

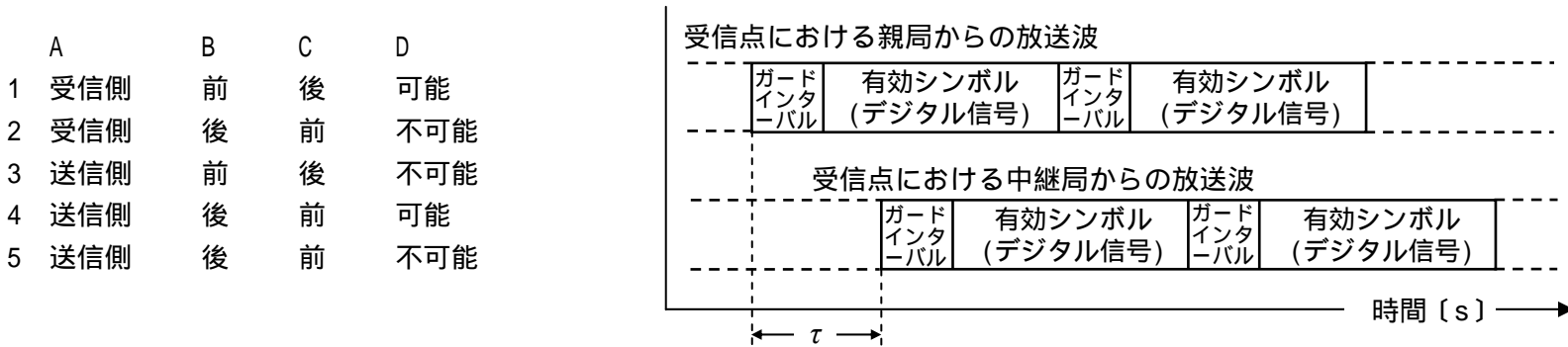
第一級陸上無線技術士「無線工学 A」試験問題

(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の原理的な働き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、親局の放送波及び中継局の放送波のデジタル信号は完全に同一であるものとする。また、親局の放送波のデジタル信号が次のシンボルに変化してから、中継局の信号が遅れて変化するまでの時間が、ガードインターバル内に入れば、親局の放送波の有効シンボル期間分の情報を「シンボル間干渉なく正しく受信すること」が可能であるものとし、一方で、ガードインターバルを超えると親局の放送波の有効シンボル期間分の情報を「シンボル間干渉なく正しく受信すること」が不可能となるものとする。

- 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)ことが可能である。ガードインターバルは、□ A □ 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 □ B □ 端の出力データを有効シンボルの □ C □ 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「シンボル間干渉なく正しく受信すること」ができるようにするものである。
- 図は、受信点において、親局からの放送波に対して τ [s] 遅延した中継局からの放送波が同時に受信された場合のそれぞれの放送波を分離して示したものである。この図は、親局の放送波の有効シンボル期間分の情報を「シンボル間干渉なく正しく受信すること」が □ D □ となる場合を示している。

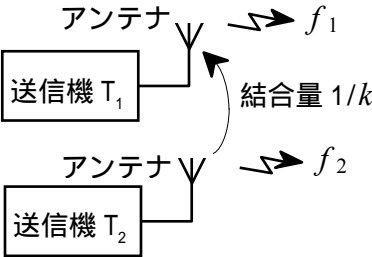


A-2 AM(A3E)送信機において、搬送波を二つの単一正弦波で同時に振幅変調したときの平均電力の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、搬送波の電力は 10 [kW] とする。また、当該搬送波を一方の単一正弦波のみで変調したときの変調度は 60 [%] であり、他方の単一正弦波のみで変調したときの平均電力は 13.2 [kW] である。

- 16.5 [kW]
- 15.0 [kW]
- 14.0 [kW]
- 13.7 [kW]
- 13.4 [kW]

A - 3 図に示す送信機 T_1 及び T_2 の間で生ずる相互変調積に関する次の記述のうち、誤っているものを下の番号から選べ。ただし、相互変調積は、送信周波数 f_1 [MHz] の送信機 T_1 に、送信周波数が f_1 よりわずかに高い f_2 [MHz] の送信機 T_2 の電波が入り込み、 T_1 で生ずるものとする。また、 T_1 及び T_2 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。

- 2 次の相互変調積は、その周波数が T_1 の送信周波数 f_1 から十分離れているので容易に除去できる。
- 3 次の相互変調積の周波数成分の数は、四つである。
- f_1 の近傍に 3 次の相互変調積の成分が二つ観測されるとき、振幅が大きいのは周波数の低い方の成分である。
- T_1 及び T_2 の送信電力がそれぞれ 2 [dB] 減少すると、3 次の相互変調積の電力は 4 [dB] 減少する。
- f_1 の値が 151.0 [MHz] で、3 次の相互変調積の成分として 150.7 [MHz] が観測されるとき、 f_2 の値は、151.3 [MHz] である。

