

FA007

# 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、振幅変調 (AM) 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。

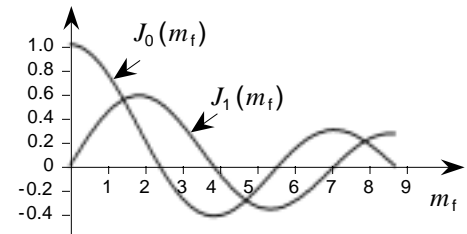
- (1) AM 波 が、次式で表されるとき、この式を展開すると、 $\omega_1$  と  $\omega_2$  の和と差の角周波数成分をもつ側帯波が現れる。これらの振幅は、ともに搬送波の振幅の □ A □ 倍である。

$$e = E(1 + m \cos \omega_1 t) \cos \omega_2 t \text{ [V]}$$

- (2)  $m$  の値が 1 のとき、一つの側帯波の電力は、全電力の □ B □ である。

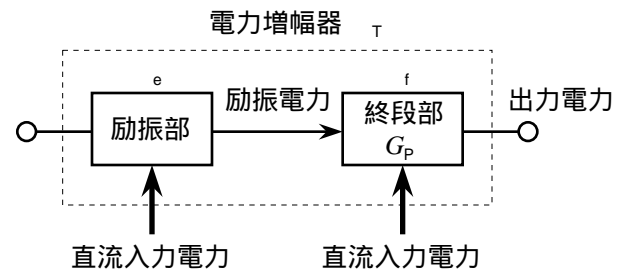
	A	B
1	$m$	1/3
2	$m$	1/6
3	$m/2$	1/4
4	$m/2$	1/3
5	$m/2$	1/6

A - 2 最大周波数偏移が入力信号のレベルに比例する周波数変調器に 400 [Hz] の正弦波を変調信号として入力し、その出力をスペクトルアナライザで観測した。変調信号の振幅を零から徐々に大きくしたところ、1 [V] で搬送波の振幅が零となった。図に示す第 1 種ベッセル関数のグラフを用いて、変調信号の振幅を 3 [V] にしたときの最大周波数偏移の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、 $m_f$  は変調指数とする。



- 1 960 [Hz]      2 1,200 [Hz]      3 1,920 [Hz]      4 2,880 [Hz]      5 3,600 [Hz]

A - 3 図に示す電力増幅器の総合効率  $\eta$  の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、励振部の電力効率  $\eta_e$  を 60 [%]、終段部の電力効率  $\eta_f$  及び電力利得  $G_p$  を、それぞれ 80 [%] 及び 10 (真数) とする。



- 1 48 [%]      2 60 [%]      3 71 [%]  
4 80 [%]      5 88 [%]

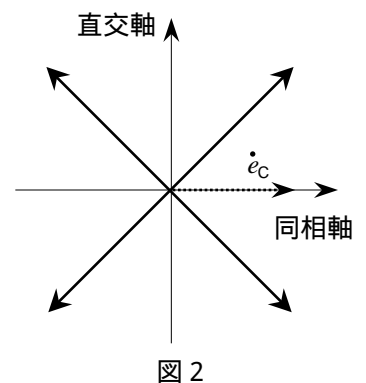
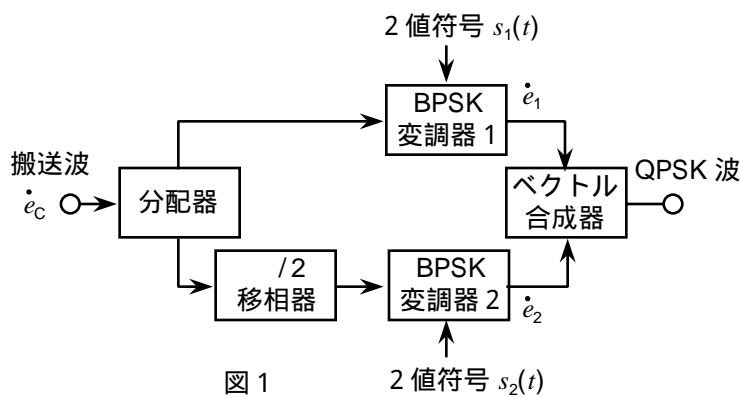
A - 4 次の記述は、図 1 に示す QPSK (4PSK) 変調器の原理的な構成例について述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、入力の搬送波  $\dot{e}_c$  は、 $E_c \cos \omega_c t$  [V] とし、 $\pm \pi/2$  移相器は、入力の搬送波の位相を  $\pm \pi/2$  [rad] 遅延させるものとする。また、2 値符号  $s_1(t)$  及び  $s_2(t)$  は、それぞれ符号が "0" のとき 0、"1" のとき 1 の値を取り、 $s_1(t)$  及び  $s_2(t)$  は、 $\dot{e}_c$  と同期しているものとする。

