

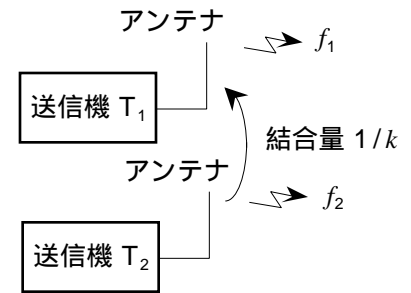
FA807

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、図に示す送信機間で生ずる相互変調積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、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。

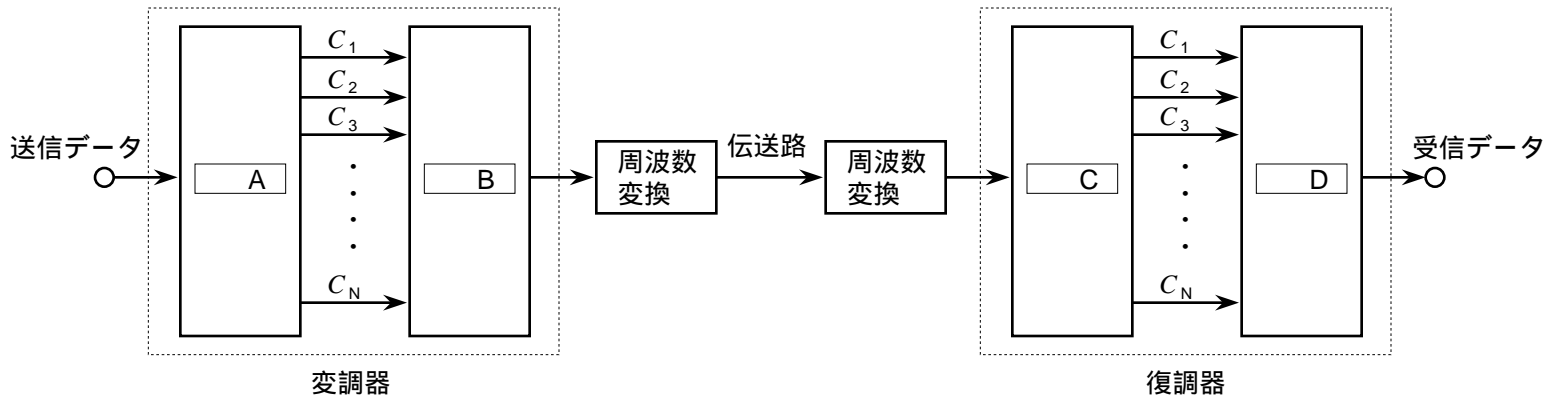
- 1 2次及び4次の相互変調積は、その周波数が T_1 の送信周波数から十分離れているので容易に除去できる。
- 2 3次の相互変調積の周波数成分の数は、四つである。
- 3 3次の相互変調積には、その振幅が $1/k$ に比例する成分及び $1/k^2$ に比例する成分がある。
- 4 T_1 及び T_2 の送信電力がそれぞれ 2 [dB] 減少すると、3次の相互変調積の全電力は 4 [dB] 減少する。
- 5 3次の相互変調積の成分として $f_1 - 0.3$ [MHz] 及び $f_1 + 0.6$ [MHz] が観測される時、 f_2 の値は、 $f_1 + 0.3$ [MHz] である。



A - 2 SSB (J3E) 変調波の電力の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、この J3E 変調波を得るときに用いた搬送波及び変調信号を用い、変調度を等しくして AM (A3E) 変調波を得たときの全電力を 600 [W] とし、このときの変調信号及び変調度は、それぞれ単一正弦波及び 10 [%] とする。

- 1 100 [W] 2 150 [W] 3 200 [W] 4 250 [W] 5 300 [W]

A - 3 図は、我が国の地上系デジタル方式標準テレビジョン放送の標準方式に用いられる直交周波数分割多重 (OFDM) 方式の変復調器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。ただし、送信データ及び受信データは、離散コサイン変換された画像データとする。また、 C_i ($i = 1, 2, 3 \dots N$) は、第 i 番目の搬送波で送られるデータとする。



- | A | B | C | D |
|---------|-----------|-----------|-------|
| 1 並直列変換 | 離散フーリエ変換 | 逆離散フーリエ変換 | 直並列変換 |
| 2 並直列変換 | 逆離散フーリエ変換 | 離散フーリエ変換 | 直並列変換 |
| 3 直並列変換 | 離散フーリエ変換 | 離散フーリエ変換 | 並直列変換 |
| 4 直並列変換 | 離散フーリエ変換 | 逆離散フーリエ変換 | 並直列変換 |
| 5 直並列変換 | 逆離散フーリエ変換 | 離散フーリエ変換 | 並直列変換 |

A - 4 シングルスーパーヘテロダイン受信機において、受信周波数が 2,800 [kHz] のときの映像周波数の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、中間周波数は 45 [kHz] とし、局部発振器の発振周波数は、受信周波数より高いものとする。