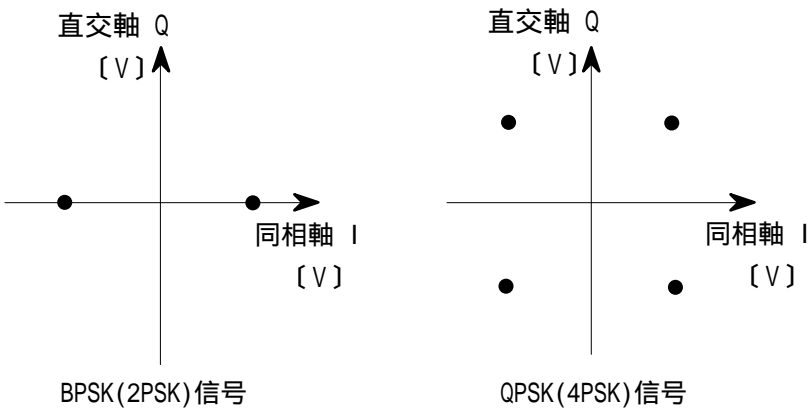


A - 4 地上系デジタル方式の標準テレビジョン放送などで用いられているOFDM(直交周波数分割多重)において、原理的に伝送可能な情報の伝送速度(ビットレート)の最大値として正しいものを下の番号から選べ。ただし、有効シンボル期間長を1,000〔μs〕、ガードインターバル期間長を250〔μs〕(ガードインターバル比1/4)及び情報を伝送するサブキャリアの個数を400個、変調方式を16QAM、情報の誤り訂正の符号化率を「1/2」とする。

- 1 320〔kbps〕
- 2 600〔kbps〕
- 3 640〔kbps〕
- 4 800〔kbps〕
- 5 960〔kbps〕

A - 5 図に示す信号空間ダイアグラムを持つBPSK(2PSK)信号及びQPSK(4PSK)信号を、それぞれ同一の伝送路を通して受信したとき、両者の信号点間距離を等しくして誤り率を同じにするために必要なQPSK信号の送信電力の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、BPSK 信号の送信電力を P 〔W〕とする。

- 1 $2P$ 〔W〕
- 2 P 〔W〕
- 3 $\sqrt{2}P$ 〔W〕
- 4 $2\sqrt{2}P$ 〔W〕
- 5 $P/\sqrt{2}$ 〔W〕

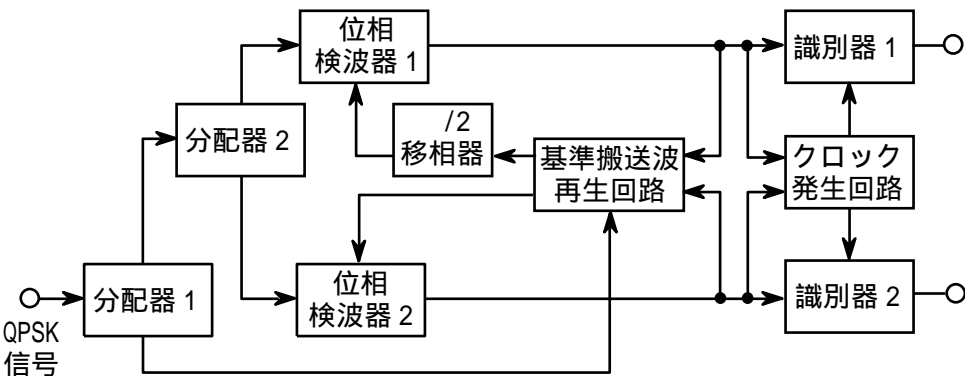


A - 6 BPSK(2PSK)信号の復調(検波)方式である遅延検波方式に関する次の記述のうち、誤っているものを下の番号から選べ。

- 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る。
- 2 遅延検波方式は、1シンボル前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方式である。
- 3 遅延検波方式は、送信側において必ず帯域分割符号化を行わなければならない。
- 4 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いる。
- 5 遅延検波方式は、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大きい。

A - 7 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信号と位相が $\pi/2$ 〔rad〕異なる基準搬送波とをそれぞれ □ 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 | B | C |
|---|-----|----|---|
| 1 | 足し算 | 振幅 | 1 |
| 2 | 足し算 | 振幅 | 4 |
| 3 | 足し算 | 位相 | 4 |
| 4 | 掛け算 | 位相 | 1 |
| 5 | 掛け算 | 位相 | 4 |

