

第一級陸上無線技術士「無線工学 A」試験問題

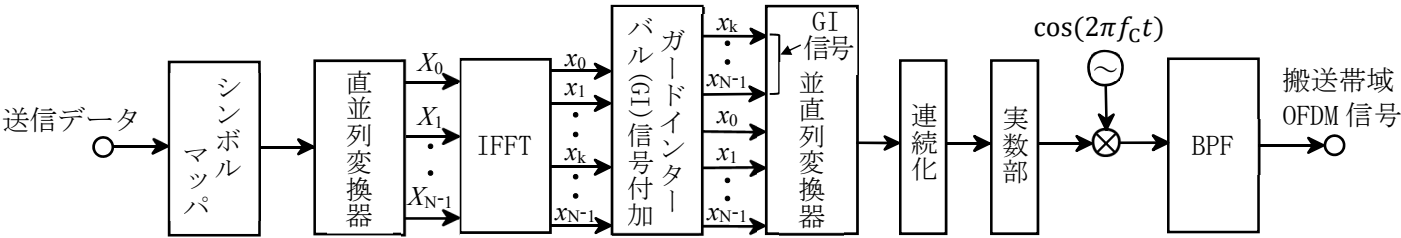
25 問 2 時間 30 分

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) で規定されている、モード 3 における OFDM 変調方式の等化等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。

- 地上系デジタル放送では、伝送路で生じる振幅・位相の変動を補正するため、振幅・位相が一定の基準信号である分散パイロット信号 SP (Scattered Pilot) が、周波数方向・時間方向全体で □ A □ シンボルに 1 個挿入されている。
- SP はマルチパスに対する波形等化に有効であるが、送信電力を一定とした場合データシンボルに割り当てられる電力が減少し誤り率が増加する。OFDM 全体の平均電力を  $C_A$ 、データシンボルの平均電力を  $C_D$ 、□ A □ の値を  $N_{sp}$ 、SP の振幅はデータシンボルの平均振幅の  $L$  倍とすると、OFDM 全体の平均電力に対するデータシンボルの平均電力の比  $C_D/C_A$  は □ B □ となり、 $L$  の値を実際の値である  $4/3$  とすると、 $C_D/C_A \div$  □ C □ となる。

	A	B	C
1	4	$\frac{N_{sp}}{(L^2+N_{sp}-1)}$	0.97
2	4	$\frac{N_{sp}}{(L+N_{sp}-1)}$	0.94
3	12	$\frac{N_{sp}}{(L+N_{sp}-1)}$	0.97
4	12	$\frac{N_{sp}}{(L+N_{sp}-1)}$	0.94
5	12	$\frac{N_{sp}}{(L^2+N_{sp}-1)}$	0.94

A-2 次の記述は、図に示す構成例による直交周波数分割多重 (OFDM) 信号の原理的な生成過程の一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、生成する搬送帯域 OFDM 信号を構成するデジタル変調信号は  $f_c + n f_s$  [Hz] (基本周波数  $f_s$  [Hz]、 $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$ ) の搬送波周波数をもつものとする。



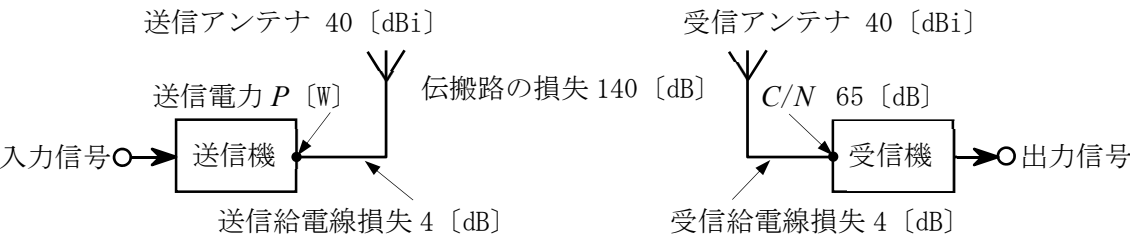
- 送信データのビット列は、シンボルの変調方式に応じた構成によるシンボルマップにより、各搬送波を変調するための複素シンボル列に変換され、生成された複素シンボル列は、直並列変換器に蓄積される。
- 直並列変換器に蓄積された  $N$  個のシンボルは、逆離散フーリエ変換 (IFFT) によって一括変換され、 $N$  個の OFDM シンボルの標本値が生成される。
- $N$  個の OFDM シンボルの標本値はガードインターバル信号が付加され、並直列変換し標本化間隔  $1/(f_s N)$  の連続信号に変換することで、複素ベースバンド OFDM 信号となる。
- 複素ベースバンド OFDM 信号の実部に対して周波数  $f_c$  [Hz] の搬送波で変調し、伝送帯域のみを通す帯域フィルタ (BPF) を通すことで、搬送帯域 OFDM 信号が生成される。
- OFDM 信号はシンボル長が短いため本質的にマルチパスの影響を受けにくいですが、隣接シンボルによる信号劣化を受けにくくするため、逆離散フーリエ変換値の一部をデータの後尾にコピーして付加することにより、ガードインターバルが付加された OFDM 信号を生成できる。

A-3 単一正弦波で 80 [%] 変調された AM (A3E) 変調波の全電力が、330 [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 10 [W] | 2 20 [W] | 3 40 [W] | 4 60 [W] | 5 80 [W] |
|----------|----------|----------|----------|----------|