- (1) BPSK 変調器 1 の出力  $\dot{e}_1$  は、 $E_c \cos\{\omega_c t + s_1(t)\}$  [V] で表され、BPSK 変調器 2 の出力  $\dot{e}_2$  は、次式で表される。

$$\dot{e}_2 = E_c \cos\{\omega_c t + \text{□ A □} + s_2(t)\} \text{ [V]}$$

- (2)  $\dot{e}_1$  及び  $\dot{e}_2$  をベクトル合成器で合成すると、 $s_1(t)$  及び  $s_2(t)$  の値が共に 0 のときの出力の QPSK 波のベクトルは、図 2 の □ B □ で表され、 $s_1(t)$  の値が 0、 $s_2(t)$  の値が 1 のときの QPSK 波のベクトルは、図 2 の □ 2 □ で表される。ただし、 $\dot{e}_c$  のベクトルは、同相軸上にあるものとする。

- |   | A           | B | C |
|---|-------------|---|---|
| 1 | $t + \pi/2$ |   |   |
| 2 | $t + \pi/2$ |   |   |
| 3 | $t - \pi/2$ |   |   |
| 4 | $t - \pi/2$ |   |   |
| 5 | $t - \pi/2$ |   |   |



A - 5 シングルスーパヘテロダイン受信機において、映像周波数が 2,800 [kHz] となるときの局部発振器の発振周波数  $f_L$  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 455 [kHz] とし、 $f_L$  は受信周波数より低いものとする。

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

A - 6 次の記述は、受信機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。

- (1) 受信機の非直線動作により生ずる 3 次の相互変調積 $e_{IM}$ は、次式で表される。ただし、受信機には、周波数が $f_1$ 〔Hz〕及び $f_2$ 〔Hz〕の二つの妨害波 $E_1 \cos \omega_1 t$ 〔V〕及び $E_2 \cos \omega_2 t$ 〔V〕が入力されるものとし、 $k$  は係数、 $\omega_1 = 2\pi f_1$ 〔rad/s〕、 $\omega_2 = 2\pi f_2$ 〔rad/s〕とする。

$$e_{IM} = \square A \text{〔V〕}$$

- (2) この受信機の入力部に 6〔dB〕の抵抗減衰器を挿入すると、 $e_{IM}$  の大きさは、約 □ B になる。

A	B
1 $k(E_1 \cos^3 \omega_1 t + E_2 \cos^3 \omega_2 t)$	1/2
2 $k(E_1 \cos^3 \omega_1 t + E_2 \cos^3 \omega_2 t)$	1/4
3 $k(E_1 \cos \omega_1 t + E_2 \cos \omega_2 t)^3$	1/2
4 $k(E_1 \cos \omega_1 t + E_2 \cos \omega_2 t)^3$	1/4
5 $k(E_1 \cos \omega_1 t + E_2 \cos \omega_2 t)^3$	1/8

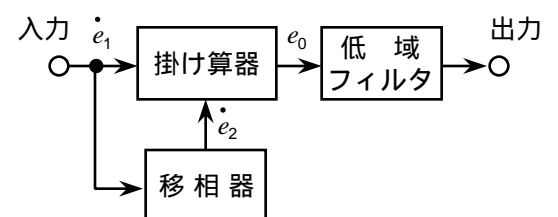
A - 次の記述は、我が国の地上系デジタル方式標準テレビジョン放送の標準方式に用いられる直交周波数分割多重(OFDM)方式の信号を復調するための同期方式について述べたものである。□内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

- (1) OFDM 方式では、シンボルに対する同期、搬送波周波数に対する同期及び □ A 処理に必要な標本を生成するための標本化周波数に対する同期がそれぞれ必要である。
- (2) ガードインターバルは、□ B による妨害を軽減するために OFDM 信号のシンボルの後半の一部分を複製し、先頭部分に付け加えたものであるが、シンボルの前後に同じ情報があるので、これを利用して同期をとることができる。
- (3) OFDM 信号の □ C によって常に既知のデータを送信し続けるコンティニュアスパイロットを用いると、より高い精度で同期をとることができる。

A	B	C
1 逆離散フーリエ変換	遅延波(マルチパス波)	特定の搬送波
2 逆離散フーリエ変換	外部雑音	特定の搬送波
3 逆離散フーリエ変換	遅延波(マルチパス波)	搬送波とは別に設けた副搬送波
4 離散フーリエ変換	外部雑音	搬送波とは別に設けた副搬送波
5 離散フーリエ変換	遅延波(マルチパス波)	特定の搬送波

A - 8 次の記述は、図に示すクオ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。このうち誤っているものを下の番号から選べ。ただし、入力の周波数変調波を $\dot{e}_1$ 〔V〕、移相器の出力を $\dot{e}_2$ 〔V〕、掛け算器の出力を $e_0$ 〔V〕とする。

- 1  $\dot{e}_1$  の周波数が搬送波の周波数に等しいとき、 $\dot{e}_2$  の移相量が  $\pi/2$ 〔rad〕になるようにする。
- 2  $\dot{e}_1$  の周波数が搬送波の周波数の近傍では、 $\dot{e}_2$  の移相量は  $\dot{e}_1$  の周波数偏移に応じて変化する。
- 3  $\dot{e}_1$  及び  $\dot{e}_2$  の波形が振幅制限された方形波のとき、 $e_0$  の波形は三角波になる。
- 4  $e_0$  の衝撃係数(デューティレシオ)は、 $\dot{e}_1$  の周波数偏移に応じて変化する。
- 5  $e_0$  の一周期における平均値は信号波の振幅に比例するので、低域フィルタを通すと信号波が得られる。



