

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、我が国の中波放送における精密同一周波放送(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基幹放送局の搬送周波数の差 Δf 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基幹放送局を 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 φ [rad] が $1/\Delta f$ [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、 φ が □ B □ のときは X 局(または Y 局)の電界強度の 2 倍になり、 φ 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 2π [rad]	π [rad]	位相差
2	0.1 [Hz]	π [rad]	0 及び 2π [rad]	振幅差
3	0.1 [Hz]	π [rad]	0 及び 2π [rad]	位相差
4	1 [kHz]	0 及び 2π [rad]	π [rad]	振幅差
5	1 [kHz]	π [rad]	0 及び 2π [rad]	振幅差

A－2 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、情報を伝送するサブキャリアの個数を50個、変調方式を64QAM及び有効シンボル期間長を $4 [\mu s]$ とし、ガードインターバル期間長を $1 [\mu s]$ (ガードインターバル比「1/4」)及び情報の誤り訂正の符号化率を「2/3」とする。

- 1 10 [Mbps]
- 2 15 [Mbps]
- 3 20 [Mbps]
- 4 30 [Mbps]
- 5 40 [Mbps]

A－3 次の記述は、QPSK(4PSK)信号及び 16QAM 信号の信号点間距離等についてその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。

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。

- (1) 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。
- (2) 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。

	A	B
1	d	$1.5 d$
2	d	$3 d$
3	$d/\sqrt{2}$	$1.5 d/\sqrt{2}$
4	$d/\sqrt{2}$	$3 d/\sqrt{2}$
5	$\sqrt{2} d$	$6\sqrt{2} d$

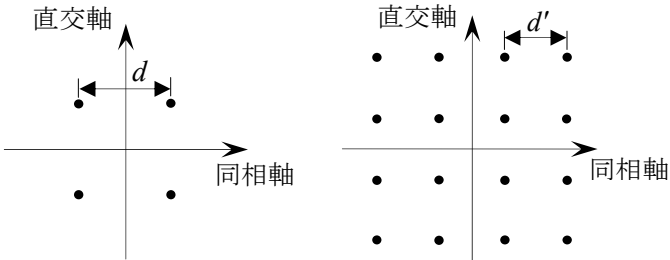


図 1 QPSK の信号点配置

図 2 16QAM の信号点配置

A－4 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。

- 1 15.0 [kW]
- 2 14.9 [kW]
- 3 14.3 [kW]
- 4 14.0 [kW]
- 5 13.8 [kW]

A-5 表は、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)のモード3における伝送信号パラメータ及びその値の一部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、OFDM のIFFT(逆離散フーリエ変換)のサンプリング周波数は、512/63 [MHz]、モード3 のIFFT のサンプリング点の数は、8,192 であり、 $512=2^9$ 、 $8,192=2^{13}$ である。また、表中のガードインターバル比の値は、有効シンボル期間長及びガードインターバル期間長が表に示す値のときのものであり、キャリア総数は、図の OFDM フレームの変調波スペクトルの配置に示す 13 個の全セグメント中のキャリア数に、帯域の右端に示す復調基準信号に対応するキャリア数 1 本を加えた値である。



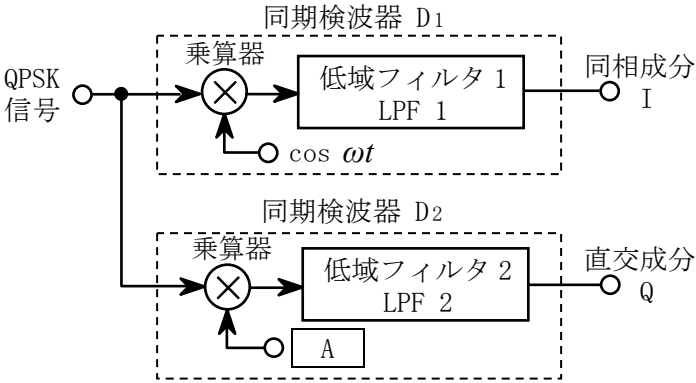
	A	B	C	D
1	2,016	252	125 / 126	5,617
2	2,016	252	500 / 567	6,319
3	1,008	252	500 / 567	5,617
4	1,008	126	125 / 126	5,617
5	1,008	126	500 / 567	6,319