A-4 図に示す通信回線において、受信機の入力に換算した  $C/N$  が 65 [dB] のときの送信機の送信電力  $P$  [W] の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、送信及び受信アンテナの絶対利得を共に 40 [dBi]、送信及び受信給電線の損失を共に 4 [dB]、両アンテナ間の伝搬路の損失を 140 [dB] とする。また、ボルツマン定数  $k$  を  $1.38 \times 10^{-23}$  [J/K] 及び受信機の雑音指数を 2.5 (真数)、周囲温度  $T$  を 290 [K] 及び等価雑音帯域幅を 20 [MHz] とし、 $\log_{10} 2 = 0.3$  とする。

- 1 [W]
- 2 [W]
- 3 [W]
- 4 [W]
- 5 [W]



A-5 次の記述は、OQPSK(Offset QPSK)変調方式の基本的な原理を述べたものである。□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) OQPSK 変調方式は、I 軸と Q 軸のベースバンド信号を互いに 1/2 シンボル時間だけオフセットすることで I 軸と Q 軸が同時に切り替わらないようにする方式であり、位相遷移上原点を通ることはないため包絡線振幅変動が小さく QPSK 信号帯域外の周波数スペクトルの発生を抑えることができ、増幅器の直線性が十分とれない衛星通信などで用いられている。
- (2) 図 1 に示す OQPSK の基本構成において、ベースバンド信号  $a(t)=(1, 1, -1, -1, -1, 1, 1, 1)$  を I 軸信号  $a_I(t)=(1, -1, -1, 1)$  と Q 軸信号  $a_Q(t)=(1, -1, 1, 1)$  に分割し、Q 軸に 1/2 シンボル時間の遅延を与える場合、I 軸と Q 軸を合成した OQPSK 信号  $S(t)$  を  $S(t)=A\cos\{\omega_c t+\theta(t)\}$  とすると  $\theta(t)$  の値は □ A □ [rad] となり、図 2 に示す  $S(t)$  の波形において  $T\sim 2T$  間の波形 a と  $3T\sim 4T$  間の波形 b は、それぞれ図 3 に示す □ B □ ならびに □ C □ となる。ただし、I 軸と Q 軸それぞれのシンボル時間を  $2T$  とし、デジタル信号  $a_I(t)$ 、 $a_Q(t)$  は左側のデータから乗算器に入力されるものとする。

図 1

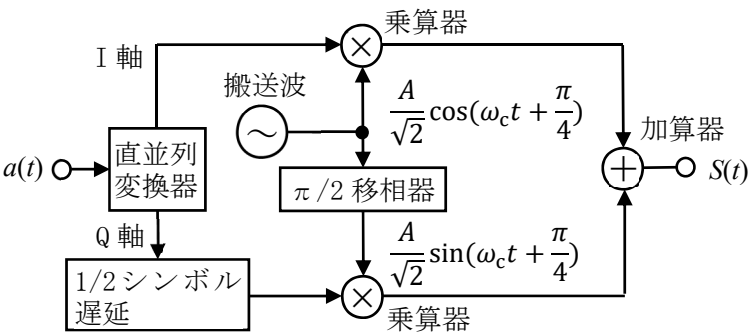


図 2

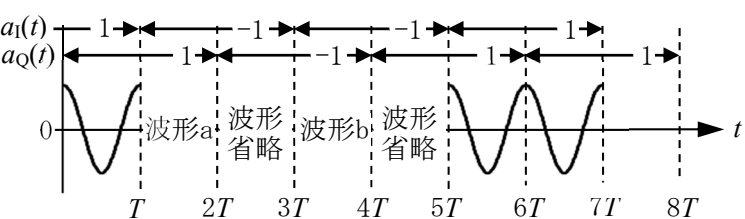
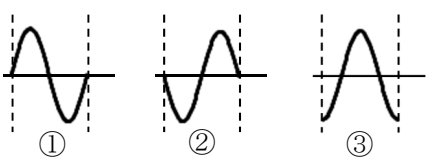


図 3



A	B	C
1 0, $\pm \pi/2$	①	③
2 0, $\pm \pi/2$	②	③
3 0, $\pm \pi/2, \pi$	②	①
4 0, $\pm \pi/2, \pi$	②	③
5 0, $\pm \pi/2, \pi$	①	③

A-6 次の記述は、BPSK 変調信号  $s(t)$  に雑音(加法的白色ガウス雑音)が付加された受信信号  $r(t)$  を図の復調器構成によって同期検波したときの原理的な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、基準搬送波  $p(t)$  を  $p(t) = 2\cos \omega_c t$  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) 受信機で帯域制限された搬送波周波数帯における雑音  $n(t)$  は、その同相、直交成分をそれぞれ  $n_I(t)$ 、 $n_Q(t)$  とすると、狭帯域雑音として次式で表される。

$$n(t) = n_I(t) \times \text{□ A □} + n_Q(t) \times \text{□ B □}$$

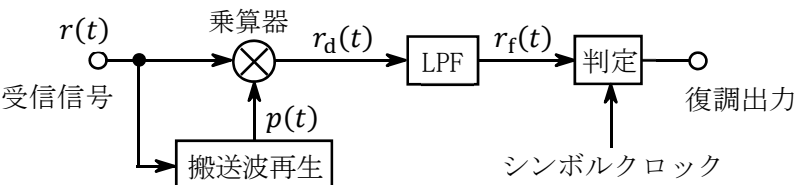
- (2) BPSK のデータ値によって  $a(t)$  が  $\pm 1$  の値をとり、搬送波の角周波数を  $\omega_c$  [rad/s] とすると、 $s(t)$  は、 $s(t) = a(t) \cos \omega_c t$  で表せるものとして、 $s(t)$  に  $n(t)$  が付加された受信信号  $r(t)$  と  $p(t)$  を乗積した信号  $r_d(t)$  は、次式で表される。

$$r_d(t) = r(t) p(t) = \{s(t) + n(t)\} p(t) = \{ \text{□ C □} \} \times (1 + \cos 2\omega_c t) + n_Q(t) \sin 2\omega_c t$$