A - 9 次の記述は、図に示す BPSK (2PSK) 復調器に用いられる基準搬送波再生回路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) 入力の BPSK 波 $e_1$ は、次式で表される。ただし、 $e_1$  の振幅を 1〔V〕、搬送波の周波数を $f_c$ 〔Hz〕とする。また、2 値符号 $s(t)$  は符号が"0" のとき 0 "1" のとき 1 の値を取り、搬送波と同期しているものとする。

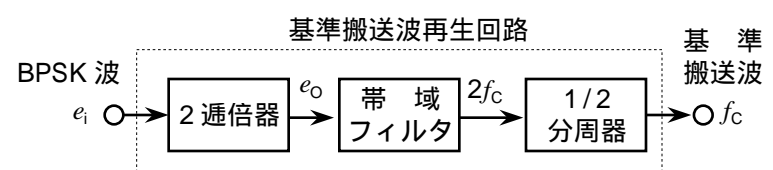
$$e_1 = \cos\{2\pi f_c t + s(t)\} \text{〔V〕}$$

- (2)  $e_1$  をダイオードなどの二乗特性を用いた 2 乗倍器で二乗すると、その出力 $e_0$ は、次式で表される。ただし、2 乗倍器の利得は 1 とする。また、 $\cos 2x = 1 - 2\sin^2 x$  である。

$$e_0 = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \times \cos\{2(2\pi f_c)t + \square A\} \text{〔V〕}$$

- (3) 式より、 $e_0$  の波形は $s(t)$  の値に □ B ので、帯域フィルタで $2f_c$ の成分のみを取り出し、1/2 分周器により周波数 $f_c$ の基準搬送波が再生できる。

A	B
1 $2s(t)$	依存する
2 $2s(t)$	依存しない
3 $s(t)/2$	依存する
4 $s(t)$	依存しない
5 $s(t)$	依存する



A - 10 整流回路のリプル率、電圧変動率及び整流効率を表す式の組合せとして、正しいものを下の番号から選べ。ただし、負荷電流に含まれる直流成分を  $I_{DC}$  [A]、交流成分の実効値を  $i_r$  [A]、無負荷電圧を  $V_o$  [V]、負荷に定格電流を流したときの定格電圧を  $V_n$  [V] とする。また、整流回路に供給される交流電力を  $P_1$  [W]、負荷に供給される電力を  $P_2$  [W] とし、いずれも交流入力の一周期当たりの電力とする。

- |   |  |                                       |                               |
|---|--|---------------------------------------|-------------------------------|
| 1 | $= i_r / I_{DC} \times 100 [\%]$         | $= V_o (V_n / V_o) \times 100 [\%]$   | $= P_1 / P_2 \times 100 [\%]$ |
| 2 | $= i_r / I_{DC} \times 100 [\%]$         | $= V_o (V_n / V_o) \times 100 [\%]$   | $= P_2 / P_1 \times 100 [\%]$ |
| 3 | $= i_r / I_{DC} \times 100 [\%]$         | $= V_o (V_n / V_n) \times 100 [\%]$   | $= P_2 / P_1 \times 100 [\%]$ |
| 4 | $= i_r / (i_r + I_{DC}) \times 100 [\%]$ | $= (V_o - V_n) / V_o \times 100 [\%]$ | $= P_1 / P_2 \times 100 [\%]$ |
| 5 | $= i_r / (i_r + I_{DC}) \times 100 [\%]$ | $= (V_o - V_n) / V_n \times 100 [\%]$ | $= P_2 / P_1 \times 100 [\%]$ |

A - 11 次の記述は、蓄電池及び発電機を用いた無停電電源装置 (CVCF 又は UPS) 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 電圧及び周波数が変動する交流入力を安定した電圧の直流出力に変換する。
- 2 基本構成要素の一つであるインバータは、直流を交流に変換する。
- 3 商用電源が短時間停電したとき、インバータの入力端に接続されている蓄電池の電力を交流電力に変換し、負荷に電力を供給する。
- 4 商用電源が長時間停電したとき、CVCF の入力端に接続されている発電機からの交流入力により、負荷に電力を供給する。
- 5 インバータ出力のパルス幅変調 (PWM) による制御や多重インバータによる制御は、大電力の CVCF の出力電圧を安定化するのに適している。

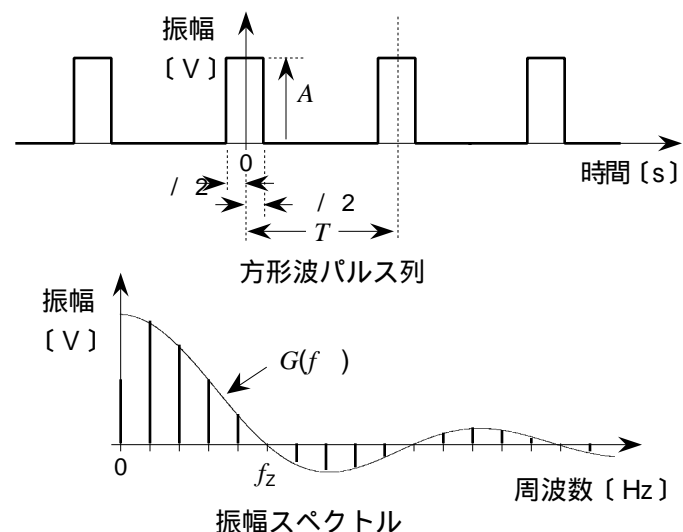
A - 12 次の記述は、航空機の航行援助に用いられる計器着陸装置 (ILS) について述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