伝送信号パラメータ	値
セグメント数	13 [個] (No. 0～No. 12)
有効シンボル期間長	A [μs]
ガードインターバル期間長	B [μs]
ガードインターバル比	1/8
キャリア間隔	C [kHz]
1 セグメントの帯域幅	6,000 / 14 [kHz]
キャリア総数	D [本]

A-6 次の記述は、図に示す同期検波器を用いた4相PSK(QPSK)波の復調器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、 ω [rad/s] は搬送波の角周波数とする。なお、同じ記号の □内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 符号により変調された搬送波の位相 $\theta(t)$ が $\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4$ [rad] と変化する QPSK 波 $\cos(\omega t + \theta(t))$ [V] を D1 及び D2 の乗算器に加えると同時に、別に再生した二つの復調用信号 $\cos \omega t$ [V] 及び A [V] をそれぞれ D1 及び D2 の乗算器に加えて同期検波を行う。
- (2) D1 において、低域フィルタ 1 は、QPSK 波の位相が $\pi/4, 7\pi/4$ [rad] のとき正、 $3\pi/4, 5\pi/4$ [rad] のとき負の信号を出力する。また、D2 において、低域フィルタ 2 は、QPSK 波の位相が B [rad] のとき正、C [rad] のとき負の信号を出力する。したがって、同相成分及び直交成分それぞれの正負を判断して QPSK 波の位相を判定することができる。

	A	B	C
1	$-\sin \omega t$	$\pi/4, 5\pi/4$	$3\pi/4, 7\pi/4$
2	$-\sin \omega t$	$3\pi/4, 7\pi/4$	$\pi/4, 5\pi/4$
3	$-\sin \omega t$	$\pi/4, 3\pi/4$	$5\pi/4, 7\pi/4$
4	$-\cos \omega t$	$\pi/4, 7\pi/4$	$3\pi/4, 5\pi/4$
5	$-\cos \omega t$	$3\pi/4, 5\pi/4$	$\pi/4, 7\pi/4$



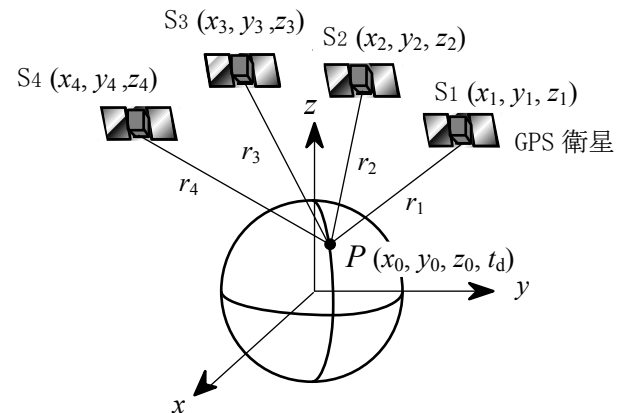
A-7 次の記述は、BPSK(2PSK)信号の復調(検波)方式である遅延検波方式について述べたものである。□内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

- (1) 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り、1 シンボル A 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。
- (2) 遅延検波方式は、送信側において必ず B 符号化を行わなければならない。
- (3) 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おり、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 C 。
- | | | | |
|---|---|------|-----|
| | A | B | C |
| 1 | 後 | 差動 | 小さい |
| 2 | 後 | 帯域分割 | 小さい |
| 3 | 後 | 帯域分割 | 大きい |
| 4 | 前 | 帯域分割 | 大きい |
| 5 | 前 | 差動 | 大きい |

A-13 次の記述は、図に示す GPS(全世界測位システム)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 $\sqrt{(x_0-x_1)^2+(y_0-y_1)^2+(z_0-z_1)^2} + t_d \times c$	3
5 $\sqrt{(x_0-x_1)^2+(y_0-y_1)^2+(z_0-z_1)^2} + t_d \times c$	4