- (3)  $r_f(t)$  は、 $r_d(t)$  から低域フィルタ (LPF) によって 2 倍の周波数成分が除去された信号であり、次式で表される。

$$r_f(t) = \text{□ C □}$$

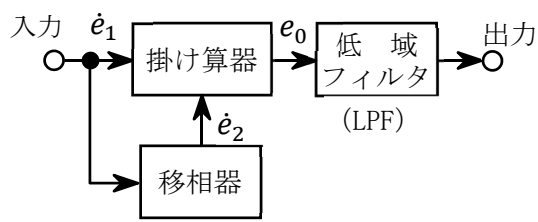
A	B	C
1 $\cos \omega_c t$	$\sin \omega_c t$	$a(t) + n_I(t) + n_Q(t)$
2 $\cos \omega_c t$	$\sin \omega_c t$	$a(t) + n_I(t)$
3 $\sin \omega_c t$	$\cos \omega_c t$	$a(t) + n_I(t)$
4 $\sin \omega_c t$	$\cos \omega_c t$	$a(t) + n_I(t) + n_Q(t)$
5 $\sin \omega_c t$	$\cos \omega_c t$	$a(t) + n_I(t)/2 + n_Q(t)/2$



A-7 次の記述は、有機電解液を用いた一般的なリチウムイオン二次電池の特徴等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。

- セル当たりの定格電圧が 3~4 [V] 程度と高く、またエネルギー密度が高いため小型軽量化が可能である。
- 設定電圧までは定電流で充電し、設定電圧に達したら定電圧で充電する定電流・定電圧充電が通常用いられる。
- 自己放電は小さいが、満充電状態の電池を高温で保存すると劣化が大きい。
- 放電の繰り返し等により発生するサルフェーション対策は、深放電を避けることが有効である。
- 絶えず微小電流により充電することで満充電状態を維持するトリクル充電は、過充電による電池の劣化が起きやすい。

A-8 次の記述は、図に示すクワ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  $\dot{e}_1$ 、移相器の出力を  $\dot{e}_2$ 、掛け算器の出力を  $e_0$  とし、移相器は理想的に動作するものとする。

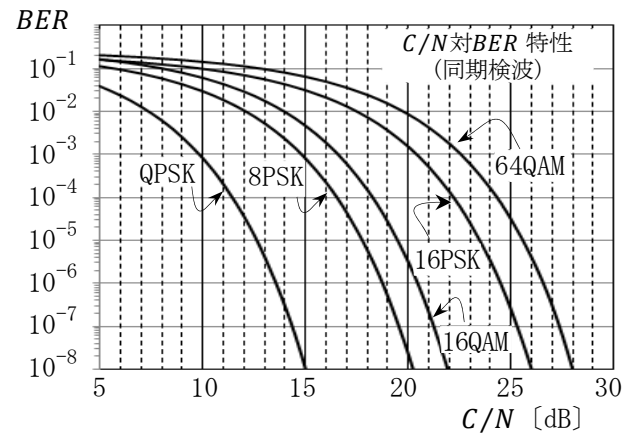


- 一般的に  $\dot{e}_2$  の移相特性は、 $\dot{e}_1$  の周波数が高くなると  $e_0$  の衝撃係数(デューティレシオ)が小さくなるような特性を持つ。
- $\dot{e}_1$  の周波数が搬送波の周波数の近傍では、 $\dot{e}_2$  の移相量は  $\dot{e}_1$  の周波数偏移に応じて変化する。
- $\dot{e}_1$  の周波数が搬送波の周波数に等しいとき、 $\dot{e}_2$  の移相量が  $\pi/2$  [rad] になるようにする。
- 原理的に、 $\dot{e}_1$  及び  $\dot{e}_2$  の波形は正弦波である必要はなく、振幅制限された矩形波としてもよい。
- $e_0$  の一周期における平均レベルは、 $\dot{e}_1$  の周波数偏移に応じて変化するので、低域フィルタ (LPF) を通すと信号波が得られる。

A-9 次の記述は、デジタル変調方式の理論的な  $C/N$  対  $BER$  特性(同期検波)等について述べたものである。□ 内に入れるべき値の組合せとして最も近いものを下の番号から選べ。ただし、QPSK、8PSK、16QAM、16PSK 及び 64QAM の  $C/N$  対  $BER$  特性を図に示す。また、 $E_b/N_0$  は1ビット当たりの信号電力と1Hz当たりの雑音電力の比であり、 $\log_{10}2=0.3$ 、 $\log_{10}3=0.48$  とする。

- $C/N$  をパラメータとした BPSK と QPSK の  $BER$  が、誤差補関数を用いた式として、それぞれ、 $(1/2)\text{erfc}(\sqrt{C/N})$  及び  $(1/2)\text{erfc}(\sqrt{(C/N)/2})$  で表せるので、 $BER=1\times10^{-8}$  を達成するための BPSK の所要  $E_b/N_0$  は、16QAM の所要  $E_b/N_0$  より約 □ A □ [dB] 低い。
- 64QAM で、 $BER=1\times10^{-8}$  を達成するための所要  $E_b/N_0$  は、16QAM で同一の  $BER$  を達成するための所要  $E_b/N_0$  に比べて約 □ B □ [dB] 高い。
- 瞬時  $C/N$  に応じて QPSK、16QAM、64QAM を切替える適応変調において、 $BER=1\times10^{-2}$  以下かつ伝送レートが最大となるよう切替える場合、16QAM と 64QAM 相互間の切換基準となる  $C/N$  は約 □ C □ [dB] である。