- (1) 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ための送信施設で、航空機の降下路面の □ A □ の変調信号が強く受信されるような指向性を持つ UHF 帯の電波を放射する。
- (2) 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ための送信施設で、航空機の進入方向から見て進入路の □ B □ 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) 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、上空を通過する航空機に対して着陸点までの概略位置を与えるための送信施設で、それぞれ特有の変調周波数で振幅変調された □ C □ 帯の電波を上空に向けて放射する。

- | A                            | B                          | C   |
|------------------------------|----------------------------|-----|
| 1 下側では 90 [Hz]、上側では 150 [Hz] | 右側では 90 [Hz]、左側では 150 [Hz] | VHF |
| 2 下側では 90 [Hz]、上側では 150 [Hz] | 右側では 90 [Hz]、左側では 150 [Hz] | UHF |
| 3 下側では 90 [Hz]、上側では 150 [Hz] | 右側では 150 [Hz]、左側では 90 [Hz] | UHF |
| 4 下側では 150 [Hz]、上側では 90 [Hz] | 右側では 150 [Hz]、左側では 90 [Hz] | VHF |
| 5 下側では 150 [Hz]、上側では 90 [Hz] | 右側では 90 [Hz]、左側では 150 [Hz] | UHF |

A - 13 図に示す方形波パルス列の振幅スペクトルの包絡線  $G(f)$  [V] 及び  $G(f)$  の大きさが最初に零になる周波数  $f_z$  [Hz] を表す式の組合せとして正しいもの下の番号から選べ。ただし、方形波パルスのパルス幅を  $\tau$  [s]、振幅を  $A$  [V]、繰り返し周期を  $T$  [s] とする。

- |   | $G(f)$  | $f_z$          |
|---|---|----------------|
| 1 | $\frac{2A}{T} \times \frac{\sin(\frac{f}{2})}{f}$ | $1/(T - \tau)$ |
| 2 | $\frac{2A}{T} \times \frac{\sin(\frac{f}{2})}{f}$ | $1/\tau$       |
| 3 | $\frac{2A}{T} \times \frac{\sin(f)}{f}$           | $1/(T - \tau)$ |
| 4 | $\frac{A}{T} \times \frac{\sin(f)}{f}$            | $1/(T - \tau)$ |
| 5 | $\frac{A}{T} \times \frac{\sin(f)}{f}$            | $1/\tau$       |



A - 14 次の記述は、パルス符号変調（PCM）信号を n 段の再生中継器で中継したときに生ずるジッタ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、再生中継器の特性及び再生中継器間の伝送路の特性はそれぞれ同一とする。

- (1) 雑音によるジッタ（ランダムジッタ）は、熱雑音などにより再生中継器ごとに発生し、n 段中継したときのランダムジッタの総電力は、再生中継器 1 段当たりのランダムジッタの電力のほぼ □ A □ 倍になる。

(2) 組織ジッタ（パターンジッタ）は、符号間干渉及びタイミングのずれなどが相互に関係して発生し、n 段中継したときのパターンジッタの総電力は、再生中継器 1 段当たりのパターンジッタの電力のほぼ □ B □ 倍になる。

	A	B
1	n	$\frac{1}{n}$
2	n	n
3	$\frac{1}{n}$	$n^2$
4	$\frac{1}{n}$	n
5	$\frac{1}{n}$	$\frac{1}{n}$

A - 15 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。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

- 1 送信系において、デジタル信号は、擬似雑音符号との掛け算により、スペクトルが拡散処理された広帯域信号になる。

2 受信系において受信された広帯域信号は、送信系と同一の擬似雑音符号との逆拡散処理により、元のデジタル信号に復元される。

3 広帯域の受信波に混入した狭帯域の妨害波は、逆拡散処理によりさらに狭帯域化されるので、受信波に妨害を与えない。

4 直接波とマルチパス波を受信したときの時間差が擬似雑音符号のチップ幅（chip duration）より短いときは、マルチパス波による妨害を受けやすい。

5 通信チャネルごとに異なる擬似雑音符号を用いることにより、多元接続ができる。

A - 16 次の記述は、図 1 に示す雑音電界強度測定器（妨害波測定器）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。ただし、同じ記号の □内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 人工雑音などの高周波雑音の多くはパルス性雑音であり、高調波を多く含むため、同じ雑音でも測定器の □ A □ 等によって出力の雑音の波形が変化し、出力指示計の指示値が異なる。このため、雑音電界強度を測定するときの規格が定められている。

(2) 準せん頭値は、規定の □ B □ を持つ直線検波器で測定された見掛け上のせん頭値であり、パルス性雑音を検波したときの出力指示計の指示値と無線通信に対する妨害度とを対応させるために用いる。

