

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、直交周波数分割多重 (OFDM) 方式の基本的な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、ベースバンド OFDM 信号は複素ベースバンド OFDM 信号の実数部を考えるものとし、各複素データシンボルは QPSK で生成され、 e は自然対数の底とする。

- (1) ベースバンド OFDM 信号 $S_B(t)$ は、搬送波の数を N 、 n 番目の搬送波を変調する複素データシンボルを $d_n(n=0,1,2,\dots,N-1)$ 、基本周波数を f_s [Hz] とした時、①式で表すことができる。

$$S_B(t) = \text{Re} \left[\sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{j2\pi n f_s t} \right] \dots \textcircled{1}$$

- (2) ①式は $S_B(t)$ が周波数の異なる正弦波の合成波であり、 $n=0$ (直流成分) を除き各正弦波は基本周波数 f_s [Hz] を基準としてその整数倍の搬送波周波数を持つ正弦波となることを示しており、このような関係にある正弦波は直交している。ここで、 n 番目の搬送波には 1 シンボル長 T [s] に □ A □ 周期の正弦波が含まれ、個々の位相は搬送波毎に □ B □ 値となる。

- (3) OFDM のサブキャリア信号はそれぞれの変調波がランダムに変化する信号となることから、これらが合成されたマルチキャリア信号の PAPR (Peak to Average Power Ratio) はシングルキャリア信号に比べて □ C □ なるため、送信増幅におけるバックオフ量を増やし線形領域で動作させることで非線形歪を軽減する。

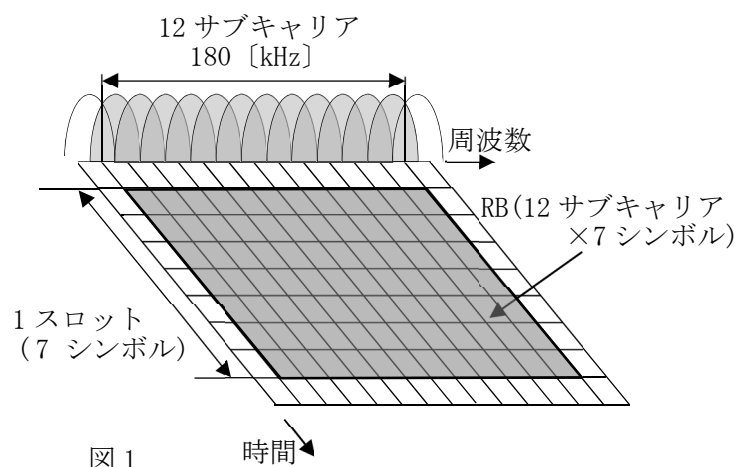
	A	B	C
1	n	異なる	高く
2	n	同じ	高く
3	n	同じ	低く
4	$2n$	異なる	高く
5	$2n$	同じ	低く

A-2 デジタル変調波の無ひずみ伝送において、伝送可能なデジタル信号の最大の伝送速度 (ビットレート) として正しいものを下の番号から選べ。ただし、無ひずみ伝送に必要な周波数帯域幅を 9 [MHz]、変調方式を 16QAM 及び帯域制限に用いるロールオフフィルタの帯域制限の傾斜の程度を示す係数 (ロールオフ率) α を 0.5 とする。また、ロールオフフィルタへの入力信号は、伝送するデジタル信号を直並列変換した 2 [bit] の I 及び Q 信号をそれぞれ D-A 変換した 4 値の信号であり、デジタル変調波は、ロールオフフィルタの出力信号で搬送波を直交変調することによって得られるものである。

- 1 96 [Mbps] 2 72 [Mbps] 3 30 [Mbps] 4 24 [Mbps] 5 12 [Mbps]

A-3 次の記述は、移動通信システムで利用されている LTE (Long Term Evolution) と呼ばれる、我が国のシングルキャリア周波数分割多元接続方式携帯無線通信のフレーム構成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。

- (1) 図 1 に示すように、周波数方向に 12 本の OFDM サブキャリア (=180 [kHz])、時間方向に 7 つの OFDM シンボルで構成されるブロックを、無線リソース割り当て単位である RB (Resource Block) とし、図 2 に示すように、CP (Cyclic Prefix) と呼ばれるガードインターバルを付加した 7 つの OFDM シンボルを 1 スロットとすると、OFDM シンボル #1 のガードインターバル期間長は約 □ A □ [μ s]、1 スロット長は □ B □ [ms] となる。ただし、基本時間単位 T_s (Basic time unit) とサブキャリア間隔 Δf [Hz] との間に、 $T_s = 1 / (2,048 \times \Delta f)$ [s] の関係があるものとする。