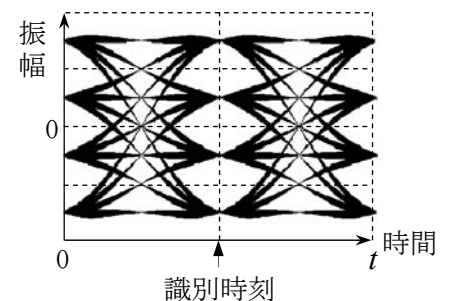


A-14 次の記述は、レーダー方程式のパラメータを変えて最大探知距離を2倍にする方法について述べたものである。このうち正しいものを下の番号から選べ。ただし、アンテナは送受共用で送信利得と受信利得は同じとし、最大探知距離は、レーダー方程式のみで決まるものとする。また、最小受信電力は、信号の探知限界の電力とする。

- 1 送信電力の値を4倍にする。
- 2 アンテナの利得を4倍にする。
- 3 物標の有効反射断面積を4倍にする。
- 4 最小受信電力の値が4倍大きい受信機を用いる。
- 5 送信電力の値を4倍にし、最小受信電力の値が4倍大きい受信機を用いる。

A-15 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。このうち正しいものを下の番号から選べ。ただし、図は、帯域制限されたベースバンド信号のアイパターンの一例を示す。

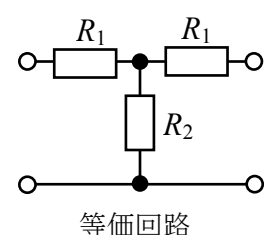
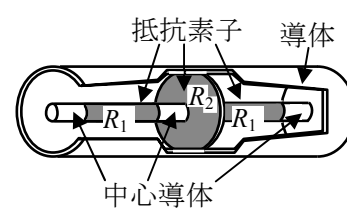
- 1 図は、符号間干渉が生じて識別できない場合のアイパターンの一例を示している。
- 2 図のアイパターンの横軸の時間の長さ t は、4 シンボル時間である。
- 3 アイパターンを観測することにより、情報の誤り訂正の符号化率を知ることができる。
- 4 図は、3 値の伝送波形のアイパターンの一例を示している。
- 5 図は、4 値の伝送波形のアイパターンの一例を示している。



A-16 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20 [dB] とする。また、各雑音は、相互に相関を持たないものとし、 $\log_{10}2=0.3$ とする。

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

A-17 図に示す抵抗素子 R_1 [Ω] 及び R_2 [Ω] で構成される同軸形抵抗減衰器において、電圧減衰量を 6 [dB] にするための抵抗素子 R_2 の値を表す式として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、同軸形抵抗減衰器の入力端には出力インピーダンスが Z_0 [Ω] の信号源、出力端には Z_0 [Ω] の負荷が接続され、いずれも整合しているものとする。また、 Z_0 は純抵抗とする。



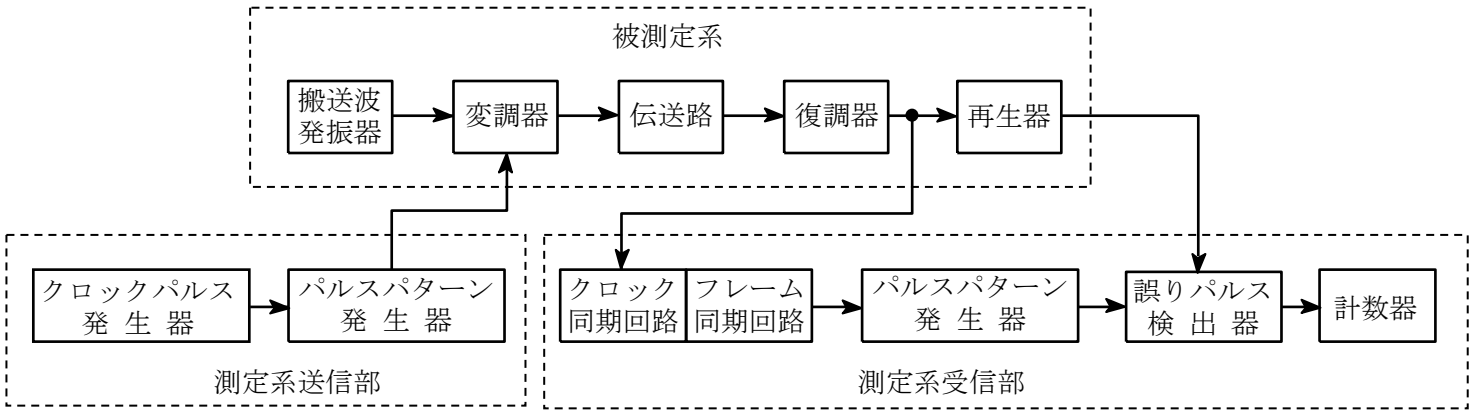
- 1 $Z_0/3$ [Ω]
- 2 $2Z_0/3$ [Ω]
- 3 Z_0 [Ω]
- 4 $4Z_0/3$ [Ω]
- 5 $5Z_0/3$ [Ω]