(3) パルス性雑音のせん頭値は、出力指示計の指示値に比べて大きいことが多いので、測定器入力端子から直線検波器までの回路の直線動作範囲を十分広くする必要がある。このため、図 2 において、直線検波器の検波出力電圧が直線性から □ C □〔dB〕離れるときのパルス入力電圧と、出力指示計を最大目盛りまで振らせるときのパルス入力電圧の比で過負荷係数が定義され、その値が規定されている。

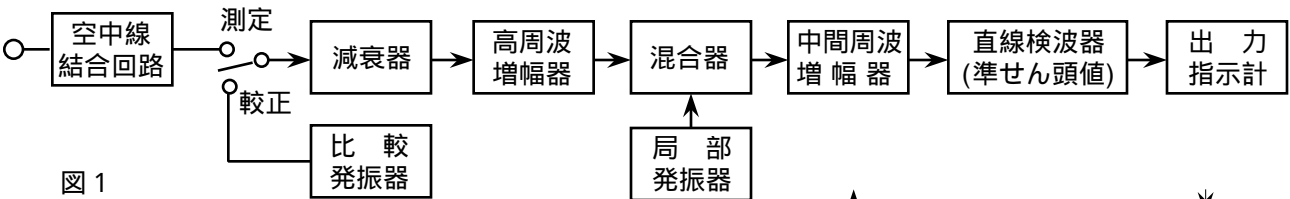


図 1

A	B	C
1 通過帯域幅	充電及び放電時定数	1
2 通過帯域幅	共振周波数及び Q	3
3 通過帯域幅	充電及び放電時定数	3
4 利得	共振周波数及び Q	1
5 利得	充電及び放電時定数	3

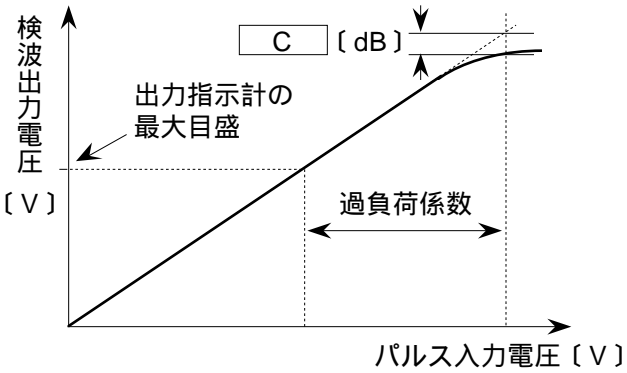
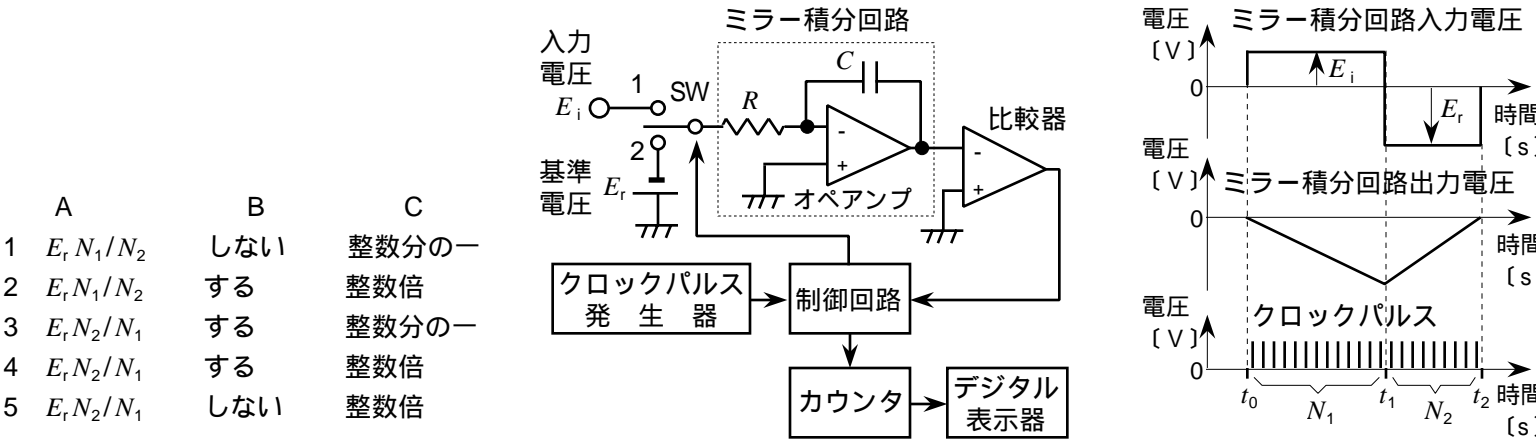


図 2 パルス入力に対する検波出力電圧

A - 17 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送り、計数値が一定数  $N_1$  になった時刻  $t_1$  に SW を 2 に入れ、 $E_i$  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  $E_i =$  [ A ] 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 [ B ]。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 [ C ] にすることにより影響を打ち消すことができる。



A - 18 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の正しい組合せ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及び直流電流計の内部抵抗は無視するとともに、導波管回路は整合がとれているものとする。