- 1 1,890 [kHz] 2 2,345 [kHz] 3 2,800 [kHz] 4 3,255 [kHz] 5 3,710 [kHz]

A - 5 FM (F3E) 受信機において、雑音指数が 10 [dB]、等価雑音帯域幅が 20 [kHz] 及び周囲温度が 20 [K] のときの限界受信レベル (スレッシュホールドレベル) の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、ボルツマン定数を k [J/K]、周囲温度を T [K]、1 [W/Hz] を 0 [dBW/Hz] としたときの kT の値を -204 [dBW/Hz] とし、スレッシュホールドレベルになる時の搬送波対雑音比 (C/N) の値を 9 [dB]、1 [W] を 0 [dBW]、 $\log_2 = 0.3$ とする。また、雑音は熱雑音のみとする。

- 1 -112 [dBW] 2 -122 [dBW] 3 -132 [dBW] 4 -142 [dBW] 5 -152 [dBW]

A - 6次の記述は、周波数変調波の変調指数から最大周波数偏移を求める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。ただし、□内の同じ記号は、同じ字句を示す。

(1) 角周波数が ω_c [rad/s] 及び ω_p [rad/s]、振幅が共に 1 [V] の搬送波及び変調信号をそれぞれ $\cos \omega_c t$ [V] 及び $\sin \omega_p t$ [V] とすると、周波数変調波 e_{fm} は、次の式で表される。ただし、 $m_f = F_d/f_p$ は変調指数、 F_d [Hz] は最大周波数偏移、 $f_p = p/(2\pi)$ [Hz] は変調信号の周波数である。

$$e_{fm} = \square A = \cos(m_f \sin \omega_p t) \cos \omega_c t - \sin(m_f \sin \omega_p t) \sin \omega_c t \text{ [V] -----}$$

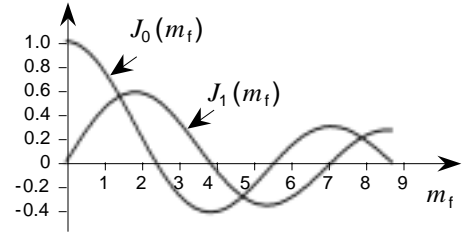
(2) ここで、式 (1) の $\cos(m_f \sin \omega_p t)$ 及び $\sin(m_f \sin \omega_p t)$ は、第 1 種ベッセル関数 $J_0(m_f)$ 、 $J_1(m_f)$ 、 $J_2(m_f)$ 、 \dots を用いて次のように表せる。

$$\cos(m_f \sin \omega_p t) = J_0(m_f) + J_2(m_f) \cos(2\omega_p t) + \dots \text{ -----}$$

$$\sin(m_f \sin \omega_p t) = J_1(m_f) \sin \omega_p t + \dots \text{ -----}$$

式 (2)、(3) 及び (4) より、 e_{fm} の搬送波成分は、 $\square B \times \cos \omega_c t$ で表される。

(3) F_d は変調信号レベルに比例するから、 f_p が一定のとき、 m_f も変調信号レベルに比例する。変調信号レベルを零から次第に大きくすると、 $\square B$ の値が零になるところがあるので、図のベッセル関数のグラフから m_f の値を特定し、 F_d を求めることができる。スペクトルアナライザなどで搬送波のレベルを観測しながら、 $f_p = 400$ [Hz] で、 $\square B$ の値が最初に零になるときの m_f の値から F_d の値を求めると、約 $\square C$ [Hz] になる。



	A	B	C
1	$\cos(\omega_c t + m_f \omega_p \sin \omega_p t)$	$J_0(m_f)$	960
2	$\cos(\omega_c t + m_f \omega_p \sin \omega_p t)$	$J_1(m_f)$	1,520
3	$\cos(\omega_c t + m_f \sin \omega_p t)$	$J_1(m_f)$	1,520
4	$\cos(\omega_c t + m_f \sin \omega_p t)$	$J_1(m_f)$	960
5	$\cos(\omega_c t + m_f \sin \omega_p t)$	$J_0(m_f)$	960

A - 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 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。
- 2 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。
- 3 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_0 [K] との間に、 $F = 1 + (T_e/T_0)$ の関係がある。
- 4 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。
- 5 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_0 [K] との間に、 $F_{OP} = T_S/T_0$ の関係がある。

A - 8次の記述は、図に示す直線検波器の検波効率を求める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。ただし、□内の同じ記号は、同じ字句を示す。

(1) 入力として、搬送波 $e = E_C \cos \omega t$ [V] を加えて定常状態になったとき、ダイオード D に流れる電流 i_d は、D の両端の電圧 e_d [V] が正のとき、次式で表される。ただし、 E_C [V] 及び ω [rad/s] はそれぞれ搬送波の振幅及び角周波数、 r_d [Ω] は D の順方向抵抗、 E_{DC} [V] は出力の直流電圧とする。また、D の入出力特性は直線状とし、抵抗 R [Ω]、コンデンサ C [F] 及び θ の関係は、 $\tan \theta = CR$ とする。

$$i_d = e_d / r_d = \square A / r_d \text{ [A] -----}$$

(2) 流通角を 2θ [rad] とすると、 θ が $\pi/4$ のとき、 i_d は $\square B$ になるので、式 (1) より、 E_{DC} 及び E_C の関係として次式が得られる。

$$\cos \theta = E_{DC} / E_C \text{ -----}$$

検波効率 η は、出力の直流電圧 E_{DC} と入力の搬送波の振幅 E_C との比 E_{DC}/E_C で定義されるから、式 (2) より $\eta = \cos \theta$ である。