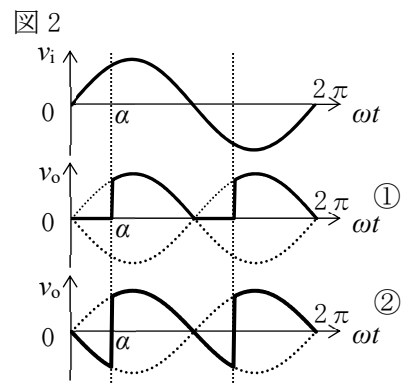
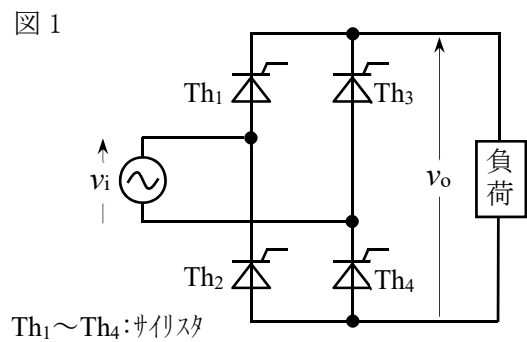
	A	B	C
1	4	4	13.8
2	4	4	19.7
3	7	4	19.7
4	7	6	19.7
5	7	6	13.8



A-10 次の記述は、図1に示す純抵抗を負荷としたサイリスタ整流回路の原理的な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、サイリスタは理想的に動作し電圧降下及び重なり角は無視するものとする。

- サイリスタ整流回路は、サイリスタに加えるゲート信号の位相角  $\alpha$  (交流入力に対する制御遅れ角) の位相を制御することで出力電圧の制御を行うもので、出力電圧を連続的に制御できるが一般的にダイオードを用いた整流回路に比べて □ A □ が発生しやすい。
- 図2に示す交流入力電圧  $v_i=V\sin\omega t$  [V] の位相において、 $\pi<\omega t<2\pi$  [rad] の位相で同時にターンオンさせるサイリスタは □ B □ であり、また、 $\alpha=\pi/3$  [rad] の時の  $v_i$  [V] に対する出力電圧  $v_o$  [V] の波形は □ C □ となる。

	A	B	C
1	高調波	Th <sub>2</sub> と Th <sub>3</sub>	①
2	高調波	Th <sub>2</sub> と Th <sub>3</sub>	②
3	高調波	Th <sub>1</sub> と Th <sub>4</sub>	②
4	サージ	Th <sub>1</sub> と Th <sub>4</sub>	②
5	サージ	Th <sub>2</sub> と Th <sub>3</sub>	①



A-11 次の記述は、準天頂衛星システム（QZSS:Quasi-Zenith Satellite System）による測位補強サービス等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 GPSと互換性のある測位信号等を送信する複数の衛星と地上システムからなり、このうち準天頂軌道衛星は日本上空の滞在時間が長い南北非対称の「8の字」の準天頂軌道に複数機配置することで、可視衛星数の増加、DOPの改善に加え、高仰角衛星の電波はマルチパスの低減に有効であることから、GPSのみの場合より測位精度や安定性の向上が図れる。
- 2 「アジア・オセアニア」と「日本地域」に最適化された電離圏遅延を補正する電離圏パラメータをL1C/A信号等で配信しており、日本とその近傍において測位誤差の改善が期待できる。
- 3 センチメートル級測位を実現するための補強情報を、L6信号を使用し配信しており、ユーザーが設置・運用する基準局との誤差を補正することでセンチメートル級の高精度測位が可能となる。
- 4 航空航法用途向けのGPS補強システムであるL1 SBAS（衛星航法補強システム）信号として、誤差要因別に補正を行うことで広範囲で有効な補正情報とする広域DGPS補強情報等を、静止軌道衛星から配信している。
- 5 サブメートル級測位を実現するためのDGPS補強情報を、L1S信号を使用し配信しており、日本とその近傍においてサブメートル級の測位が可能となる。

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、送信尖頭出力を1[kW]、送信周波数を3[GHz]、物標の有効反射断面積を $\pi$ [m<sup>2</sup>]、アンテナの実効面積を1.6[m<sup>2</sup>]、物標は受信機の受信電力が-94[dBm]以上のとき探知できるものとし、電波の波長 $\lambda$ [m]、アンテナの利得 $G$ (真数)とアンテナの実効面積 $A$ [m<sup>2</sup>]は $A = G\lambda^2/(4\pi)$ の関係があり、送信アンテナと受信アンテナは同一のものとする。また、1[mW]を0[dBm]とする。

- |   |        |   |         |   |         |   |         |   |         |
|---|--------|---|---------|---|---------|---|---------|---|---------|
| 1 | 5 [km] | 2 | 10 [km] | 3 | 20 [km] | 4 | 40 [km] | 5 | 50 [km] |
|---|--------|---|---------|---|---------|---|---------|---|---------|

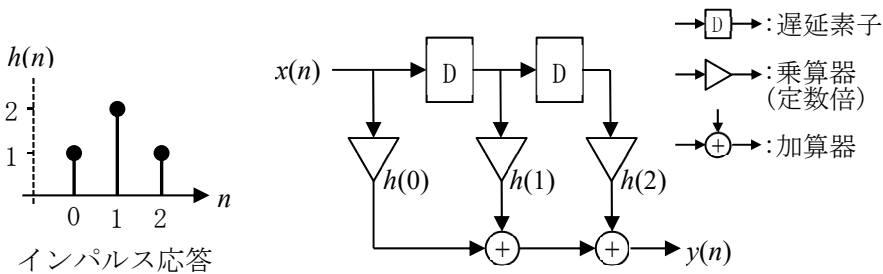
A-13 次の記述は、対地静止衛星を用いた通信システムの多元接続方式について述べたものである。□内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