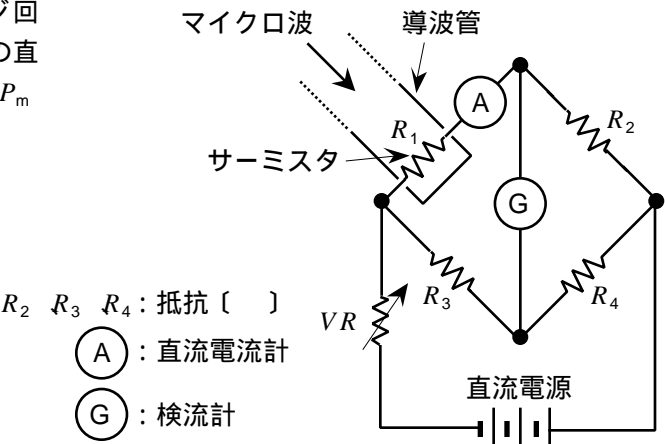
- (1) サーミスタ電力計は、[ A ] 程度までの電力の測定に適している。
- (2) 導波管に取り付けられ、直流ブリッジ回路の一边を構成しているサーミスタの抵抗  $R_1$  の値は、サーミスタに加わったマイクロ波電力及びブリッジの直流電流に応じて変化する。マイクロ波が加わらないとき、可変抵抗器  $VR$  により  $R_1$  を流れる電流を調整してブリッジ回路の平衡をとる。このときの直流電流計の指示値を  $I_1$  [ A ] とすると、 $R_1$  で消費される直流電力  $P_1$  は、次式で表される。

$$P_1 = \text{[ B ]} \text{ [ W ]}$$

- (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回路の平衡がくずれるので、再び  $VR$  を調整して平衡をとる。このときの直流電流計の指示値を  $I_2$  [ A ] とすると、 $R_1$  に加わったマイクロ波電力  $P_m$  は、次式で求められる。

$$P_m = \text{[ C ]} \text{ [ W ]}$$

	A	B	C
1	10 [ mW ]	$I_1^2 R_2 / (R_3 R_4)$	$(I_1^2 - I_2^2) R_2 / (R_3 R_4)$
2	10 [ mW ]	$I_1^2 R_2 R_3 / R_4$	$(I_1^2 - I_2^2) R_2 R_3 / R_4$
3	10 [ mW ]	$I_1^2 R_2 R_3 / R_4$	$(I_1 - I_2)^2 R_2 R_3 / R_4$
4	10 [ W ]	$I_1^2 R_2 R_3 / R_4$	$(I_1^2 - I_2^2) R_2 R_3 / R_4$
5	10 [ W ]	$I_1^2 R_2 / (R_3 R_4)$	$(I_1 - I_2)^2 R_2 / (R_3 R_4)$



A - 19 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。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

- アイパターンは、パルス列の繰り返し周波数（クロック周波数）に同期させて、識別器直前のパルス波形を  $T$  周期（例えば 2 周期）ごとに重ねて、オシロスコープ上に描かせたものである。
- アイパターンには、雑音や波形ひずみ等により影響を受けたパルス波形が重ね合わされている。
- アイパターンを観測することにより受信信号の雑音に対する余裕（マージン）を知ることができる。
- アイパターンにおけるアイの横の開きは、クロック信号のゆらぎ（ジッタ）等による識別タイミングに対する余裕の度合いを表している。
- アイパターンは、発生頻度の低い現象の観測に適している。

A - 20 次の記述は、AM (A3E) 送信機の変調度をアンテナ電流計の指示値から求める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)  $i_c = I_c \sin t$  [A] の搬送波電流を  $i_s = I_s \cos pt$  [A] の変調信号電流で変調したときの電流  $i$  は、次式で表される。ただし、 $m = I_s / I_c$  とする。

$$i = I_c(1 + m \cos pt) \sin t \text{ [A] -----}$$

式の実効値は、これを展開したときの各周波数成分の実効値の二乗和の平方根であるので、□A × ( $I_c / \sqrt{2}$ ) [A] で表される。

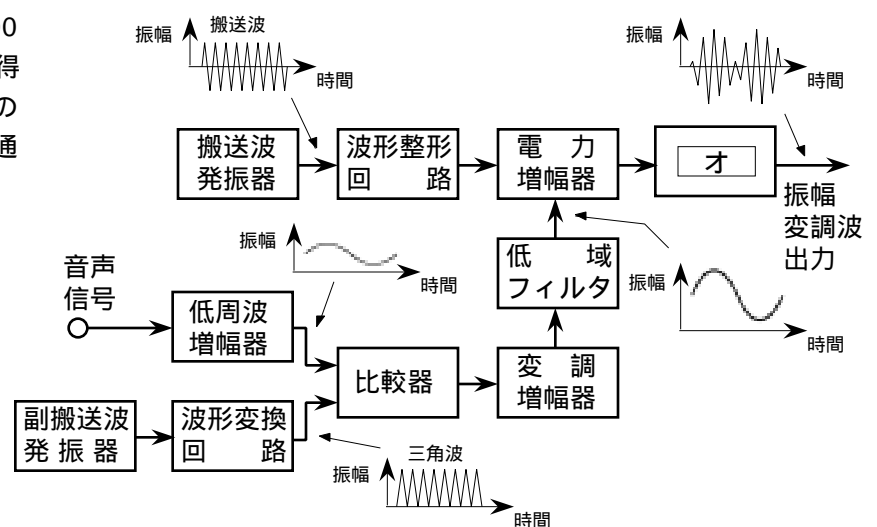
- (2) 実効値指示形の電流計を用いて、無変調時のアンテナ電流と変調時のアンテナ電流を測定する。このときの指示値をそれぞれ  $I_0$  [A] 及び  $I_m$  [A] とすれば、 $m$  は次式で求められる。