(3) 抵抗 R を流れる電流 i_d の平均値（直流成分） I_{DC} は、式 (1) を用いて次式で表される。

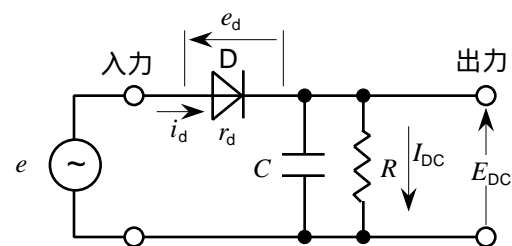
$$I_{DC} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_d d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} \frac{\square A}{r_d} d(\omega t)$$

$$= \frac{E_C}{\pi r_d} (\square C) \text{ [A] -----}$$

(4) $E_{DC} = I_{DC} R$ であるから、これと式 (3) 及び (2) より、次式が得られる。

$$\frac{R}{r_d} = \frac{\pi}{\tan \theta - \theta} \text{ -----}$$

したがって、 R と r_d との比 R/r_d より θ が求められ、式 (2) より検波効率 η を求めることができる。



	A	B	C
1	$E_C \cos \theta - E_{DC}$	零	$\sin \theta - \cos \theta$
2	$E_C \cos \theta - E_{DC}$	最大	$\sin \theta - \cos \theta$
3	$E_C \cos \theta - E_{DC}$	零	$\sin \theta - \cos \theta$
4	$E_C \cos \theta + E_{DC}$	零	$\sin \theta + \cos \theta$
5	$E_C \cos \theta + E_{DC}$	最大	$\sin \theta + \cos \theta$

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。ただし、希望波の搬送波の周波数を f_d [Hz]、妨害波の搬送波の周波数を f_u [Hz]、妨害波の変調信号の周波数を f_m [Hz]、妨害波の側波帯の周波数成分を $f_u + f_m$ [Hz] とする。

- | | | |
|---|-----------------|----------------|
| | A | B |
| (1) 混変調による妨害は、希望波を受信している受信機に妨害波が入力されたとき、回路の非直線動作によって発生する混変調積によって生じ、このときの混変調積の周波数成分は □ A [Hz] である。 | 1 $f_d \pm f_m$ | 高周波増幅段又は周波数変換段 |
| (2) 高周波増幅段、周波数変換段及び中間周波増幅段のうち、混変調による妨害が生じやすいのは、□ B である。 | 2 $f_d \pm f_m$ | 中間周波増幅段 |
| | 3 $f_u - f_m$ | 中間周波増幅段 |
| | 4 $f_d \pm f_u$ | 中間周波増幅段 |
| | 5 $f_d \pm f_u$ | 高周波増幅段又は周波数変換段 |

A - 10 次の記述は、衛星用電源に用いられる太陽電池及び二次電池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) 太陽電池は、軌道上では、1 [m²] あたり □ A [W] 程度の発電ができ、日照時は太陽電池から衛星搭載機器に電力が供給されるが、静止衛星では、春分及び秋分の日を中心にして前後で約 1 箇月の間、1 日に最長 70 分程度地球の陰に隠れ(太陽食)、発電ができなくなる。
- (2) 通信衛星は、太陽食の間も通信を継続して行うための二次電池を搭載しており、この電池にはニッケル・カドミウム (Ni-Cd) 電池や □ B などが用いられる。
- (3) 放送衛星は、衛星中継器の消費電力が大きく、太陽食の間継続して放送を行うには極めて大きな二次電池が必要になるため、太陽食が発生する時間を放送時間外の真夜中になるように、衛星軌道位置(経度)をサービスエリアに対応した経度より □ C に 5~45 度ずらしている。
- | | | | |
|---|-----------|---------------------------------|---|
| | A | B | C |
| 1 | 50~100 | ニッケル・水素 (Ni-H ₂) 電池 | 西 |
| 2 | 50~100 | ニッケル・水素 (Ni-H ₂) 電池 | 東 |
| 3 | 50~100 | 鉛蓄電池 | 東 |
| 4 | 500~1,000 | 鉛蓄電池 | 東 |
| 5 | 500~1,000 | ニッケル・水素 (Ni-H ₂) 電池 | 西 |