- (2) 上りリンク無線多元接続方式である SC-FDMA 方式では □ C □ キャリアの性質を維持するため □ D □ 的な周波数帯域の RB を無線リソースとして割り当てる必要がある。

	A	B	C	D
1	4.7	1.0	マルチ	離散
2	4.7	0.5	マルチ	離散
3	4.7	0.5	シングル	連続
4	5.2	0.5	シングル	連続
5	5.2	1.0	マルチ	離散

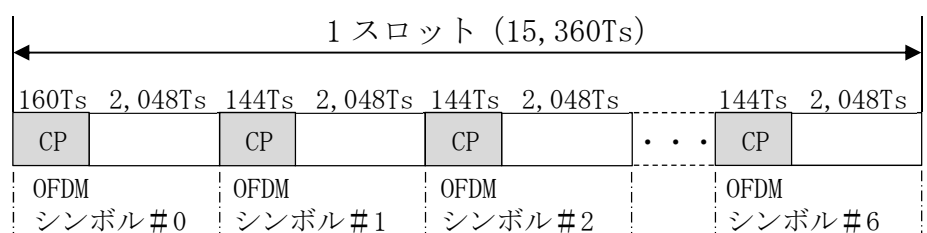
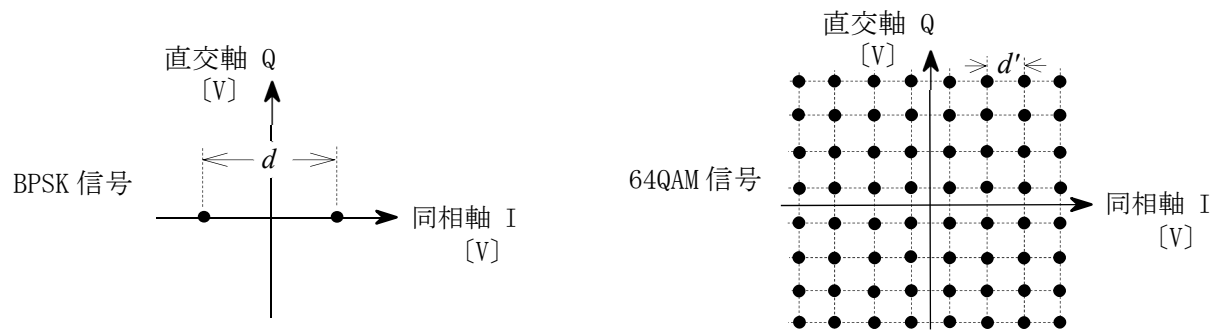


図 2

A-4 図に示す一般的な信号点配置の BPSK 信号及び 64QAM 信号を、それぞれ同一の伝送路を通して受信したとき、それぞれの信号点間距離 d と d' を等しくするために必要な 64QAM 信号の送信電力(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、BPSK 信号の送信電力(平均電力)を P [W] とする。また、BPSK 信号及び 64QAM 信号それぞれの各信号点は、等確率で発生するものとする。

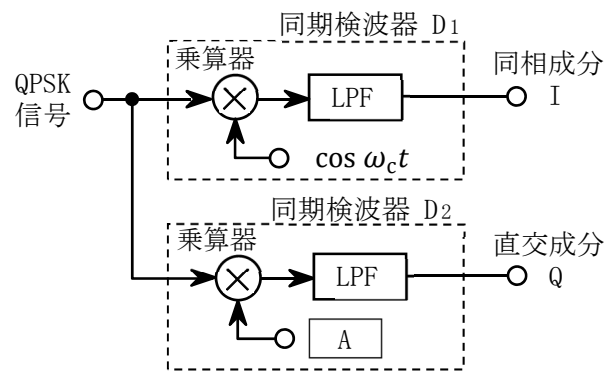


- 1 $5P$ [W] 2 $16P$ [W] 3 $21P$ [W] 4 $42P$ [W] 5 $64P$ [W]

A-5 次の記述は、図に示す同期検波器を用いた 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。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

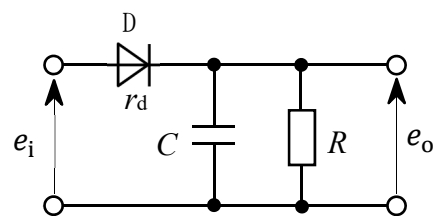
- (1) 搬送波の角周波数を ω_c [rad/s] とし、符号により変調された搬送波の位相 $\theta(t)$ が $\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4$ [rad] と変化する QPSK 波 $\cos\{\omega_c t + \theta(t)\}$ を同期検波器 D1 及び D2 の乗算器に加えると同時に、別に再生した二つの復調用信号 $\cos \omega_c t$ 及び □ A □ をそれぞれ D1 及び D2 の乗算器に加えて同期検波を行う。
- (2) D1 において、LPF は、位相 $\theta(t)$ が $\pi/4, 7\pi/4$ [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、LPF は、位相 $\theta(t)$ が □ B □ [rad] のとき正、□ C □ [rad] のとき負の信号を出力する。