$$m = \text{□B} \text{ -----}$$

	A	B
1	$\frac{1 + m^2/2}{1 + m^2}$	$\frac{2 I_m^2 / (I_0^2 - 1)}{I_m^2 / I_0^2 - 1}$
2	$\frac{1 + m^2/2}{1 + m^2}$	$\frac{I_m^2 / I_0^2 - 1}{2 I_m^2 / (I_0^2 - 1)}$
3	$\frac{1 + m^2}{1 + m^2}$	$\frac{2 I_m^2 / (I_0^2 - 1)}{I_m^2 / I_0^2 - 1}$
4	$\frac{1 + m^2}{1 + m^2}$	$\frac{2 I_m^2 / (I_0^2 - 1)}{I_m^2 / I_0^2 - 1}$
5	$\frac{1 + m^2}{1 + m^2}$	$\frac{I_m^2 / I_0^2 - 1}{2 I_m^2 / (I_0^2 - 1)}$

B - 1 次の記述は、図に示す中波放送用 AM (A3E) 送信機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を下の番号から選べ。ただし、同じ記号の□内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 比較器は、低周波増幅器で増幅した音声信号と、100 ~ 150 [kHz] の副搬送波を波形変換回路で変換して得られた三角波とを比較し、□ア 波を出力する。この□ア 波を変調増幅器で□イ し、低域フィルタを通して得た音声信号を電力増幅器に加える。
- (2) 電力増幅器は、搬送波を波形整形回路で整形した□ウ で音声信号を□イ し、□エ 波を出力する。電力増幅器の出力は、高調波を含むので、□オ を通して振幅変調波を出力する。



- 1 高域フィルタ    2 パルス振幅変調 (PAM)    3 正弦波    4 線形増幅    5 スイッチング増幅 (D級増幅)  
6 帯域フィルタ    7 パルス幅変調 (PWM)    8 方形波    9 低雑音増幅    10 パルス位相 (位置) 変調 (PPM)

B - 2 次の記述は、パルスレーダーの探知確率及び誤警報確率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 探知確率は、信号が有るときに、「信号有り」と判定する確率である。  
イ 誤警報確率は、信号が有るときに、「信号無し」と判定する確率である。  
ウ 信号の有無を判定するためのスレッシュホールドレベルを下げると、探知確率と誤警報確率は共に大きくなる。  
エ 探知確率を大きくし、かつ、誤警報確率を小さくする方法の一つとして、受信信号の信号対雑音比 ( $S/N$ ) が最小になる特性の帯域フィルタを用いる方法がある。  
オ 探知確率を大きくし、かつ、誤警報確率を小さくする方法の一つとして、送信パルスに直線状の FM 変調を加えるパルス圧縮方式がある。

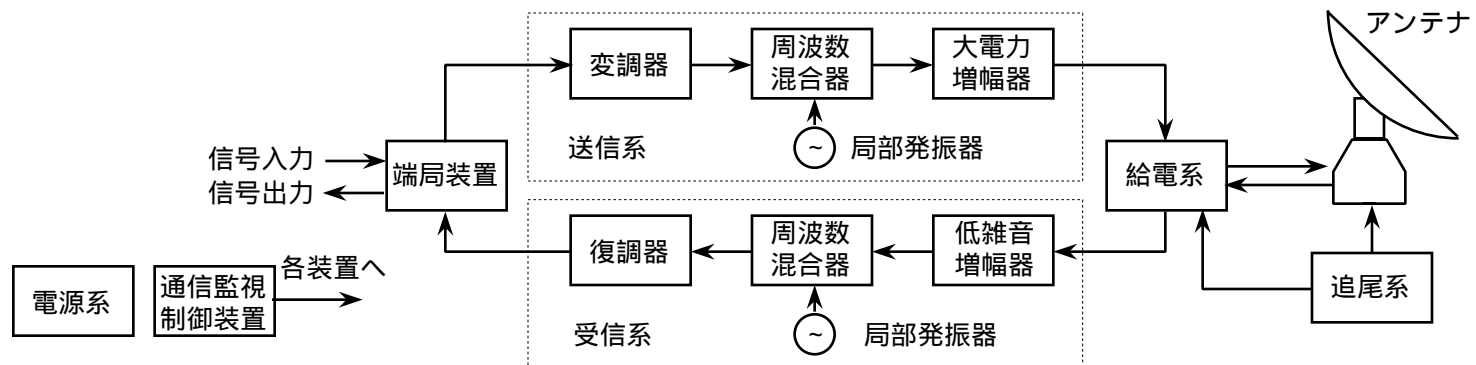
B - 3 次の記述は、衛星通信に用いる SCPC 方式について述べたものである。□内に入れるべき字句を下の番号から選べ。

- (1) 音声信号の一つのチャネルに対して □ア 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、□イ 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 □ウ 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。
- (3) ボイスアクティベーションは、□エ 期間だけ無線周波信号を送信する方式であり、□オ を改善するために用いられる。