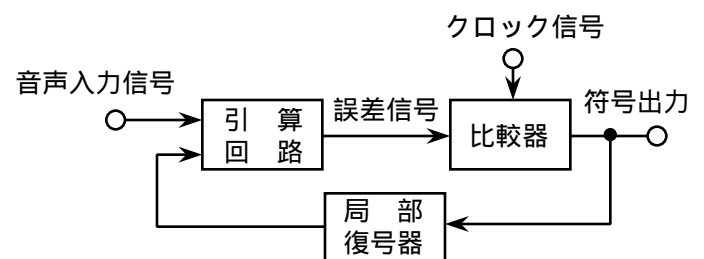
A - 11 次の記述は、航空機の航行援助に用いられる計器着陸装置 (I LS) について述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

- 1 グライドパスは、滑走路着陸点付近の側方に設置され、滑走路に進入及び着陸する航空機に対して降下路の中心線を与える。
- 2 グライドパスは、航空機の降下路面の下側では 90 [Hz]、上側では 50 [Hz] の変調信号が強く受信されるような指向性を持つ VHF 帯の電波を放射する。
- 3 ローカライザは、滑走路の中心線上の停止終点側に設置され、滑走路に進入及び着陸する航空機に対して滑走路の中心線に沿った進入コースを与える。
- 4 ローカライザは、航空機の進入方向から見て進入路の右側では 150 [Hz]、左側では 90 [Hz] の変調信号が強く受信されるような指向性を持つ VHF 帯の電波を放射する。
- 5 マーカビーコンは、滑走路進入末端から特定の複数の位置に設置され、その上空を通過する航空機は、マーカビーコンの直上にきたことが認識できる。

A - 12 レーダー方程式を用いて求めたパルスレーダーの最大探知距離の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、送信せん頭出力を 1,000 [W]、アンテナの利得を 30 [dB]、アンテナの実効面積を 1.6 [m²]、物標の有効反射断面積を σ [m²] とし、物標は、受信機の受信電力が -80 [dBm] 以上のとき探知できるものとする。

- 1 10 [km] 2 12 [km] 3 14 [km] 4 16 [km] 5 20 [km]

A - 13 次の記述は、図に示す音声信号の波形符号化方式の一つである定差変調 (デルタ変調) 方式の構成例及びそ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。ただし、□内の同じ記号は、同じ字句を示す。



- (1) 過去の信号の値から予測した値と、現在の信号の値との差を □ A 及び符号化して伝送する方式である。
- (2) 引算回路は、音声入力信号から局部復号器の出力信号を引算して誤差信号を出力する。比較器は、例えば、誤差信号が正であれば符号 "1" を、また、負であれば符号 "0" をクロック信号に同期して出力し、その一部を局部復号器に入力する。局部復号器は、その入力が符号 "1" のときは +、また、符号 "0" のときは - を出力し、音声信号の波形をクロック信号の一周期の間に だけ 振幅が変化する □ B で近似して引算回路に加える。
- (3) 符号化が 1 ビット単位で行われるため、構成が簡単になり、ビット数が多い場合に比べて □ C 伝送ができるが、□ B が入力信号に追従できないと、その差が雑音になる。

- | | | | |
|---|-----|------|-----|
| | A | B | C |
| 1 | 量子化 | 階段波形 | 狭帯域 |
| 2 | 量子化 | 階段波形 | 広帯域 |
| 3 | 量子化 | 正弦波形 | 広帯域 |
| 4 | 積分 | 正弦波形 | 狭帯域 |
| 5 | 積分 | 階段波形 | 広帯域 |

A - 14 次の記述は、スペクトル拡散 (SS) 通信方式の一つである直接拡散 (DS) 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) デジタル信号と擬似雑音 (PN) 符号との □ A によってスペクトルを拡散した信号で搬送波を変調する。
- (2) 受信機で逆拡散処理を行うと、狭帯域の妨害波は単位周波数当たりの電力密度が □ B なる。
- (3) 直接波とマルチパス波を受信したときの時間差が PN 符号のチップ幅 (chip duration) より短いときは、マルチパス波による妨害を受け □ C 。

	A	B	C
1	加算	大きく	にくい
2	加算	小さく	やすい
3	掛け算	小さく	やすい
4	掛け算	大きく	やすい
5	掛け算	大きく	にくい

A - 15 次の記述は、衛星通信システムで用いられる周波数分割多元接続 (FDMA) 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) FDMA 方式では、送信地球局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衝突が生じないように、□ A を設ける。
- (2) 周波数変調 (FM) 波などのアナログ変調波及び位相偏移変調 (PSK) 波などのデジタル変調波の同時中継が □ B 。
- (3) 入力バックオフを □ C するなどにより、一つの中継器で複数の搬送波を同時に増幅するときの非線形増幅の影響を軽減することができる。

	A	B	C
1	ガードタイム	できる	小さく
2	ガードタイム	できない	大きく
3	ガードバンド	できる	大きく
4	ガードバンド	できない	小さく
5	ガードバンド	できない	大きく