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



A-6 図に示す AM(A3E) 受信機の復調部に用いられる包絡線検波器に振幅変調波 $e_i = E(1 + m \cos pt) \cos \omega t$ [V] を加えたとき、検波効率が最も良く、かつ、復調出力電圧 e_o [V] に斜めクリッピングによるひずみの影響を低減するための条件式の組合せとして、正しいものを下の番号から選べ。ただし、振幅変調波の振幅を E [V]、変調度を $m \times 100$ [%]、搬送波及び変調信号の角周波数をそれぞれ ω [rad/s] 及び p [rad/s] とし、ダイオード D の順方向抵抗を r_d [Ω] とする。また、抵抗を R [Ω]、コンデンサの静電容量を C [F] とする。

- 1 $R \ll r_d, 1/(CR) \ll \omega$ 及び $1/(CR) \gg p$
- 2 $R \ll r_d, 1/(CR) \gg \omega$ 及び $1/(CR) \ll p$
- 3 $R \gg r_d, 1/(CR) \ll \omega$ 及び $1/(CR) \gg p$
- 4 $R \gg r_d, 1/(CR) \ll \omega$ 及び $1/(CR) \ll p$
- 5 $R \gg r_d, 1/(CR) \gg \omega$ 及び $1/(CR) \ll p$



A-7 次の記述は、スーパーヘテロダイン受信機の相互変調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、 a_0, a_1, a_2 及び a_3 は、それぞれ、直流分、1次、2次及び3次の項の係数を示す。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 高周波増幅器等の振幅非直線回路の入力を e_i 、出力を e_o とすると、一般に入出力特性は、式 $e_o = a_0 + a_1 e_i + a_2 e_i^2 + a_3 e_i^3 + \dots$ で表すことができ、同回路へ、例えば、2つの単一波 f_1, f_2 [Hz] を同時に入力した場合、同式の3乗の項で計算すると、出力 e_o には、 f_1, f_2 [Hz] 及び両波それぞれの3乗成分の他に □ A □ $\times f_1 \pm f_2$ [Hz] 及び □ A □ $\times f_2 \pm f_1$ [Hz] が現れる。これらの成分が希望周波数又は中間周波数と一致したときに相互変調積による妨害を生ずる。
- (2) 周波数差の等しい3つの波 F_1, F_2, F_3 [Hz] ($F_1 < F_2 < F_3$ とする) が存在するとき、他の2波による3次の相互変調積の妨害を最も受けにくいのは □ B □ である。
- (3) 希望波の受信機入力電圧に余裕がある場合は、相互変調積を小さくするために受信機入力側に減衰器を挿入する方法がある。この方法では、 L [dB] の減衰器を挿入したとき、原理的に希望波は L [dB] 減衰するのに対して3次の相互変調積は、□ C □ [dB] 減衰する。

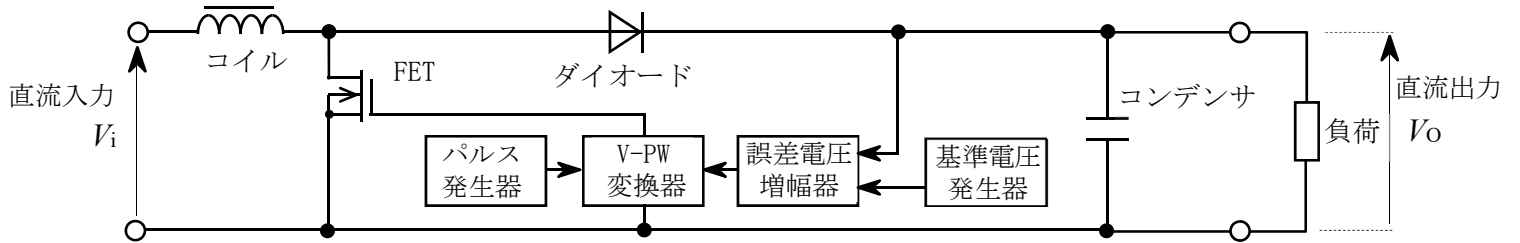
	A	B	C
1	3	F_3	$6L$
2	3	F_2	$3L$
3	3	F_2	$6L$
4	2	F_3	$3L$
5	2	F_2	$3L$

A-8 BPSK 信号の復調(検波)方式である遅延検波方式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 遅延検波方式は、連続する2シンボル間の位相差でデータ値を判定するため、送信側で送信データ系列に応じた差動符号化を行う。
- 2 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。
- 3 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。
- 4 一般的に、同期検波方式はドプラシフトによる位相変動に対して遅延検波方式より有利である。
- 5 BPSK 信号の伝送速度が5 [Mbps] の場合、原理的に200 [ns] の遅延時間を持つ遅延回路が必要となる。