A-18 次の記述は、オシロスコープ、スーパーヘテロダイン方式スペクトルアナライザ(スペクトルアナライザ)及びFFTアナライザの各測定器に、周期性の方形波など、複数の正弦波の和で表される信号を入力したときに測定できる項目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 オシロスコープは、入力信号に含まれる個々の正弦波の振幅を測定することができない。
- 2 FFTアナライザは、入力信号に含まれる個々の正弦波の相對位相を測定することができる。
- 3 スペクトルアナライザ及びFFTアナライザは、入力信号に含まれる個々の正弦波の振幅を測定することができる。
- 4 スペクトルアナライザ及びFFTアナライザは、入力信号に含まれる個々の正弦波の周波数を測定することができる。
- 5 スペクトルアナライザは、入力信号の振幅の時間に対する変化を、時間軸上の波形として観測することができる。

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。

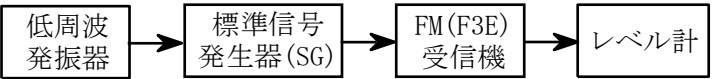
- (1) 測定系送信部は、クロックパルス発生器からのパルスにより制御されたパルスパターン発生器出力を、被測定系の変調器に加える。測定に用いるパルスパターンとしては、実際の符号伝送を近似し、伝送路及び伝送装置のあらゆる応答を測定するため、伝送周波数帯全域で測定でき、かつ、遠隔測定でも再現できるように □ A □ パターンを用いる。
- (2) 測定系受信部は、測定系送信部と □ B □ パルスパターン発生器を持ち、被測定系の復調器出力の □ C □ から抽出したクロックパルス及びフレームパルスと同期したパルス列を出力する。誤りパルス検出器は、このパルス列と被測定系の再生器出力のパルス列とを比較し、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 | ランダム | 異なる | 受信パルス列 |
| 2 | ランダム | 同一の | 副搬送波 |
| 3 | 擬似ランダム | 同一の | 受信パルス列 |
| 4 | 擬似ランダム | 異なる | 副搬送波 |
| 5 | 擬似ランダム | 異なる | 受信パルス列 |



A-20 次の記述は、図に示す構成例を用いた FM(F3E)受信機の雑音抑圧感度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、雑音抑圧感度は、入力のないときの受信機の復調出力(雑音)を、20 [dB] だけ抑圧するのに必要な入力レベルで表すものとする。

- (1) 受信機のスケルチを断(OFF)、標準信号発生器(SG)を試験周波数に設定し、1,000 [Hz] の正弦波により最大周波数偏移の許容値の 70 [%] の変調状態で、受信機に 20 [dBμV] 以上の受信機入力電圧を加え、受信機の復調出力が定格出力の 1/2 となるように □ A □ 出力レベルを調整する。
- (2) SG を断(OFF)にし、受信機の復調出力(雑音)レベルを測定する。
- (3) SG を接(ON)にし、その周波数を変えずに □ B □ で、その出力を受信機に加え、SG の出力レベルを調整して受信機の復調出力(雑音)レベルが(2)で求めた値より 20 [dB] 低い値とする。このときの SG の出力レベルから受信機入力電圧を求める。この値が求める雑音抑圧感度である。なお、受信機入力電圧は、信号源の開放端電圧で規定されているため、SG の出力が終端表示となっている場合には、測定値が □ C □ [dB] 異なる。