A - 16 次の記述は、計数形周波数計 (カウンタ) の ± 1 カウント誤差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) 入力信号を変換して得たパルス列をゲートの開閉により取り出し計数する方式を用いているため、原理的に ± 1 カウント誤差を零にすることができず、ゲート時間が 0.1 [s] のとき、± 1 カウント誤差によって、周波数を測定した値の □ A [Hz] の桁に誤差が生ずる。
- (2) ゲート時間が同じとき、± 1 カウント誤差による周波数の測定値の誤差率は、原理的には測定する信号の周波数が低いほど □ B なる。
- (3) ± 1 カウント誤差による周波数の測定値の誤差率を小さくするには、原理的にはゲート時間を □ C すればよい。

	A	B	C
1	0.1	小さく	長く
2	0.1	大きく	短く
3	10	大きく	短く
4	10	大きく	長く
5	10	小さく	短く

A - 17 次の記述は、我が国の地上系アナログ方式標準テレビジョン放送用映像送信機の微分利得 (DG) 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) DG は、映像送信機の □ A を定量的に表す尺度の一つである。
- (2) 図 1 に示す構成例において、テレビジョン信号波形発生器より図 2 に示す波形の信号を映像送信機に加える。図 2 の波形は、一水平走査期間内で階段波形にした輝度信号に、振幅及び位相が一定で周波数が □ B の色副搬送波を重畳したものである。
- (3) 映像送信機出力を直線検波器で復調し、帯域フィルタを通して色副搬送波のみを取り出し、その波形をオシロスコープで観測する。オシロスコープで図 3 の波形が観測されたとき、白レベルの微分利得 DG_w は、次式で求められる。ただし、 c は、色副搬送波の振幅がほぼ一定とみなされる部分の振幅とする。

$$DG_w = \square C$$

A	B	C
1 非直線ひずみ	3.28 [MHz]	$\frac{b-c}{b} \times 10$ [%]
2 非直線ひずみ	3.58 [MHz]	$\frac{b-c}{c} \times 10$ [%]
3 遅延ひずみ	3.58 [MHz]	$\frac{a-b}{a} \times 100$ [%]
4 遅延ひずみ	3.58 [MHz]	$\frac{b-c}{c} \times 10$ [%]
5 遅延ひずみ	3.28 [MHz]	$\frac{b-c}{b} \times 10$ [%]

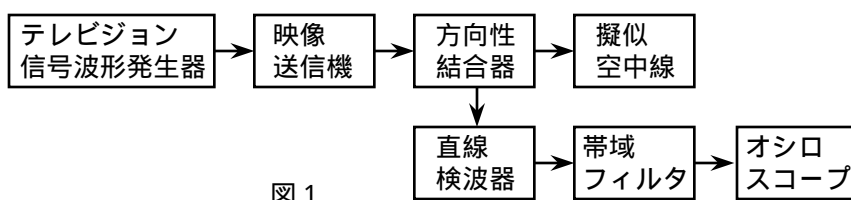
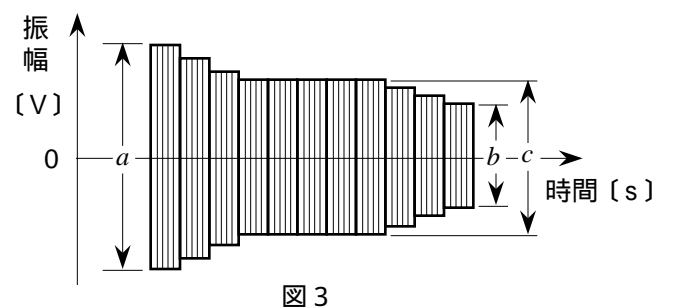
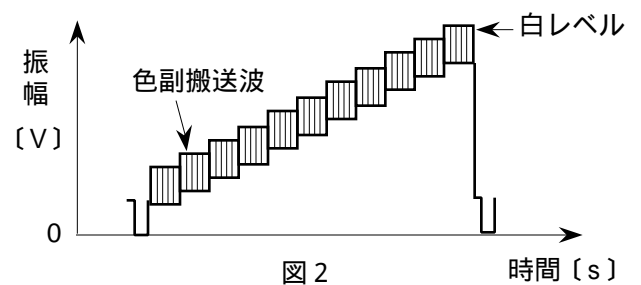


図 1

図 3

A - 18 次の記述は、デジタルオシロスコープのサンプリング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 実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、等価時間サンプリング方式は、くり返し波形の観測に適している。
- 2 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低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。
- 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、図に示すスカラーネットワークアナライザによる線形増幅回路の S パラメータの測定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、□内の同じ記号は、同じ字句を示す。

(1) 線形増幅回路の電圧入射波 A_1 [V] 及び A_2 [V] と電圧反射波 B_1 [V] 及び B_2 [V] との関係は、S パラメータを用いて次式で表される。ただし、 S_{11} 及び S_{22} は、それぞれ線形増幅回路の入力端及び出力端の反射係数を表し、 S_{21} は、入力信号に対する出力信号の比を、 S_{12} は、出力端の反射波が入力に戻る度合を表す。