A-9 次の記述は、図に示すPWM(パルス幅変調)制御のDC-DCコンバータの原理的な構成例についてその動作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。なお、同じ記号の□内には、同じ字句が入るものとする。



- (1) FETの導通(ON)時間、つまり□Aの出力のパルス幅を変化させ、直流出力の電圧Voを制御する。FETが導通(ON)している期間では、□Bにエネルギーが蓄積される。
- (2) FETが断(OFF)になると、□B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Viが重畳され、ダイオードを通して負荷に電力が供給される。直流出力の電圧Vo [V]は、直流入力の電圧Vi [V]より高くすることが□C。

	A	B	C
1	V-PW変換器	コイル	できる
2	V-PW変換器	コンデンサ	できない
3	V-PW変換器	コンデンサ	できる
4	パルス発生器	コイル	できない
5	パルス発生器	コンデンサ	できない

A-10 次の記述は、対地静止衛星軌道における通信衛星の食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。

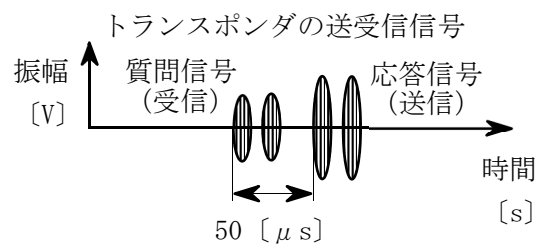
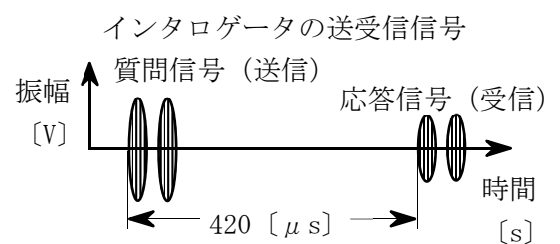
- (1) 衛星の主電力は、太陽電池から供給される。静止衛星では、日照時に太陽電池から衛星搭載機器に電力が供給されるが、□Aの日を中心にして前後で約1箇月の間は、1日に最長□B程度、衛星が地球の陰に隠れる食が発生するため、太陽電池は発電ができなくなる。
- (2) また、□Aの日とその前後に地球局アンテナと通信衛星の延長線上を太陽が通過することで通信品質が劣化する太陽雑音干渉は、一般的にアンテナ径が大きいほど太陽雑音の影響が大きく、発生時間は□Cなる。

	A	B	C
1	春分及び秋分	70分	短く
2	春分及び秋分	70分	長く
3	春分及び秋分	90分	長く
4	夏至又は冬至	90分	短く
5	夏至又は冬至	70分	長く

A-11 次の記述は、航空用DME(距離測定装置)の原理的な構成例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、1 [nm]は、1,852 [m]とする。

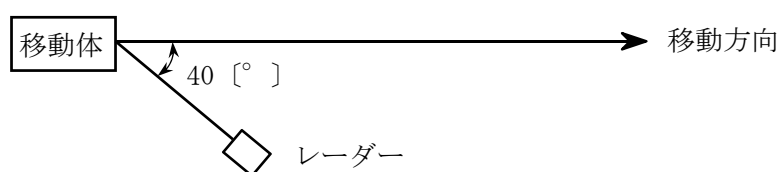
- (1) 航空用DMEは、追跡の状態において、航行中の航空機に対し、既知の地点からの距離情報を連続的に与える装置であり、使用周波数帯は、□A帯である。
- (2) 地上DME(トランスポンダ)は、航空機の機上DME(インタロゲータ)から送信された質問信号を受信すると、質問信号と□B周波数の応答信号を自動的に送信する。
- (3) 図に示すように、インタロゲータの質問信号の送信から応答信号の受信までの時間が420 [μs]のとき、トランスポンダの応答遅延時間を50 [μs]とすると、航空機とトランスポンダとの距離は、約□C [nm]である。

	A	B	C
1	VHF	異なる	20
2	VHF	同一の	10
3	UHF	同一の	10
4	UHF	異なる	30
5	UHF	異なる	20



A-12 図に示すように、ドプラレーダーを用いて移動体を前方40°の方向から測定したときのドプラ周波数が、2 [kHz]であった。この移動体の移動方向の速度の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、レーダーの周波数は10 [GHz]とし、cos 40° = 0.77とする。

- 1 40 [km/h]
- 2 83 [km/h]
- 3 108 [km/h]
- 4 120 [km/h]
- 5 140 [km/h]