- 1 小さい    2 単一搬送波当たりの電力の利用効率    3 複数    4 雑音がない    5 音声信号がある  
6 大きい    7 音声信号出力の信号対雑音比 ( $S/N$ )    8 一つ    9 時分割    10 周波数分割

B - 4 次の記述は、図に示す衛星通信地球局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を下の番号から選べ。

- (1) 送信系の大電力増幅器（HPA）には、進行波管（TWT）及びクライストロン（KLY）などが用いられ、TWT は、KLY に比べて使用可能な周波数帯域幅が □ア□。
- (2) アンテナを天空に向けたときの等価雑音温度は、通常、地上に向けたときと比べて □イ□ なる。受信系の等価雑音温度をアンテナ系の等価雑音温度に近づけることにより、利得対雑音温度比（ $G/T$ ）を改善できる。このため、受信系の低雑音増幅器には、□ウ□ や GaAs FET が用いられている。
- (3) 送信系及び受信系において良好な周波数変換を行うため、□エ□ が高く、位相雑音のレベルが低い特性の局部発振器が用いられる。また、周波数混合器は、□オ□ をするように入出力のレベルを適切な値に設定し、相互変調積などが発生しないようにする。



- |      |      |             |          |             |
|------|------|-------------|----------|-------------|
| 1 広い | 2 狭い | 3 非線形動作     | 4 周波数安定度 | 5 PIN ダイオード |
| 6 高く | 7 低く | 8 出力インピーダンス | 9 線形動作   | 10 HEMT     |

B - 5 次の記述は、FM（F3E）受信機の相互変調特性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。ただし、同じ記号の □内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 図1に示す構成例において、標準信号発生器 1（SG1）と標準信号発生器 2（SG2）の出力及び受信機のスケルチ回路を □ア□ とし、このときの受信機の雑音出力レベルを出力計で測定する。
- (2) SG1 を動作させて無変調の状態では試験周波数  $f_c$  [Hz] に合わせ、受信機の雑音出力が □イ□ になるように受信周波数を調整した後、SG1 の周波数を隣接チャネル  $(f_c \pm f)$  [Hz] に合わせる。次に、SG2 を動作させて無変調の状態では次の隣接チャネル  $(f_c \pm 2f)$  [Hz] に合わせる。
- (3) SG1 及び SG2 の出力を増加していくと、3 次の相互変調により生じた試験周波数の成分によって受信機の雑音出力が □ウ□ するので、このときの SG1 又は SG2 の一方の周波数を微調整して雑音出力レベルを □イ□ にする。次に、SG1 の出力を変化させ（例えば 100 [dBμ] ~ 40 [dBμ]）、その都度 SG2 の出力を調整して雑音出力レベルが (1) で測定した値より 20 [dB] 低くなるようにし、このときの SG1 及び SG2 の出力を記録する。
- (4) 測定した SG1 及び SG2 の出力と 2 信号用擬似空中線の損失との □エ□ をそれぞれ隣接チャネル及び次の隣接チャネルの入力レベルとして、図2に示すような雑音抑圧 20 [dB] の曲線を描く。この曲線と、二つの入力レベルが等しい点を表す直線との交点 P における入力レベルは、規定の値（例えば 65 [dBμ]）より □オ□ が必要である。

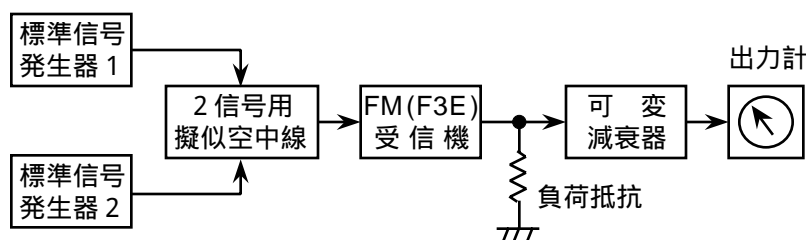


図 1

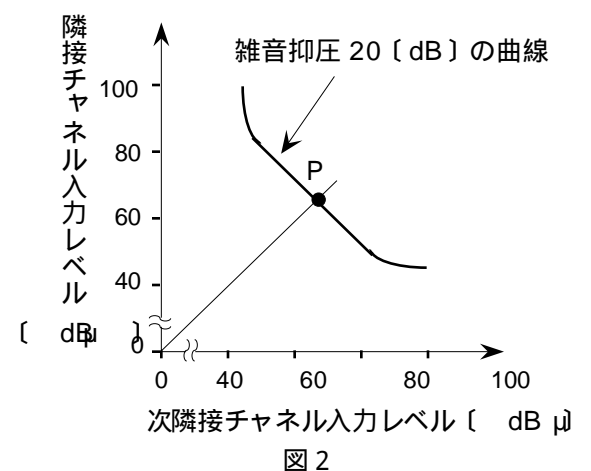


図 2

- |         |          |      |      |        |
|---------|----------|------|------|--------|
| 1 接（ON） | 2 断（OFF） | 3 最大 | 4 最小 | 5 大きい  |
| 6 増加    | 7 減少     | 8 差  | 9 和  | 10 小さい |