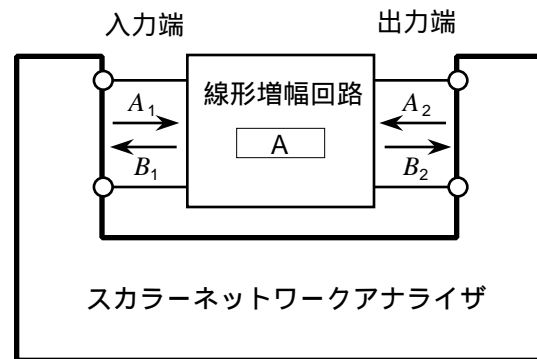
$$\begin{pmatrix} B_1 \\ B_2 \end{pmatrix} = \begin{matrix} \square \\ \square \end{matrix} \begin{pmatrix} A_1 \\ A_2 \end{pmatrix}$$

(2) S_{11} は、次式で定義される。ただし、線形増幅回路の入力端及び出力端からスカラーネットワークアナライザを見たときのインピーダンスをそれぞれ R_1 [] 及び R_2 [] とし、線形増幅回路の入力インピーダンスを Z_i [] とする。

$$S_{11} = \frac{\square B}{\square}$$

R_1 及び R_2 が共に 50 [] のスカラーネットワークアナライザで測定した S_{11} 、 S_{12} 、 S_{21} 及び S_{22} の値がそれぞれ 0.1、0.15、10 及び 0.2 のとき、線形増幅回路の電圧増幅度は 10 であり、 $\square C$ [] である。

	A	B	C
1	$\begin{pmatrix} S_{11} & S_{21} \\ S_{12} & S_{22} \end{pmatrix}$	$(Z_i + R_1) / (Z_i - R_1)$	75
2	$\begin{pmatrix} S_{11} & S_{21} \\ S_{12} & S_{22} \end{pmatrix}$	$(Z_i - R_1) / (Z_i + R_1)$	61
3	$\begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix}$	$(Z_i - R_1) / (Z_i + R_1)$	75
4	$\begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix}$	$(Z_i - R_1) / (Z_i + R_1)$	61
5	$\begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix}$	$(Z_i + R_1) / (Z_i - R_1)$	75

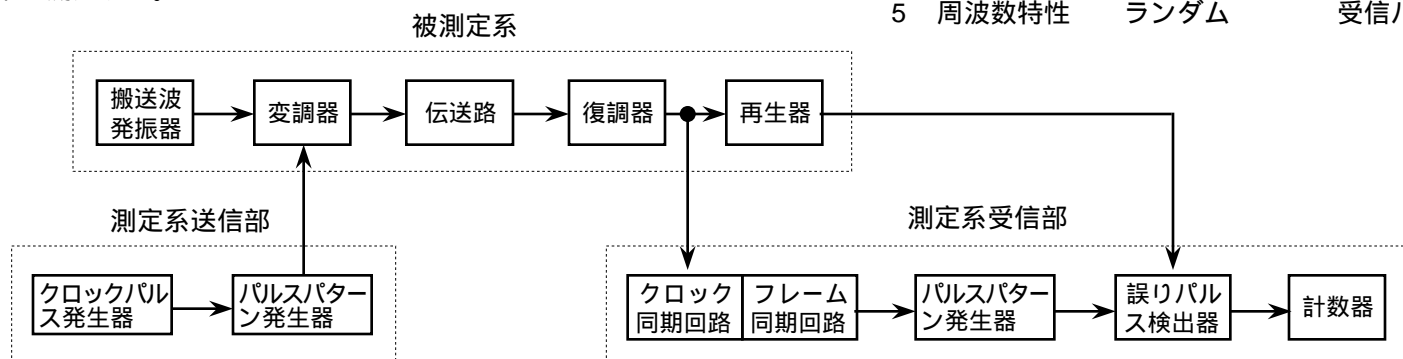


A - 20 次の記述は、図に示す PCM 回線のビット誤り率測定構成例において、被測定系の変調器と復調器とが伝送路を介して離れている場合の測定法について述べたものである。□内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

(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 PCM 信号が通過する変調器、伝送路及び復調器の□が伝送周波数帯全域で測定でき、かつ、遠隔測定でも再現性のある□Bパターンを用いる。

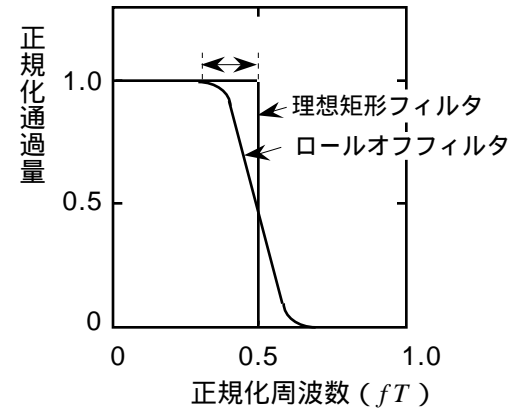
(2) 測定系受信部は、測定系送信部と同様なパルスパターン発生器を持ち、被測定系の復調器出力の□Cから抽出したクロックパルス及びフレームパルスと同期したパルス列を出力する。誤りパルス検出器は、このパルス列と被測定系の再生器出力のパルス列とを比較し、各パルスの極性の一致又は不一致を検出して計数器に送り、ビット誤り率を測定する。