- |   |           |        |     |
|---|-----------|--------|-----|
| (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。                                    | A         | B      | C   |
| (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。                | 1 送信タイミング | ガードバンド | 異なる |
| (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。 | 2 送信タイミング | ガードバンド | 同じ  |
|   | 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-14 次の記述は、デジタル信号処理等で用いられるFIR(Finite Impulse Response)フィルタの特性等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、 $n$ は整数、 $\omega$ [rad]を正規化角周波数、 $2\cos(\omega) = e^{j\omega} + e^{-j\omega}$ とする。

- (1) 図に示すインパルス応答 $h(n)$ を持つ線形位相FIRフィルタにおいて、入力信号を $x(n)$ とすると、出力信号 $y(n)$ は①で表せる。
- $y(n) = x(n) + 2x(n-1) + x(n-2) \cdots$  ①
- (2) ①を $z$ 変換すると②となるため、伝達関数 $H(z)$ は③となり、 $z = e^{j\omega}$ とすることで周波数特性 $H(e^{j\omega})$ が求められる。
- $Y(z) = \{X(z) + 2X(z)z^{-1} + X(z)z^{-2}\} = (1 + 2z^{-1} + z^{-2})X(z) \cdots$  ②
- $H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = 1 + 2z^{-1} + z^{-2} \cdots$  ③
- (3)  $H(e^{j\omega})$ を極座標表現すると $|H(e^{j\omega})|e^{j\theta(\omega)}$ であり、振幅特性 $|H(e^{j\omega})| = \square A \square$ 、位相特性 $\theta(\omega) = \square B \square$ となり、位相特性の微分にマイナスの符号をつけた群遅延特性 $\tau(\omega) = -d\theta(\omega)/d\omega$ は入力信号中の各周波数の正弦波成分がフィルタを通過したときの時間遅延を示し、線形位相FIRフィルタでは周波数 □ C □ となる。

- |                          |            |         |
|--------------------------|------------|---------|
| A                        | B          | C       |
| 1 $ 1 + 2\cos \omega $   | $-\omega$  | に依存する値  |
| 2 $ 1 + 2\cos \omega $   | $-\omega$  | に依存しない値 |
| 3 $ 1 + 2\cos \omega $   | $-2\omega$ | に依存する値  |
| 4 $ 2(1 + \cos \omega) $ | $-2\omega$ | に依存する値  |
| 5 $ 2(1 + \cos \omega) $ | $-\omega$  | に依存しない値 |



A-15 次の記述は、パルス符号変調(PCM)において標本化に関連する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。ただし、標本化回路の入力信号の最高周波数を  $f_0 + \Delta f$  [Hz]、標本化周波数を  $f_s$  [Hz] とする。

- (1) 図は、標本化の操作における入力信号、標本化パルス及び標本化された入力信号のスペクトルをそれぞれ示したものである。この操作は入力信号を変調信号とし、標本化パルスを搬送波としたときの両者の積として振幅変調することに相当する。
- (2)  $f_s$  [Hz] が  $2f_0$  [Hz] のとき、標本化回路の入力信号の最高周波数が  $f_0$  [Hz] を超えると標本化による変調作用によって生じた側帯波が重なりあってしまい □ A が生ずる。 $f_0$  [Hz] を超える周波数成分が残っている場合、図3に示すように、その残った周波数成分が  $f_0$  [Hz] を中心として □ B 周波数の方へ見掛け上、折り返された形となって、復調する際に、遮断周波数  $f_0$  [Hz] の理想的な低域フィルタ(LPF)を通して基本波部分のみを取り出すことが不可能となり、入力信号が完全には復元できなくなる。
- (3) また、標本化パルスが理想的なインパルスでなく有限のパルス幅を持つとき、受信側でこれを理想的な低域フィルタ(LPF)を通して入力信号が完全には復元できなくなる。一般的にこの影響をアパーチャ効果とよんでいる。アパーチャ効果が生ずると、標本化パルス列に含まれるアナログ信号の □ C が減衰する。

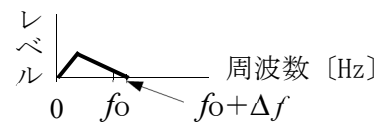


図1 入力信号のスペクトル

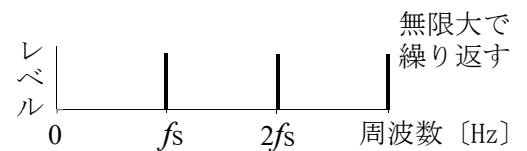


図2 標本化パルス(インパルス列)のスペクトル

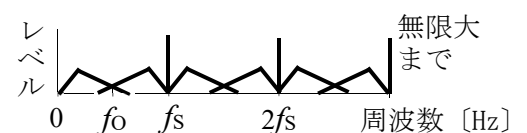


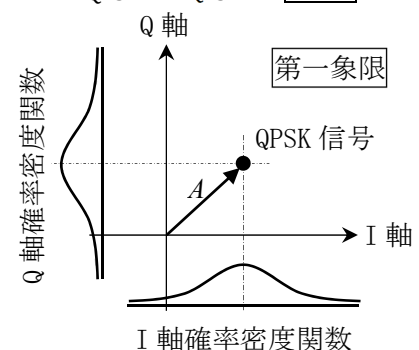
図3  $f_s = 2f_0$  で標本化された入力信号のスペクトル

	A	B	C
1	補間雑音	低い	低域の周波数成分
2	補間雑音	高い	高域の周波数成分
3	折り返し雑音	高い	低域の周波数成分
4	折り返し雑音	低い	低域の周波数成分
5	折り返し雑音	低い	高域の周波数成分