A-13 次の記述は、複数のアンテナにより同時に異なる信号系列を伝送する MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) における、伝送容量の概念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、時刻 t における送信信号、受信信号、熱雑音をそれぞれ $s(t), y(t), n(t)$ ($E[s(t)^2] = 1, E[n(t)^2] = \sigma^2$: 熱雑音電力 ($E[\cdot]$ はアンサンブル平均)) とし、伝搬チャネルは $s(t), y(t), n(t)$ の変化に対し十分変化が遅く、受信 SNR は十分大きく、チャネル容量はレイリーフェージング環境における平均チャネル容量とし、伝搬チャネルの距離差による伝搬損失の影響は無視する。また、送信電力 P は各システムモデルにおいて送信機の総送信電力は一定であり、かつ送信アンテナが複数の場合は各アンテナで同一とする。

(1) 図 1 に示す SISO (Single-Input Single-Output) のシステムモデルにおいて、伝搬チャネル係数を h とすると、SISO チャネル容量 C_{SISO} [bit/s/Hz] はシャノンの定理より①式で表される。

$$C_{\text{SISO}} = \log_2 \left(1 + \frac{P|h|^2}{\sigma^2} \right) \cdots \textcircled{1}$$

(2) 図 2 に示す 2×2 MIMO のシステムモデルにおいて、伝搬チャネル係数を h_{ij} (j : 送信アンテナ, i : 受信アンテナ)、空間相関を ρ とすると、 2×2 MIMO チャネル容量 $C_{\text{MIMO}(2 \times 2)}$ [bit/s/Hz] は②式で表される。

$$C_{\text{MIMO}(2 \times 2)} = \log_2 \left\{ 1 + \frac{P}{2\sigma^2} (|h_{11}|^2 + |h_{12}|^2 + |h_{21}|^2 + |h_{22}|^2) + \left(\frac{P}{2\sigma^2} \right)^2 (|h_{11}|^2 + |h_{12}|^2)(|h_{21}|^2 + |h_{22}|^2)(1 - \rho^2) \right\} \cdots \textcircled{2}$$

(3) ②式において、 $(|h_{11}|^2 + |h_{12}|^2)$ は R_{X1} の受信応答、 $(|h_{21}|^2 + |h_{22}|^2)$ は R_{X2} の受信応答を表しており、 \log_2 の中の第 3 項は空間相関の効果を示している。

(4) ①②式より、SISO では送信電力を 2 倍にしても約 □ A □ [bit/s/Hz] のチャネル容量増にとどまるが、MIMO では空間相関(伝搬環境)により MIMO のチャネル容量が大きく変化し、 $|\rho| = \square B \square$ のとき SDM (Space Division Multiplexing) の効果が最も大きく 2×2 MIMO のチャネル容量は SISO に対して約 □ C □ 倍となる。

	A	B	C
1	1	0	4
2	1	0	2
3	2	0	2
4	2	1	4
5	2	1	2

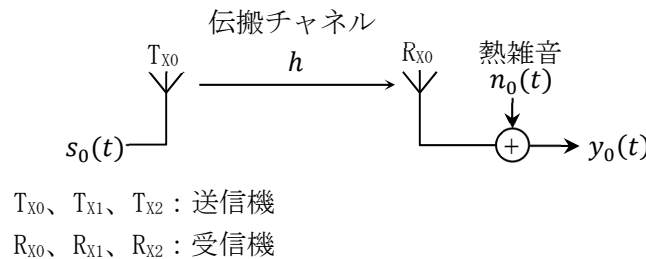


図 1 SISO システムモデル

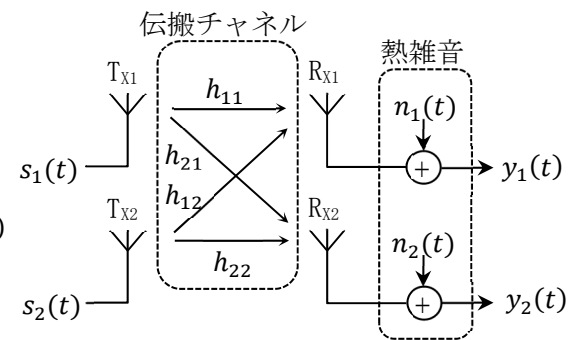


図 2 2×2 MIMO システムモデル

A-14 次の記述は、衛星通信システムに用いられる時分割多元接続(TDMA)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。

- 衛星に搭載した一つの中継器を複数の地球局が時分割で使用するため、中継器を原理的に飽和領域で使用 □ A □。
- 地球局は、□ B □ と呼ばれる自局の信号を与えられたスロットの時間内に収めて送出する。
- 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、各地球局の送信タイミングを制御するため、□ C □ の問題がない。