A - 8 次の記述は、検波の基本的な過程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) 振幅変化 $E_0(t)$ と位相変化 $\varphi_0(t)$ を同時に受けている被変調波 $s_0(t)$ は、無変調時の $s_0(t)$ の振幅を1、初期位相を0及び高周波成分の角周波数を ω_c とすると、 $s_0(t) = E_0(t) \cos\{\omega_c t + \varphi_0(t)\}$ と表される。ここで、高周波成分 ω_c の変化を除去し、 $E_0(t)$ を直接検波するのが □ A □ 検波であるが、実際に検出されるのは $|E_0(t)|$ である。
- (2) 同期検波を行って $E_0(t)$ または $\varphi_0(t)$ をベースバンド信号として取り出すには、最初に、 $s_0(t)$ に対して角周波数 ω_c が等しく位相差 θ_s が既知の搬送波 $s_s(t) = \cos\{\omega_c t + \theta_s\}$ を掛け合わせる。その積は、 $s_0(t) \times s_s(t) =$ □ B □ となる。
- (3) 次に、高周波成分を除去すると、同期検波後の出力は、振幅変化分 $E_0(t)$ 及び両信号の位相差の余弦に比例する。また、位相変調成分がなく $\varphi_0(t) = 0$ のとき、出力は $E_0(t) \cos\theta_s$ に比例する。すなわち、 $s_s(t)$ が $s_0(t)$ と □ C □ のとき最大となり、逆に □ D □ の関係にあるとき0となる。

	A	B	C	D
1	遅延	$\frac{1}{2} E_0(t)[\cos\{\omega_c t - \varphi_o(t)\} + \cos\{2\omega_c t + \theta_s + \varphi_o(t)\}]$	同相($\theta_s=0$)	直角位相($\theta_s=\pi/2$)
2	遅延	$\frac{1}{2} E_0(t)[\cos\{\theta_s - \varphi_o(t)\} + \cos\{2\omega_c t + \theta_s + \varphi_o(t)\}]$	直角位相($\theta_s=\pi/2$)	同相($\theta_s=0$)
3	包絡線	$\frac{1}{2} E_0(t)[\cos\{\omega_c t - \varphi_o(t)\} + \cos\{2\omega_c t + \theta_s + \varphi_o(t)\}]$	直角位相($\theta_s=\pi/2$)	同相($\theta_s=0$)
4	包絡線	$\frac{1}{2} E_0(t)[\cos\{\omega_c t - \varphi_o(t)\} + \cos\{2\omega_c t + \theta_s + \varphi_o(t)\}]$	同相($\theta_s=0$)	直角位相($\theta_s=\pi/2$)
5	包絡線	$\frac{1}{2} E_0(t)[\cos\{\theta_s - \varphi_o(t)\} + \cos\{2\omega_c t + \theta_s + \varphi_o(t)\}]$	同相($\theta_s=0$)	直角位相($\theta_s=\pi/2$)

A - 9 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。□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) 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、□ A □ の相互変調波の成分である。
- (2) 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 □ B □ を受ける現象である。
- (3) 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 □ C □ [Hz] によって混変調による妨害が生ずる。

	A	B	C
1	2 次	変調	$f_d \pm f_u$
2	2 次	変調	$f_d \pm f_m$
3	2 次	抑圧	$f_d \pm f_u$
4	3 次	変調	$f_d \pm f_m$
5	3 次	抑圧	$f_d \pm f_u$

A - 10 次の記述は、衛星通信に用いるSCPC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) 音声信号の一つのチャンネルに対して □ A □ の搬送波を割り当て、一つの中継器の帯域内に複数の異なる周波数の搬送波を等間隔に並べる方式で、□ B □ 多元接続方式の一つである。
- (2) 要求割当て(デマンドアサインメント)方式は、固定割当て(プリアサインメント)方式に比べて、通信容量が □ C □ 多数の地球局が衛星の中継器を共同使用する場合、回線の利用効率が高い。