A-16 次の記述は、雑音が重畳している QPSK 信号を理想的に同期検波したときに発生するビット誤り等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、負荷抵抗を  $1 [\Omega]$  とし、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) ベースバンド信号において符号が“0”のとき平均振幅値を  $A_b$  [V]、“1”のとき平均振幅値を  $-A_b$  [V] とし、分散が  $\sigma^2$  [W] で表されるガウス分布の雑音がそれぞれの信号に重畳し、振幅の正負によって、符号が“0”か“1”かを判定するものとするとき、ビット誤り率  $P$  は、符号“0”と“1”が現れる確率を  $1/2$  ずつとすれば、誤差補関数(erfc)を用いて  $P = (1/2)\text{erfc}(A_b / \sqrt{2\sigma^2})$  で表せる。ここで  $A_b^2$  と  $\sigma^2$  は、それぞれベースバンドにおける信号電力と雑音電力であるから、それらの比である  $SNR$  (真数) を用いてビット誤り率  $P$  を表すと  $P =$  □ A となる。
- (2) QPSK 信号のビット誤りは、図に示す通り(1)の概念を IQ 平面に拡張することで求まる。搬送波の包絡線振幅が  $A$  [V] である QPSK 信号における雑音の影響を I 軸に写像した確率密度関数において、I 軸に対応するビットを誤る確率  $P_I$  は(1)と同様に  $P_I =$  □ A となり、この場合の  $SNR$  は  $SNR =$  □ B となる。Q 軸への写像も同様であり、Q 軸に対応するビットを誤る確率  $P_Q$  と  $P_I$  が等しいとすると、QPSK 信号の  $SNR$  を用いた全体の平均ビット誤り率  $P_{QPSK}$  は  $P_{QPSK} =$  □ C となる。

	A	B	C
1	$(1/2)\text{erfc}(\sqrt{SNR})$	$A^2/(2\sigma^2)$	$(1/2)\text{erfc}(\sqrt{SNR/2})$
2	$(1/2)\text{erfc}(\sqrt{SNR})$	$A^2/\sigma^2$	$(1/2)\text{erfc}(\sqrt{SNR})$
3	$(1/2)\text{erfc}(\sqrt{SNR/2})$	$A^2/(2\sigma^2)$	$(1/2)\text{erfc}(\sqrt{SNR/2})$
4	$(1/2)\text{erfc}(\sqrt{SNR/2})$	$A^2/(2\sigma^2)$	$(1/2)\text{erfc}(\sqrt{SNR})$
5	$(1/2)\text{erfc}(\sqrt{SNR/2})$	$A^2/\sigma^2$	$(1/2)\text{erfc}(\sqrt{SNR})$



A-17 直接カウント方式及びレシプロカルカウント方式による周波数計の測定原理等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 レシプロカルカウント方式による周波数計は、入力信号(被測定信号)の周期を測定し、その逆数から周波数を求めるものである。
- 2 レシプロカルカウント方式は、測定時間が一定の場合、周波数計のクロック(基準信号)の周波数を高くすれば、 $\pm 1$  カウント誤差による分解能を向上させることができる。
- 3 レシプロカルカウント方式は、測定時間が一定の場合、測定する入力信号(被測定信号)の周波数が高いほど有効桁数は高くなる。
- 4 直接カウント方式による周波数計の  $\pm 1$  カウント誤差による分解能は、ゲート時間が長く、測定する入力信号(被測定信号)の周波数が高いほど良くなる。
- 5 直接カウント方式による周波数計の  $\pm 1$  カウント誤差は、ゲートに入力されるパルス(被測定信号)とゲート信号の位相関係が一定でないために生ずる。

A-18 次の記述は、スペクトルアナライザを用いたAM(A3E)送信機の変調度測定の一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、搬送波振幅を $A$  [V]、搬送波周波数を $f_c$  [Hz]、変調信号周波数を $f_m$  [Hz]、変調度を $m_a \times 100$  [%] 及び  $\log_{10} 2 = 0.3$  とする。

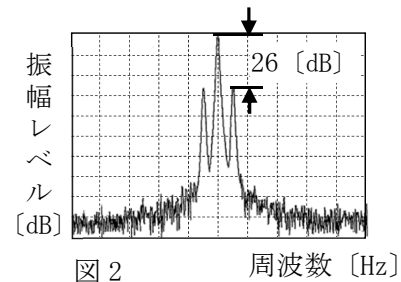
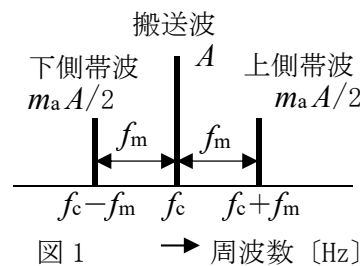
- (1) 正弦波の変調信号で振幅変調された電波の周波数スペクトルは、原理的に図1に示すように周波数軸上に搬送波と上側帯波及び下側帯波の周波数成分となる。この振幅変調された電波  $E_{AM}$  [V] は、次式で示される。

$$E_{AM} = A \cos(2\pi f_c t) + (m_a A/2) \cos\{2\pi(f_c + f_m)t\} + (m_a A/2) \cos\{2\pi(f_c - f_m)t\} \text{ [V]}$$

- (2) 上下側帯波の振幅  $m_a A/2$  [V] を  $S$  [V] とすると  $m_a$  は、 $m_a = \square A$  で示される。