	A	B	C
1	できる	インターリーブ	ドブラシフト
2	できる	バースト	混変調
3	できない	バースト	混変調
4	できない	バースト	ドブラシフト
5	できない	インターリーブ	混変調

A-15 次の記述は、デジタル信号の伝送時に用いられる符号誤り訂正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。

- 伝送するデジタル信号系列を k ビットごとのブロックに区切り、それぞれのブロックを $\mathbf{i} = (i_1, i_2, \dots, i_k)$ とすると、符号器では、 \mathbf{i} に $(n-k)$ ビットの冗長ビットを付加して長さ n ビットの符号語 $\mathbf{c} = (i_1, i_2, \dots, i_k, p_1, p_2, \dots, p_{n-k})$ をつくる。ここで、 i_1, i_2, \dots, i_k を情報ビット、 p_1, p_2, \dots, p_{n-k} を誤り検査ビット(チェックビット)と呼び、 n を符号長、□ A □ を符号化率という。
- あるブロックのチェックビットが同じブロックの情報ビットだけの関数として定まる符号をブロック符号、過去にわたる複数の情報ビットの関数として定まる符号を畳み込み符号と呼び、□ B □ はブロック符号に分類される。また、第 4 世代移動通信システムでは、複数の畳み込み符号器の組み合わせによる符号生成と復号を行う際に他の系列の復号結果を利用して繰り返し復号を行うことで強力な誤り訂正を行う □ C □ が利用されている。

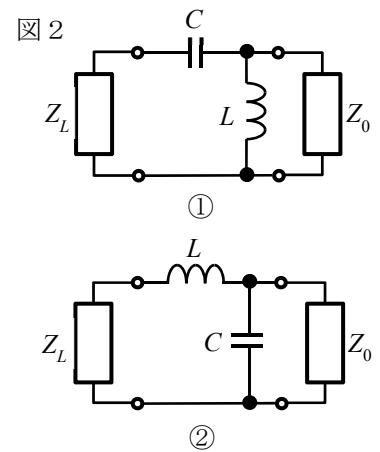
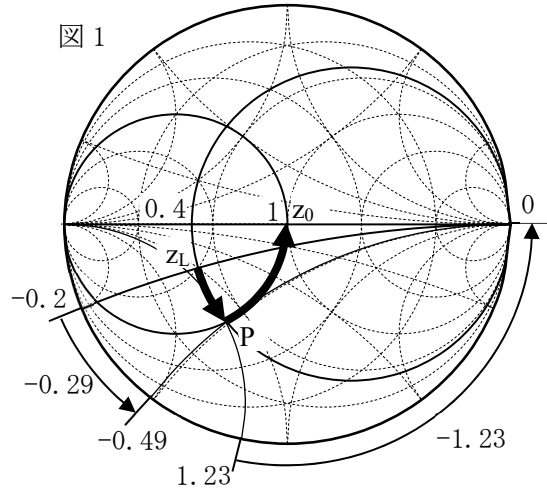
	A	B	C
1	$(n-k)/n$	リード・ソロモン符号	LDPC 符号
2	k/n	ビタビ符号	LDPC 符号
3	k/n	リード・ソロモン符号	ターボ符号
4	$(n-k)/n$	リード・ソロモン符号	ターボ符号
5	$(n-k)/n$	ビタビ符号	LDPC 符号

A-16 次の記述は、イミタンス・チャート（スミス・チャート等）を用いた整合回路設計の基本原則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。

- 高周波回路において二つの回路間のインピーダンスを互いに複素共役関係にするインピーダンス整合は、イミタンス・チャートを用いてチャート上の共役点に整合させるルートから設計することが可能である。
- インピーダンス $Z_L = 20 - j10$ [Ω] を周波数 100 [MHz] において特性インピーダンス $Z_0 = 50$ [Ω] に整合させる場合、 Z_L を正規化した $z_L = 0.4 - j0.2$ のイミタンス・チャート上のポイントを、 Z_0 を正規化した $z_0 = 1$ に移動させる図1に示すルートとすると、 z_L から 0.4 定抵抗円と 1.0 定コンダクタンス円との交点 P までの変化量は $-j0.29$ 、P から z_0 までの変化量は $-j1.23$ となる。

- 従って、二つの回路間を接続する整合回路は図2に示す □ A □ となり、正規化値から戻すと $C \equiv$ □ B □ [pF]、 $L \equiv$ □ C □ [nH] となる。

	A	B	C
1	①	9.2	65
2	①	110	65
3	①	110	98
4	②	110	98
5	②	9.2	98



A-17 次の記述は、我が国の地上系デジタル放送の標準方式 (ISDB-T) において、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。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