	A	B	C
1	一つ	周波数分割	大きい
2	一つ	周波数分割	小さい
3	複数	周波数分割	小さい
4	複数	時分割	大きい
5	複数	時分割	小さい

A - 11 次の記述は、レーダーに用いられるパルス圧縮技術の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) 線形周波数変調(チャープ)方式によるパルス圧縮技術は、送信時に送信パルス幅 T [s] の中の周波数を、 f_1 [Hz] から f_2 [Hz] まで直線的に Δf [Hz] 変化(周波数変調)させて送信する。反射波の受信では、遅延時間の周波数特性が送信時の周波数変化 Δf [Hz] と □ A □ の特性を持ったフィルタを通してパルス幅が狭く、かつ、大きな振幅の受信出力を得る。
- (2) このパルス圧縮処理により、受信波形のパルス幅が T [s] から □ B □ [s] に圧縮され、尖頭値の振幅は $\sqrt{T\Delta f}$ 倍になる。
- (3) 尖頭送信電力に制約のあるパルスレーダーにおいて、探知距離を増大するには送信パルス幅を広くする必要があり、他方、□ C □ 分解能を向上させるためには送信パルス幅を狭くする必要がある。これらは相矛盾するものであるが、パルス圧縮技術によりこの問題を解決し、パルス幅が広く、かつ、低い送信電力のパルスを用いても、大電力で狭いパルスを送信した場合と同じ効果を得ることができる。

	A	B	C
1	逆	$1/\Delta f$	距離
2	逆	$T/\Delta f$	方位
3	逆	$T/\Delta f$	距離
4	同一	$T/\Delta f$	方位
5	同一	$1/\Delta f$	距離

A - 12 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3ビット増やしたときの信号対量子化雑音比(S/N_Q)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 10 [dB] 2 12 [dB] 3 14 [dB] 4 16 [dB] 5 18 [dB]

A - 13 次の記述は、デジタル移動体通信に用いる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。ただし、FSK については、マークとスペースの周波数をそれぞれ f_1 及び f_2 [Hz] とし、 f_1 及び f_2 の切換え時に位相が連続しているものとする。また、一つのデジタル符号(NRZ 信号)の長さ(シンボル期間長)を T [s] (シンボル・レート: $1/T$ [sps]) 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。

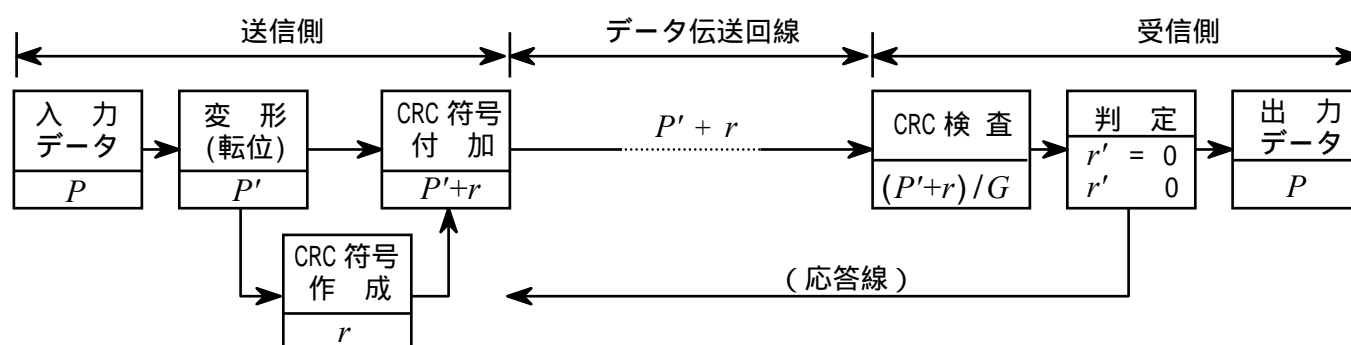
(1) GMSK 方式は、□ A □ フィルタにより帯域制限した NRZ 信号系列を変調ベースバンド信号として、変調指数 $0.5(=|f_1 - f_2| T)$ で FSK 変調されており、MSK 方式よりさらに狭帯域化が実現されている。

また、□ B □ が一定であるため、電力増幅器に C 級増幅器が使える。

(2) $\pi/4$ シフト QPSK 方式は、同一の情報系列の場合でも必ず $\pi/4$ [rad] の □ C □ が加えられるため、同一シンボルが連続しても QPSK に比べてタイミング再生が容易である。また、□ B □ 変動が緩和される。

	A	B	C
1	ロールオフ	振幅	位相遷移
2	ロールオフ	位相	同期パルス
3	ガウス	振幅	位相遷移
4	ガウス	位相	同期パルス
5	ガウス	位相	位相遷移

A - 14 次の記述は、図に示す移動通信などのデータ伝送の誤り制御方式の一つである自動再送要求(ARQ)に用いる巡回冗長検査符号(CRC)方式の手順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、生成多項式を G とする。



