し、標準雑音源の電源を接 (ON) にして標準雑音源の出力レベルを調整し、出力計の指示値が (2) と同じになるようにすれば、受信機の入力端子の雑音レベルは、□ エ [W] であり、このときの標準雑音源の出力レベルは、□ オ [W] に等しい。 $N_i$  は  $k$ 、 $T$  及び  $B$  の値で決まるので、式より  $F$  を求めることができる。



- |                               |         |           |             |      |
|-------------------------------|---------|-----------|-------------|------|
| 1 $(S_i / N_i) / (S_o / N_o)$ | 2 $N_o$ | 3 $4 N_o$ | 4 $N_i G$   | 5 a  |
| 6 $(S_o / N_o) / (S_i / N_i)$ | 7 $N_i$ | 8 $2 N_o$ | 9 $N_o / G$ | 10 b |