- (3) よって、例えば、図2の測定例の画面上の搬送波と上下側帯波の振幅の差が、26 [dB] の時の変調度は、 $\square B$  [%] となる。

	A	B
1	$2S/A$	10
2	$2S/A$	25
3	$2S/A$	50
4	$S/A$	25
5	$S/A$	50



A-19 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) 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。

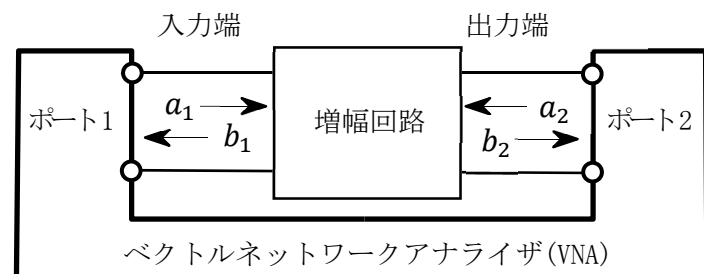
$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad \dots \textcircled{1}$$

- (2) ①式から  $a_2 = 0$  のとき  $S_{11} = \square A$  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  $\square B$  なる。

- (3) ①式から  $a_2 = 0$  のとき  $S_{21} = \square C$  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	$a_1/b_2$
4	$a_1/b_1$	小さく	$b_2/a_1$
5	$a_1/b_1$	小さく	$a_1/b_2$



A-20 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の正しい組合せを下の番号から選べ。

- (1) 一般的に、周波数分解能を高くするためには、時間分解能を  $\square A$  必要がある。
- (2) 被測定信号から適切に信号を切り取り、リーケージ誤差 (漏れ誤差) を減少させるため、適切な  $\square B$  を用いる。
- (3) 連続した時間軸波形から一定のデータ列を切り取る時間の長さである時間窓長  $T$  [s] は、時間窓での FFT のサンプリング点数  $N$  とサンプリング周期  $\Delta t$  [s] で決定され、 $T = \square C$  [s] の関係がある。

	A	B	C
1	上げる	窓関数	$N\Delta t$
2	上げる	窓関数	$\Delta t/N$
3	上げる	アンチエイリアシングフィルタ	$N\Delta t$
4	下げる	窓関数	$N\Delta t$
5	下げる	アンチエイリアシングフィルタ	$\Delta t/N$

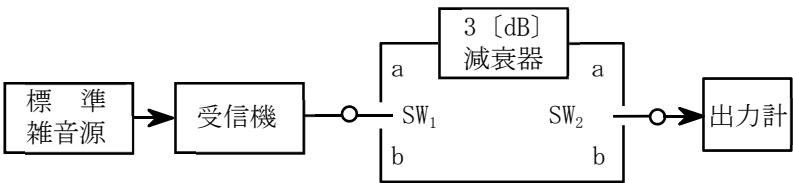
B-1 次の記述は、地上系マイクロ波(SHF)多重回線の中継方式について述べたものである。□内に入れるべき字句を下の番号から選べ。

- (1) 2周波方式による中継方式においては、中継ルートを □ア□ に設定し、アンテナの □イ□ を利用することによって、オーバーリーチ干渉を軽減できる。
- (2) □ウ□ 中継方式は、受信波を中間周波数に変換して増幅した後、再度マイクロ波に変換して送信する方式であり、信号の変復調回路を持たない。
- (3) 再生中継方式は、復調した信号から元の符号パルスを再生した後、再度変調して送信するため、波形ひずみ等が累積 □エ□ 。
- (4) □オ□ 中継方式は、送受アンテナの背中合わせや反射板による方式で、近距離の中継区間の障害物回避等に用いられる。

- |        |               |       |        |        |
|--------|---------------|-------|--------|--------|
| 1 ジグザグ | 2 入力インピーダンス   | 3 指向性 | 4 されない | 5 される  |
| 6 直線   | 7 非再生(ヘテロダイン) | 8 直接  | 9 パケット | 10 無給電 |

B-2 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。

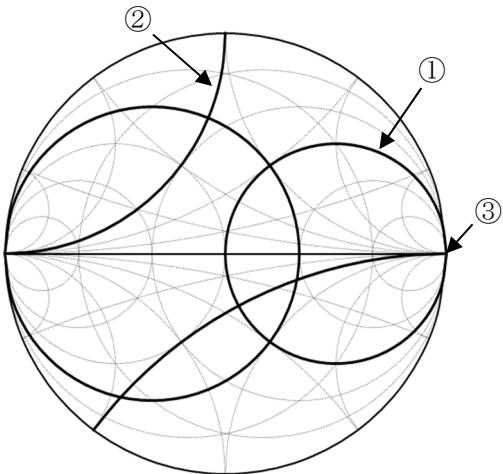
- (1) 受信機の雑音指数  $F$  は、次式で表される。ただし、 $N_i$  [W] は受信機の入力端子の有能雑音電力で、熱雑音電力に等しく、 $N_o$  [W] は受信機の入力端子の有能雑音電力、 $S_i$  [W] は受信機の入力端子の有能信号電力、 $S_o$  [W] は受信機の入力端子の有能信号電力とする。また、受信機の有能利得を  $G$  とし、ボルツマン定数  $k$  [J/K]、周囲温度  $T$  [K] 及び受信機の帯域幅  $B$  [Hz] は既知とする。  
$$F = \frac{\text{□ア□}}{\text{□イ□}} = N_o / (N_i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

B-3 次の記述は、図に示す高周波回路の設計・評価等で用いられるイミタンス・チャート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、回路素子は理想的に動作するものとする。