- 1 送信側の入力データ P を変形したデータ P' は、 P に G の最高次の項を掛けたものである。
- 2 送信側の CRC 符号 r は、 P' を G で割ったときの剰余であり、これを P' に付加した $P' + r$ を表すデータのビット列を作り、伝送する。
- 3 受信側では、伝送された符号が、 $r' = 0$ であれば良好、 $r' \neq 0$ であれば不良と判定し、送信側に応答する。
- 4 CRC 方式は、受信側の演算操作が割り算だけでなく、シフトレジスタを用いて容易に処理することができる。
- 5 受信側で CRC 検査を行って得た符号 r' は、伝送されてきた $P' + r$ を送信側と同じ生成多項式 G で割ったときの商である。

A - 15 衛星通信回線における総合の搬送波電力対雑音電力比(C/N)の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、雑音は、アップリンク熱雑音電力、ダウンリンク熱雑音電力、システム間干渉雑音電力及びシステム内干渉雑音電力のみとし、搬送波電力対雑音電力比は、いずれも19 [dB] とする。また、各雑音は、相互に相関を持たないものとし、 $\log_{10} 2 \approx 0.3$ とする。

- 1 9 [dB] 2 11 [dB] 3 13 [dB] 4 15 [dB] 5 17 [dB]

A - 16 真の立ち上がり時間 8 [ns] のパルス波形を立ち上がり時間が 6 [ns] のオシロスコープを用いて測定したとき、スコープ上のパルス波形の立ち上がり時間の測定値として、最も近いものを下の番号から選べ。

- 1 8 [ns] 2 10 [ns] 3 12 [ns] 4 14 [ns] 5 16 [ns]

A - 17 次の記述は、搬送波零位法による周波数変調(FM)波の周波数偏移の測定方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。

- (1) FM波の搬送波及び各側帯波の振幅は、変調指数 m_f を変数(偏角)とするベッセル関数を用いて表され、このうち搬送波の振幅は、零次のベッセル関数 $J_0(m_f)$ の大きさに比例する。 $J_0(m_f)$ は、 m_f に対して図1に示すような特性を持つ。
- (2) 図2に示す構成例において、周波数 f_m [Hz] の単一正弦波で周波数変調したFM(F3E)送信機の出力の一部をスペクトルアナライザに入力し、FM波のスペクトルを表示する。単一正弦波の振幅を零から次第に大きくしていくと、搬送波及び各側帯波のスペクトル振幅がそれぞれ消長を繰り返しながら、徐々にFM波の占有周波数帯幅は □ A □ なる。
- (3) 搬送波の振幅が □ B □ になる度に、 m_f の値に対するレベル計の値(入力信号電圧)を測定する。周波数偏移 f_d は、 m_f 及び f_m の値を用いて、 $f_d =$ □ C □ であるので、測定値から入力信号電圧対周波数偏移の特性を求めることができる。