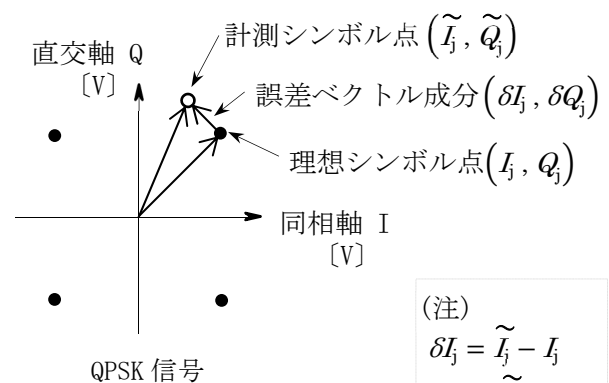
- デジタル放送では、CNR がある値よりも小さくなると全く受信できなくなる、いわゆるクリフエフェクト (cliff effect) 現象があるため、親局や放送波中継局等の各段の CNR 劣化量を適切に把握する必要がある、その回線品質を管理する手法において MER が利用されている。
- MER は、デジタル変調信号を復調して、I-Q 平面に展開した際、各理想シンボル点のベクトル量の絶対値を二乗した合計を、そこからの誤差ベクトル量の絶対値を二乗した合計で除算し、電力比で表すことができる。

- 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。j をシンボル番号、N をシンボル数とすると、MER は、電力比として次式で表すことができる。

$$MER = 10 \log_{10} \left\{ \frac{\sum_{j=1}^N (I_j^2 + Q_j^2)}{\sum_{j=1}^N (\delta I_j^2 + \delta Q_j^2)} \right\} \text{ [dB]}$$

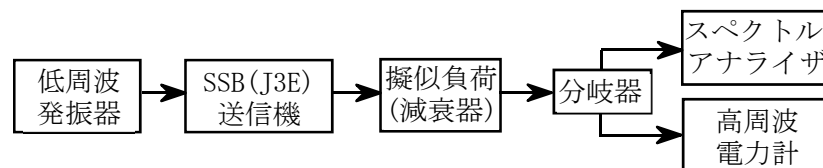
- 測定信号の CNR の劣化要因が加法的白色ガウス雑音のみで、復調法等それ以外の要因が MER の測定に影響がない場合、理論的に MER は CNR と等価と考えられている。

- MER と CNR の相関関係は、CNR が低くなるほど線形性が高くなるため MER を利用した CNR の推定精度が向上する。



(注)
 $\delta I_j = \tilde{I}_j - I_j$
 $\delta Q_j = \tilde{Q}_j - Q_j$

A-18 次の記述は、図に示す構成例を用いた SSB (J3E) 送信機の搬送波電力 (本来抑圧されるべきもの) の測定において、SSB (J3E) 送信機の変調条件及び測定器の条件など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、搬送波電力は、法令等に基づく送信装置の条件として「一の変調周波数によって飽和レベルで変調したときの平均電力より、40 [dB] 以上低い値」であることが定められているものとする。また、割当周波数は、搬送波周波数から 1,400 [Hz] 高い周波数であること及び測定手順としては、スペクトルアナライザの画面に上側波帯と搬送波を表示して、それぞれの電力 (dBm) を測定するものとする。

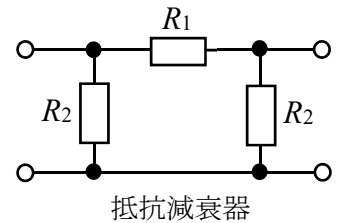


- 測定結果として、測定した上側波帯電力と搬送波電力の差を求め、その差が「40 [dB] 以上」あることを確認する。
- スペクトルアナライザの中心周波数は、「変調周波数 + 700 [Hz]」に設定する。
- スペクトルアナライザの分解能帯域幅 (resolution bandwidth) は、「30 [Hz] 程度」に設定する。
- スペクトルアナライザの周波数スパン (frequency span) は、「約 5 [kHz]」に設定する。
- SSB (J3E) 送信機の変調条件の一つとして、変調周波数は規定の周波数の正弦波とする。

A-19 次の記述は、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、入力信号として周期性の方形波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。□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、入力信号である方形波は、複数の正弦波の和で表されるものである。

- | | | | | |
|--|--------|------|------|------|
| (1) 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 □ A □。 | A | B | C | D |
| (2) 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 □ B □。 | 1 できる | できない | できる | できない |
| (3) 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 □ C □。 | 2 できる | できる | できない | できる |
| (4) FFTアナライザは、入力信号に含まれる個々の正弦波の相対位相を測定することが □ D □。 | 3 できる | できる | できる | できない |
| | 4 できない | できる | できない | できる |
| | 5 できない | できない | できる | できない |