	A	B	C
1	応答特性	ランダム	副搬送波
2	応答特性	擬似ランダム	受信パルス列
3	応答特性	擬似ランダム	副搬送波
4	周波数特性	擬似ランダム	副搬送波
5	周波数特性	ランダム	受信パルス列



B -1 次の記述は、デジタル変調に用いられるロールオフフィルタ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、□内の同じ記号は、同じ字句を示す。

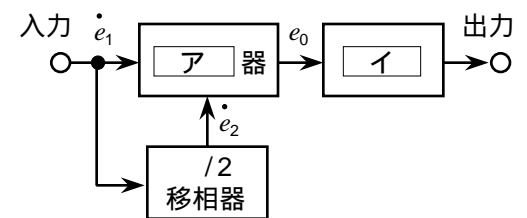
- (1) シンボルは、□アの一度の変化で送ることのできるデジタルデータのことをいい、その間隔が T [s] のとき、図に示す理想矩形フィルタを用いて T [s] 間隔でインパルスが無ひずみ伝送するための必要最小限の帯域は、□イ [Hz] である。ここで無ひずみとは、ナイキスト間隔でインパルス列を伝送し、受信パルスの中央で行う瞬時検出に対して □ウが零であることをいう。また、図の横軸の正規化周波数 fT は、周波数 f [Hz] を $1/T$ [Hz] で正規化したものである。
- (2) ロールオフフィルタは、□イ [Hz] を超える帯域成分の存在が許される場合の無ひずみ条件を満足するフィルタであり、□ウが零になるためには、フィルタのインパルス応答がシンボル間隔 T の整数倍の時刻で □エ となる必要がある。
- (3) ロールオフフィルタの出力の帯域幅は、ロールオフファクタ が小さいほど □オ なるが、半面振幅変動が大きくなり、標準化するときの符号判定のタイミングがずれると符号間干渉特性の劣化が大きくなる。



- 1 零 2 最大 3 $1/T$ 4 $1/(2T)$ 5 波形ひずみ
6 搬送波 7 変調信号 8 狭く 9 広く 10 符号間干渉

B -2 次の記述は、図に示すクォドラチャ検波器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。ただし、□内の同じ記号は、同じ字句を示す。

- (1) クォドラチャ検波器は、入力の周波数変調波 \dot{e}_1 [V] とこの信号を $1/2$ 移相器に通して得た出力 \dot{e}_2 [V] とを □ア し、□イを通して信号波を取り出す。 $1/2$ 移相器は、 \dot{e}_1 の周波数 f [Hz] が □ウ の周波数 f_0 [Hz] に等しいときは \dot{e}_1 を $1/2$ 移相した \dot{e}_2 を出力し、 f_0 の近傍では、 \dot{e}_2 の移相量は f の大きさに応じて変化する。
- (2) \dot{e}_1 及び \dot{e}_2 の波形が振幅制限された方形波のとき、□ア 器の出力 e_0 [V] も方形波となり、 e_0 の一周期における平均値は信号波の □エ に比例するので、□イを通すと信号波が得られる。
- (3) e_0 の平均値が信号波の □エ に比例するのは、周波数偏移に比例して e_0 の □オ が変化するためである。



- 1 信号波 2 振幅 3 高域フィルタ 4 周波数 5 繰返し周期
6 掛け算 7 加算 8 搬送波 9 低域フィルタ 10 衝撃係数 (デューティ比)

B -3 次の記述は、図に示す各種整流回路の整流効率及びダイオード D に流れる平均電流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。ただし、各図において、交流入力正弦波であり、変圧器 T の二次側電圧 v [V] は同一とし、負荷抵抗 R_1 、 R_2 及び R_3 [] に流れる平均電流は同一とする。また、変圧器 T は無損失であり、ダイオード D は理想ダイオードとする。