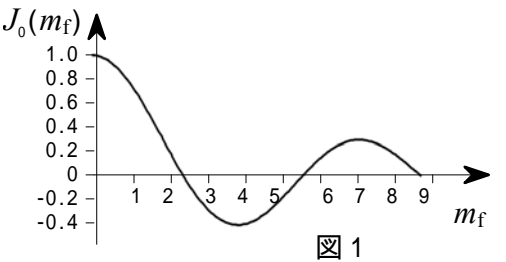


図 1

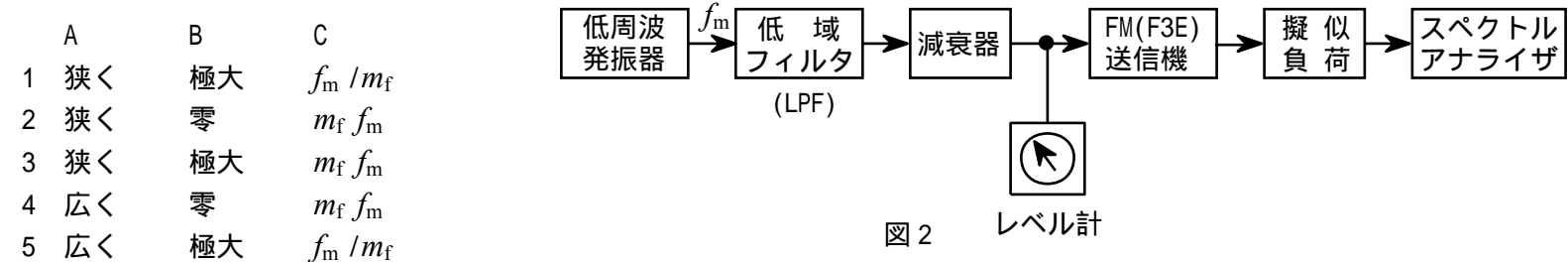


図 2

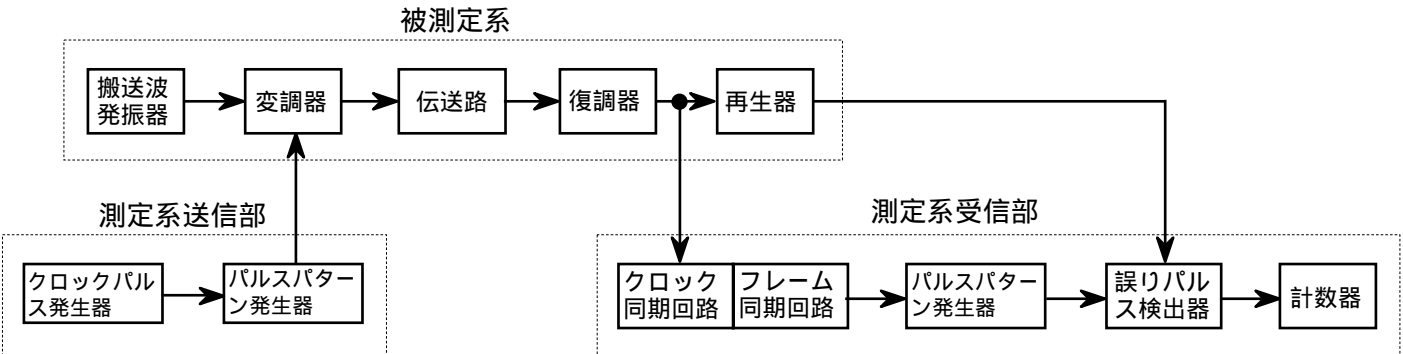
A - 18 デジタルオシロスコープのサンプリング方式に関する次の記述のうち、誤っているものを下の番号から選べ。

- 1 実時間サンプリング方式は、入力信号の周波数がナイキスト周波数より高いとき折り返し誤差(エイリアシング)を生ずるため、アンチエイリアシングフィルタを用いる。
- 2 実時間サンプリング方式は、繰返し波形の観測に適し、等価時間サンプリング方式は、単発性のパルスなど周期性のない波形の観測に適している。
- 3 等価時間サンプリング方式の一つであるシーケンシャルサンプリング方式は、トリガ時点を基準にして入力信号の波形のサンプリング位置を一定時間ずつ遅らせてサンプリングを行う。
- 4 等価時間サンプリング方式の一つであるランダムサンプリング方式は、入力信号の波形をランダムにサンプリングしてデータを一度記憶した後、トリガ時点を基準にして並べ変えて波形を再構成する。
- 5 等価時間サンプリング方式の一つであるランダムサンプリング方式は、トリガ時点以前の入力信号の波形を観測するプリトリガ操作が容易である。

A - 19 次の記述は、図に示すデジタル無線回線のビット誤り率測定構成例において、被測定系の変調器と復調器とが伝送路を介して離れている場合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。

- (1) 測定系送信部は、クロックパルス発生器からのパルスにより制御されたパルスパターン発生器出力を、被測定系の変調器に加える。測定に用いるパルスパターンとしては、実際の符号伝送を近似し、伝送路及び伝送装置のあらゆる応答を測定するため、伝送周波数帯全域で測定でき、かつ、遠隔測定でも再現できるように □ A □ パターンを用いる。
- (2) 測定系受信部は、測定系送信部と □ B □ パルスパターン発生器を持ち、被測定系の復調器出力の □ C □ から抽出したクロックパルス及びフレームパルスと同期したパルス列を出力する。誤りパルス検出器は、このパルス列と被測定系の再生器出力のパルス列とを比較し、各パルスの極性の一致又は不一致を検出して計数器に送り、ビット誤り率を測定する。

A	B	C
1 擬似ランダム	同一の	受信パルス列
2 擬似ランダム	異なる	副搬送波
3 擬似ランダム	異なる	受信パルス列
4 ランダム	異なる	受信パルス列
5 ランダム	同一の	副搬送波



A - 20 次の記述は、図1に示す等価回路で表される信号源及びオシロスコープの入力部との間に接続するプローブの周波数特性の補正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、オシロスコープの入力部は、抵抗 R_i [] 及び静電容量 C_i [F] で構成され、また、プローブは、抵抗 R []、可変静電容量 C_T [F] 及びケーブルの静電容量 C [F] で構成されるものとする。