- (1) イミタンス・チャートは、インピーダンスと反射係数の関係を表すスミス・チャート (インピーダンス・チャート) と、アドミタンスと反射係数の関係を表すアドミタンス・チャートを重ね合わせたもので、インピーダンス整合回路設計等にも用いられる。
- (2) イミタンス・チャートにおいて、①で示される線は □ア□ 円、②で示される線は □イ□ 円を示しており、インピーダンス・チャートで示される③の点はインピーダンスが □ウ□ [Ω] となる。
- (3) イミタンス・チャートを利用することでキャパシタンスやインダクタンス素子の直並列接続の解析が可能となり、例えば周波数固定で回路に素子を直列接続した場合には、素子の値に応じて □エ□ ・チャートで示される線に沿って軌跡が移動し、素子の値を固定し周波数を変化させると、一般的に周波数の上昇に伴って □オ□ 方向に軌跡は回転する。

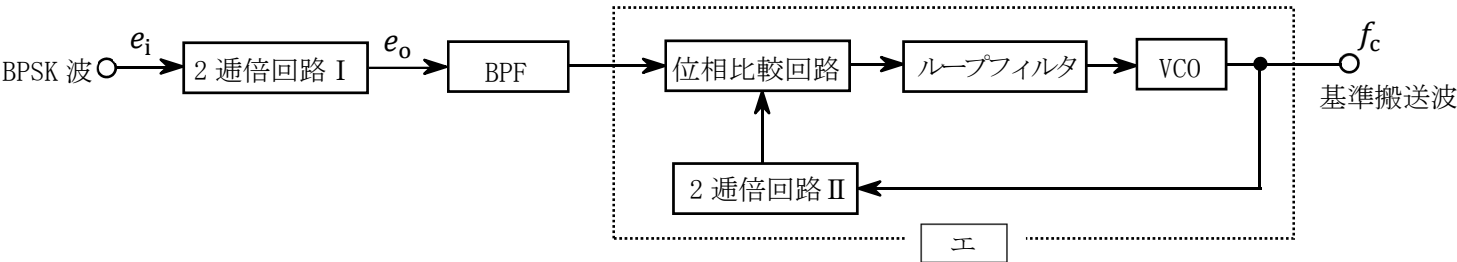


イミタンス・チャートの概略図

- |           |            |            |           |       |
|-----------|------------|------------|-----------|-------|
| 1 等レジスタンス | 2 等コンダクタンス | 3 $\infty$ | 4 アドミタンス  | 5 反時計 |
| 6 等サセプタンス | 7 等リアクタンス  | 8 0 (零)    | 9 インピーダンス | 10 時計 |



B-4 次の記述は、図に示す BPSK 復調器に用いられる基準搬送波再生回路の原理的な構成例において、基準搬送波の再生等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。



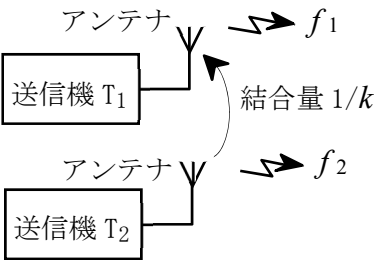
- (1) 入力の BPSK 波  $e_i$  は、次式で表される。ただし、 $e_i$  の振幅を 1 [V]、搬送波の周波数を  $f_c$  [Hz] とする。また、2 値符号  $s(t)$  はデジタル信号が“0”のとき 0、“1”のとき 1 の値をとる。  

$$e_i = \cos \{2\pi f_c t + \pi s(t)\} \text{ [V]} \quad \cdots \cdots \cdots \text{①}$$
- (2) 式①の  $e_i$  を 2 通倍回路 I で二乗すると、その出力  $e_o$  は、次式で表される。ただし、2 通倍回路 I の利得は 1 (真数) とする。  

$$e_o = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \times \cos \{2\pi(2f_c)t + \text{ア}\} \text{ [V]} \quad \cdots \cdots \text{②}$$
- (3) 式②から、 $e_i$  を 2 通倍回路 I で二乗することによって  $e_i$  の位相がデジタル信号に応じて □ イ □ しても、同相になることがわかる。
- (4) 2 通倍回路 I の出力には、直流成分や雑音成分が含まれているので、帯域フィルタ (BPF) で □ ウ □ [Hz] の成分のみを取り出し、位相比較回路などで構成された □ エ □ を用いることによって、きれいな基準搬送波が再生される。
- (5) 原理的に、2 通倍回路 I 及び II を □ オ □ 通倍回路に置き換えれば、QPSK 波の基準搬送波再生回路の構成例とすることができる。

- |               |                    |                  |          |      |
|---------------|--------------------|------------------|----------|------|
| 1 $\pi s(t)$  | 2 $\pi/2$ [rad] 変化 | 3 $\pi$ [rad] 変化 | 4 $f_c$  | 5 4  |
| 6 $2\pi s(t)$ | 7 PLL              | 8 AFC            | 9 $2f_c$ | 10 5 |

B-5 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。□ 内に入れるべき字句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) □ ア □ 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。
- (2) 3 次の相互変調積の周波数成分の数は、□ イ □ である。
- (3)  $f_1$  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、振幅が小さいのは周波数の □ ウ □ の成分である。
- (4)  $T_1$  及び  $T_2$  の送信電力がそれぞれ 1 [dB] 減少すると、3 次の相互変調積の電力は □ エ □ 減少する。
- (5)  $f_1$  の値が 151 [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、□ オ □ である。

- |     |      |       |          |                |
|-----|------|-------|----------|----------------|
| 1 3 | 2 四つ | 3 高い方 | 4 3 [dB] | 5 151.6 [MHz]  |
| 6 2 | 7 二つ | 8 低い方 | 9 1 [dB] | 10 151.3 [MHz] |