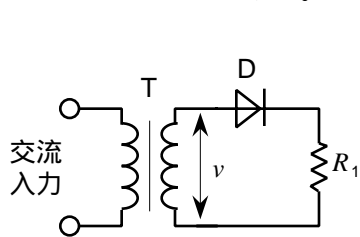


図1 単相半波整流回路

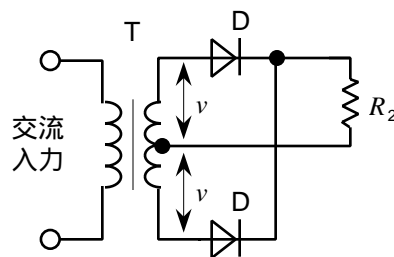


図2 単相全波整流回路

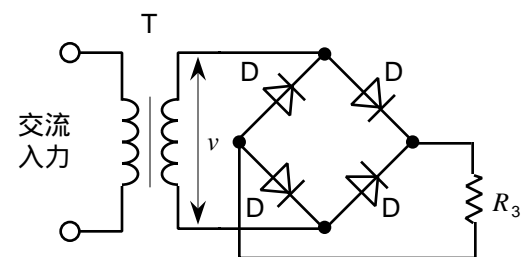
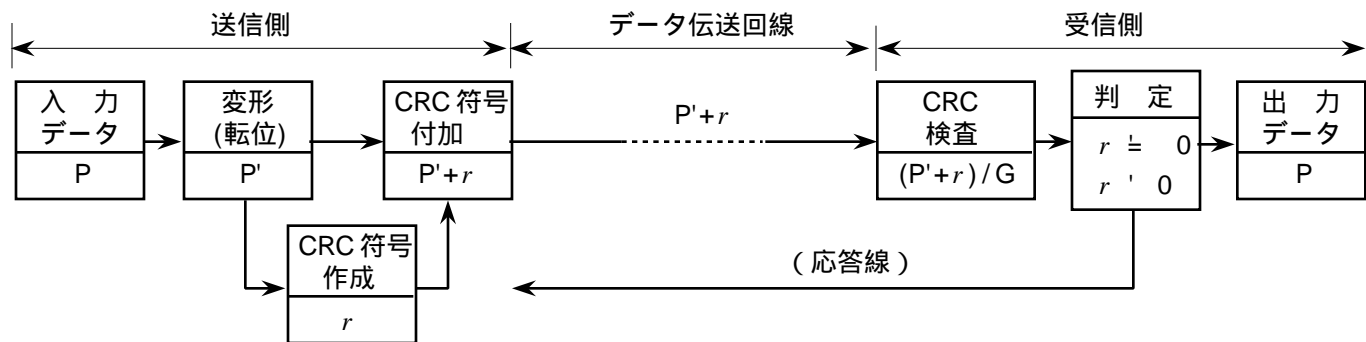


図3 単相ブリッジ形整流回路

- ア 図1の回路の整流効率は、図2の回路の整流効率と同じである。
イ 図2の回路の整流効率は、図3の回路の整流効率の1/2倍である。
ウ 図1のダイオードに流れる平均電流の大きさは、図2の各ダイオードに流れる平均電流の大きさの2倍である。
エ 図1のダイオードに流れる平均電流の大きさは、図3の各ダイオードに流れる平均電流の大きさの2倍である。
オ 図2の各ダイオードに流れる平均電流の大きさは、図3の各ダイオードに流れる平均電流の大きさと同じである。

B 4 次の記述は、図に示す移动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。□内に入れるべき字句を下の番号から選べ。ただし、□内の同じ記号は、同じ字句を示す。また、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 □ア G の項を掛けたものである。
- (2) 送信側の CRC 符号は、□イ で割ったときの □ウ 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 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 □ウ である。
- (4) 受信側では、伝送された符号が、□エ であれば良好、そうでなければ不良と判定し、送信側に応答する。
- (5) CRC 方式は、受信側の演算操作が割り算だけでよく、□オ を用いて容易に処理することができる。



- | | | | | |
|------------|------------|--------------|--------------|-----------|
| 1 $r' = 0$ | 2 $r' = 0$ | 3 P' を G | 4 G を P' | 5 シフトレジスタ |
| 6 最低次 | 7 最高次 | 8 商 | 9 剰余 | 10 カウンタ |

B 5 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とり、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。

$$P_1 = \text{□イ} \text{ [W] -----}$$

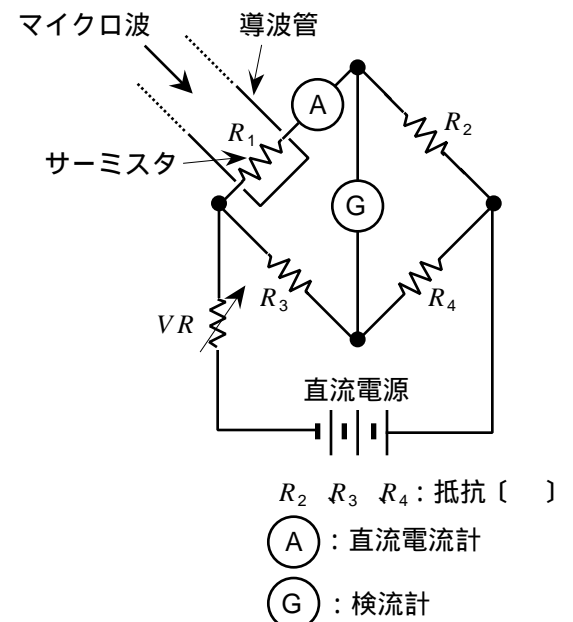
- (3) マイクロ波を加えると、その電力に応じて R_1 の値が変化し、ブリッジの平衡がくずれるので、 VR を調整して再びブリッジ回路の平衡をとると、同様に R_1 の値が求められる。このときの直流電流計の指示を I_2 [A] とすると、 R_1 で消費される直流電力 P_2 は、次式で表される。

$$P_2 = \text{□ウ} \text{ [W] -----}$$

- (4) 式 及び より、マイクロ波電力 P_m は、次式で求められる。

$$P_m = P_1 - P_2 = \text{□エ} \text{ [W] -----}$$

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