- (1) 図2の(a)に示す方形波 e_i [V] を入力して、プローブの出力信号 e_o [V] の波形が、 e_i と相似な方形波になるように C_T を調整する。この時 C_T の値は □ A □ の関係を満たしている。
- (2) 静電容量による分圧比と抵抗による分圧比を比較すると、(1)の状態から、 C_T の値を大きくすると、静電容量による分圧比の方が □ B □ なり、周波数特性として高域レベルが □ C □ ため、 e_o の波形は、図2の □ D □ のようになる。

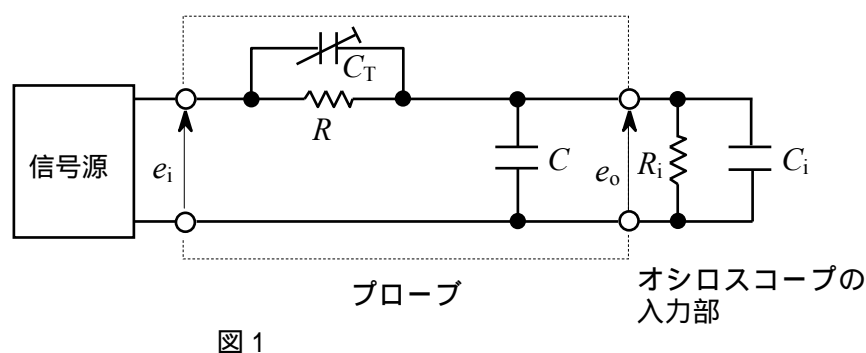


図 1

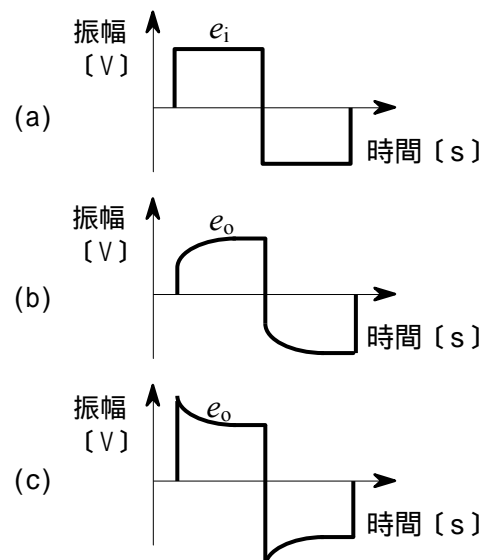
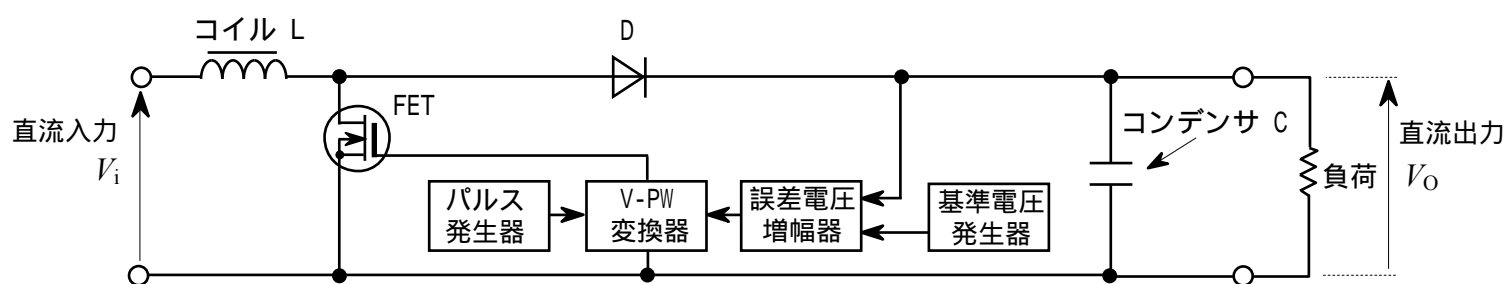


図 2

A	B	C	D
1 $(C + C_i)R_i = C_T R$	大きく	持ち上がる	(c)
2 $(C + C_i)R_i = C_T R$	小さく	持ち上がる	(c)
3 $(C + C_i)R_i = C_T R$	小さく	落ちる	(b)
4 $(C + C_i)R = C_T R_i$	小さく	落ちる	(b)
5 $(C + C_i)R = C_T R_i$	大きく	持ち上がる	(c)

B - 1 次の記述は、図に示す PWM(パルス幅変調)制御のチョップ型 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、FET (電界効果トランジスタ) 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) FET 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) FET 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の電圧 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) FET 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、直流入力の電圧 V_i [V] より高くすることが □ オ □ 。