- | | A | B | C |
|---|--------|------|---|
| 1 | 受信機 | 無変調 | 6 |
| 2 | 受信機 | 無変調 | 3 |
| 3 | 受信機 | 変調状態 | 3 |
| 4 | 低周波発振器 | 変調状態 | 6 |
| 5 | 低周波発振器 | 無変調 | 3 |



B-1 次の記述は、WiMAX と呼ばれ、法令等で規定された我が国の直交周波数分割多元接続方式広帯域移動無線アクセスシステム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。なお、このシステムは、オール IP ベースのネットワークに接続することを前提とし、公衆向けの広帯域データ通信サービスを行うための無線アクセスシステムである。

- ア 2.5〔GHz〕帯の電波が利用されている。
- イ 使用帯域幅によって異なるサブキャリア間隔にするスケーラブル OFDM が採用されている。これにより、システムの使用帯域幅が変わっても高速移動の環境で生じるドプラ効果の影響をどの帯域幅でも同一とすることが可能である。
- ウ OFDM を使用した WiFi と呼ばれる無線 LAN(小電力データ通信システム)と比較すると、WiMAX は OFDM のサブキャリア数が多いため、長距離及び見通し外通信などにおけるマルチパス伝搬環境下で高速なデータ伝送が可能である。
- エ 通信方式は、一般に周波数の有効利用の面で有利な周波数分割複信(FDD)方式が規定されている。
- オ 変調方式は、BPSK、QPSK、16QAM、64QAM が規定されている。また、電波の受信状況などに応じて、変調方式を選択して対応する適応変調が可能である。

B-2 次の記述は、SCPC方式の衛星通信の中継器などに用いられる電力増幅器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) 電力効率を良くするために増幅器が □ ア □ 領域で動作するように設計されていると、相互変調積が生じて信号と異なる周波数帯の成分が生ずる。このため、単一波を入力したときの飽和出力電力に比べて、複数波を入力したときの帯域内の各波の飽和出力電力の総和は □ イ □ 。
- (2) 増幅器の動作点の状態を示す入力バックオフは、単一波を入力したときの飽和 □ ウ □ P_1 〔W〕と複数波の全入力電力 P_2 〔W〕との比 P_1/P_2 をデシベルで表したものである。
- (3) 相互変調積などの影響を軽減するには、入力バックオフを □ エ □ することなどがある。
- (4) しかし、あまり入力バックオフを □ エ □ してしまうと、中継器の □ オ □ を低下させてしまうことから、一つの中継器に収容できる回線数が減少する。

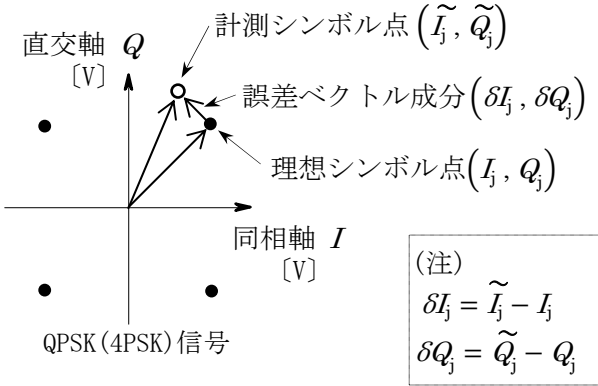
- | | | | | |
|--------|--------|--------|--------|------------|
| 1 非線形 | 2 線形 | 3 入力電力 | 4 出力電力 | 5 電力利用効率 |
| 6 減少する | 7 増加する | 8 大きく | 9 小さく | 10 帯域外放射特性 |