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

B - 2 次の記述は、シリコン太陽電池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 pn接合は、単結晶シリコン、多結晶シリコン及びアモルファスシリコンなどの材料に不純物を添加して形成する。
- イ 太陽電池の素子に太陽光を入射すると、pn接合部で吸収され、そのエネルギーにより電子が励起されて、p 側が負、n 側が正に帯電する。
- ウ 変換効率は、一般的に太陽電池に入射する光のエネルギーに対する最大出力(電気エネルギー)の割合で評価できる。
- エ 変換効率は、光の反射等の光学的損失、半導体や電極の抵抗損失及びキャリアの再結合による電氣的損失により影響を受ける。
- オ 受光面の放射照度が一定等の基準条件における温度特性は、温度の上昇とともに短絡電流は微増するが、開放電圧が大幅に増加するので、変換効率は温度の上昇とともに高くなる。

B - 3 次の記述は、ARSR(航空路監視レーダー)及びASR(空港監視レーダー)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) ARSRは、山頂などに設置され、半径約 □ア□ の範囲にある航空路を航行する航空機の位置を探知する。これで得た情報と、□イ□ を併用して得た航空機の高度情報を用いることにより、航空機の位置を3次的に把握することが可能である。
- (2) ARSR及びASRに用いられるMTI(移動目標指示装置)は、移動する航空機の反射波の位相などがドプラ効果によって変化することを利用しており、受信した物標からの反射パルスと、これを □ウ□ に等しい時間だけ遅らせたものとの □エ□ をとると、山岳、地面及び建物などの固定物標からの反射パルスを除去することができる。
- (3) この方法は、原理的に反射パルスのドプラ周波数がパルスの繰返し周波数の □オ□ 倍(n は正の整数)になるような速度を持つ移動物標からの反射パルスも除去されるので、その対策が必要である。

- | | | | | |
|-------------------|--------------------|-------------|-----|---------|
| 1 200海里(約370〔km〕) | 2 SSR(航空用二次監視レーダー) | 3 パルス幅 | 4 差 | 5 $1/n$ |
| 6 500海里(約930〔km〕) | 7 DME(航行援助用距離測定装置) | 8 パルスの繰返し周期 | 9 積 | 10 n |

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边を構成しているサーミスタの抵抗 R_1 〔〕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 VR 〔〕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。

$$P_1 = \text{□イ□} \text{〔W〕} \text{-----}$$

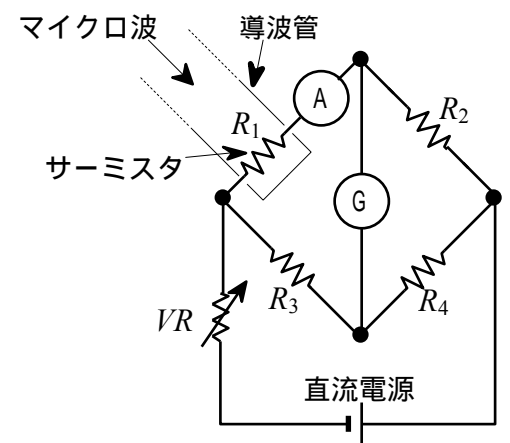
- (3) マイクロ波を加えると、その電力に応じて R_1 の値が変化し、ブリッジの平衡がくずれるので、 VR を調整して再びブリッジ回路の平衡をとると、同様に R_1 の値が求められる。このときの直流電流計の指示を I_2 〔A〕とすると、 R_1 で消費される直流電力 P_2 は、次式で表される。

$$P_2 = \text{□ウ□} \text{〔W〕} \text{-----}$$

- (4) 式 及び より、マイクロ波電力 P_m は、次式で求められる。

$$P_m = P_1 - P_2 = \text{□エ□} \text{〔W〕} \text{-----}$$

- (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。



R_2, R_3, R_4 : 抵抗〔〕

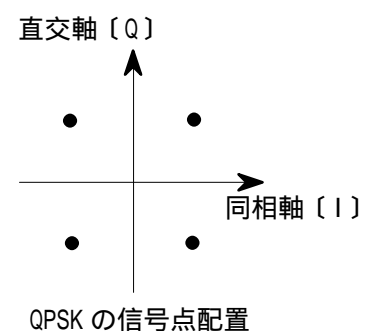
(A): 直流電流計

(G): 検流計

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

B - 5 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。

- (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 □ア□ 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チャネルとQチャネルの入力データの極性が同時に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チャネルとQチャ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チャネルとQチャネルの入力データの極性が同時に変化せず、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 大きく | 2 2 | 3 最大値 | 4 1シンボルの半分 | 5 $\pm \pi/2$ 〔rad〕 |
| 6 小さく | 7 | 8 0 | 9 1シンボル | 10 $\pm \pi/4$ 〔rad〕 |