B-3 次の記述は、地上系デジタル放送の標準方式(ISDB-T)において、親局や放送波中継局またはフィールド等での伝送信号に含まれる雑音、歪み等の影響を評価する指標の一つである MER(Modulation Error Ratio：変調誤差比)の原理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) デジタル放送では、CNR(C/N)がある値よりも □ ア □ になると全く受信できなくなる、いわゆる □ イ □ 現象があるため、親局や放送波中継局等の各段の CNR 劣化量を適切に把握する必要があり、その回線品質を管理する手法において MER が利用されている。
- (2) MER は、デジタル変調信号を復調して、 I - Q 平面に展開した際、各理想シンボル点のベクトル量の絶対値を二乗した合計を、そこからの誤差ベクトル量の絶対値を二乗した合計で除算し、□ ウ □ 比で表すことができる。
- (3) 図は、理想シンボル点に対する計測シンボル点とその誤差ベクトルとの関係を QPSK の信号空間ダイアグラムを用いて例示したものである。
- (4) j をシンボル番号、 N をシンボル数とすると、MER は、□ ウ □ 比として次式で表すことができる。

$$MER=10\log_{10}\square \text{エ} \text{ [dB]}$$

- (5) 測定信号の CNR の劣化要因が加法性白色ガウス雑音のみで、復調法等それ以外の要因が MER の測定に影響がない場合、理論的に MER は CNR と等価になる。MER を利用すれば □ オ □ CNR の信号でも精度よく測定できるため、高品質な親局装置出力等の監視に有効である。



- | | | | | |
|-------|--------------------------|------|---|-------|
| 1 大きく | 2 クリフエフェクト(cliff effect) | 3 電圧 | 4 $\frac{\sum_{j=1}^N (\sqrt{I_j^2 + Q_j^2})}{\sum_{j=1}^N (\sqrt{\delta I_j^2 + \delta Q_j^2})}$ | 5 高い |
| 6 小さく | 7 ゴースト(ghost) | 8 電力 | 9 $\frac{\sum_{j=1}^N (I_j^2 + Q_j^2)}{\sum_{j=1}^N (\delta I_j^2 + \delta Q_j^2)}$ | 10 低い |

B-4 次の記述は、図に示す帰還形パルス幅変調方式を用いたデジタル電圧計の原理的な動作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。ただし、入力電圧を $+E_i$ [V]、周期 T [s] の方形波クロック電圧を $\pm E_C$ [V]、基準電圧を $+E_S$ 、 $-E_S$ [V]、積分器出力電圧(比較器入力電圧)を E_O [V] とする。また、 R_1 の抵抗値は R_2 の抵抗値と等しいものとし、回路は理想的に動作するものとする。なお、同じ記号の [] 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) $+E_i$ 、 $\pm E_C$ 及び比較器出力により交互に切り換えられる $+E_S$ 、 $-E_S$ は、共に積分器に加えられる。比較器は、積分器出力 E_O を零レベルと比較し、 $E_O > 0$ のときには $+E_S$ が、 $E_O < 0$ のときには $-E_S$ が、それぞれ積分器に負帰還されるようにスイッチ(SW)を駆動する。
- (2) SWが $+E_S$ 側または $-E_S$ 側に接している期間は、[ア] 電圧の大きさによって変化し、その 1 周期にわたる平均値が、ちょうど [ア] 電圧と打ち消しあうところで平衡状態になる。すなわち、SWを開閉するパルスが [ア] 電圧によってパルス幅変調を受けたことになる。SWが $+E_S$ 側に接している期間を図2に示す [イ] [s]、 $-E_S$ 側に接している期間を図2に示す [ウ] [s] とすれば、平衡状態では、次式が成り立つ。

$$T \times E_i = (T_2 - T_1) \times [エ] \cdots \text{①}$$

- (3) ①式で、 E_i は、 $(T_2 - T_1)$ に比例するので、例えば、 $(T_2 - T_1)$ の時間を計数回路でカウントすれば、 E_i をデジタル的に表示できる。この方式の確度を決める最も重要な要素は、原理的に $+E_S$ 、 $-E_S$ と [オ] である。

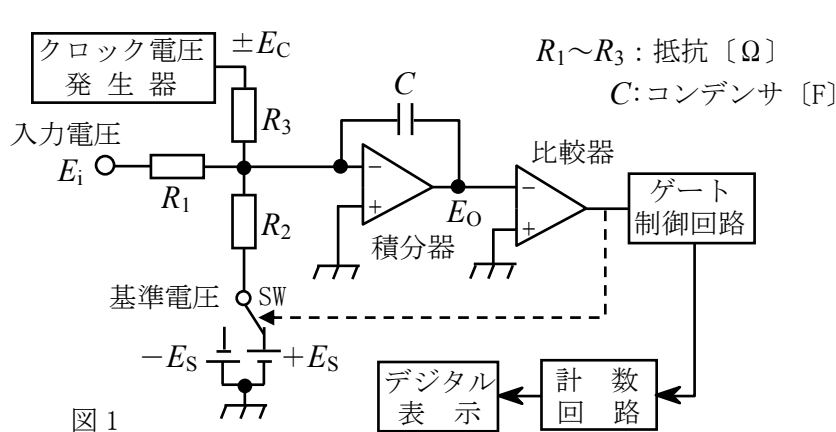


図 1

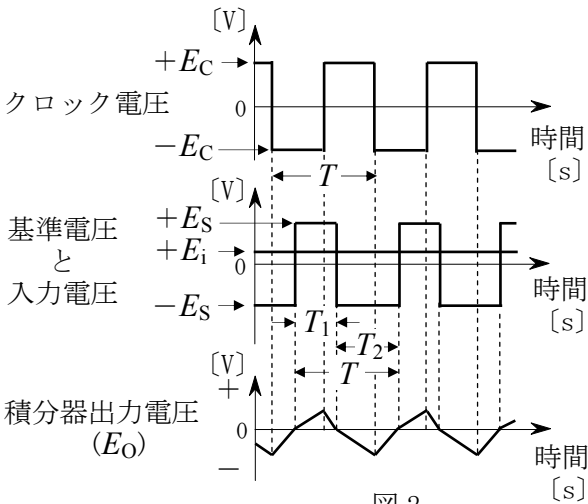
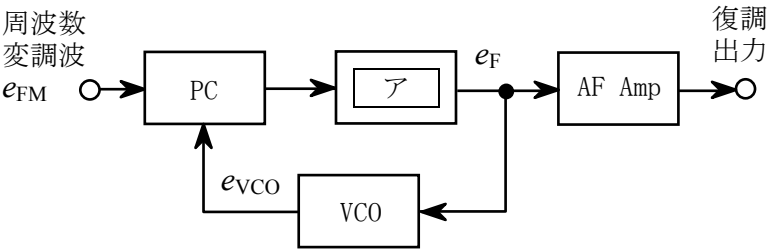


図 2

- | | | | | |
|--------|----------|----------|---------|---------------|
| 1 クロック | 2 T_1 | 3 T_2 | 4 E_C | 5 C |
| 6 入力 | 7 $2T_1$ | 8 $2T_2$ | 9 E_S | 10 R_1, R_2 |

B-5 次の記述は、図に示す位相同期ループ(PLL)検波器の原理的な構成例において、周波数変調(FM)波の復調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) 位相比較器(PC)の出力は、[ア] を通して、周波数変調波 e_{FM} 及び電圧制御発振器(VCO)の出力 e_{VCO} との [イ] 差に比例した [ウ] 出力する。
- (2) e_{FM} の周波数が PLL の周波数引込み範囲(キャプチャレンジ)内のとき、 e_F は、 e_{FM} と e_{VCO} の [イ] が一致するように、VCO を制御する。 e_{FM} が無変調で、 e_{FM} と e_{VCO} の [イ] が一致して PLL が同期(ロック)すると、[ア] の出力電圧 e_F の電圧は、[エ] になる。
- (3) e_{FM} の周波数が同期保持範囲(ロックレンジ)内において変化すると、 e_F の電圧は、 e_{FM} の周波数偏移に [オ] して変化するので、低周波増幅器(AF Amp)を通して復調出力を得ることができる。



- | | | | | |
|---------------|----------------|-----------------|-------|-------|
| 1 低域フィルタ(LPF) | 2 位相 | 3 振幅 | 4 最大 | 5 零 |
| 6 高域フィルタ(HPF) | 7 誤差電圧 e_F を | 8 高周波成分 e_F を | 9 反比例 | 10 比例 |