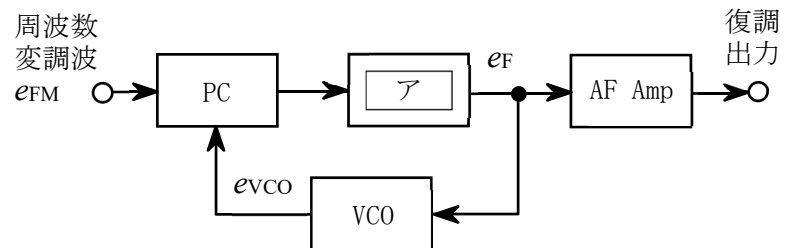
A-20 図の回路に示す抵抗素子 R_1 [Ω] 及び R_2 [Ω] で構成される抵抗減衰器において、減衰量を 8 [dB] にするための抵抗素子 R_1 の値を表す式として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、抵抗減衰器の入力端には出力インピーダンスが Z_0 [Ω] の信号源、出力端には Z_0 [Ω] の負荷が接続され、いずれも整合しているものとする。また、 Z_0 は純抵抗とし、 $\log_{10}2 = 0.3$ とする。



- 1 $3Z_0/2$ [Ω] 2 $7Z_0/3$ [Ω] 3 $9Z_0/4$ [Ω] 4 $12Z_0/5$ [Ω] 5 $21Z_0/20$ [Ω]

B-1 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。

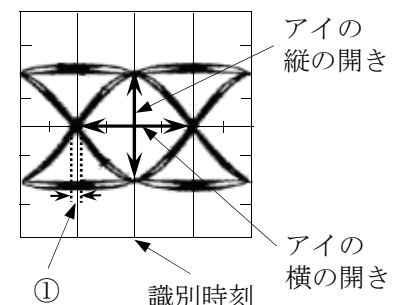
- (1) 位相比較器(PC)の出力は、□ア□を通して、周波数変調波 e_{FM} 及び電圧制御発振器(VCO)の出力 e_{VCO} との □イ□ 差に比例した □ウ□ 出力する。
- (2) e_{FM} の周波数が PLL の周波数引込み範囲(キャプチャレンジ)内のとき、 e_F は、 e_{FM} と e_{VCO} の □イ□ が一致するように、VCO を制御する。 e_{FM} が無変調で、 e_{FM} と e_{VCO} の □イ□ が一致して PLL が同期(ロック)すると、□ア□ の出力電圧 e_F の電圧は、□エ□ になる。
- (3) e_{FM} の周波数が同期保持範囲(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 高域フィルタ (HPF) 2 比例 3 高周波成分 e_F を 4 誤差電圧 e_F を 5 最大
6 低域フィルタ (LPF) 7 反比例 8 零 9 位相 10 振幅

B-2 次の記述は、図に例示する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の原理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 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重ねて、オシロスコープ上に描かせたものである。
- イ 図の①に示すクロスポイントの横方向のずれ幅は、デジタル信号の時間軸方向の変動(ジッタ)を表している。
- ウ アイパターンにおけるアイの縦の開き具合は、信号のレベルが減少したり伝送路の周波数特性が変化することによる符号間干渉に対する余裕の度合いを表している。
- エ 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。
- オ 図は、4値 NRZ 符号のパルス列について、符号間干渉が生じていない状態のアイパターンの概略を示している。



B-3 次の記述は、デジタル信号処理等で用いられるデジタル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、 ω [rad] を正規化角周波数、システムは安定 (BIBO 安定) である。なお、同じ記号の □内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 離散時間システムで動作するデジタル信号処理において、入力の離散時間信号 $x(n)$ と出力の離散時間信号 $y(n)$ のそれぞれの z 変換を $X(z)$ 、 $Y(z)$ とし、すべての初期値を 0 とした時の $X(z)$ と $Y(z)$ の比 $Y(z)/X(z) = H(z)$ を離散時間システムの伝達関数といい、 $z = e^{j\omega}$ とすることで周波数特性 $H(e^{j\omega})$ が求まり、 $|H(e^{j\omega})|$ は □ア、 $\theta(\omega)$ は □イ を表す。
 - (2) デジタルフィルタは、出力が入力のみ依存する非巡回型と入力と出力に依存する巡回型に分類でき、前者はインパルス応答が有限長の □ウ システム、後者は一部の例外を除きインパルス応答が無限長の □エ システムとなる。
 - (3) □ウ デジタルフィルタの設計において、インパルス応答の打ち切りによる不連続性から生じる □オ 現象のリプルを抑える手法の一つとして、インパルス応答に窓関数をかけることで時間軸上での不連続性の低減を図る方法がある。
- 1 群遅延特性 2 振幅特性 3 IIR 4 LTI 5 ドプラー
6 位相特性 7 楕円特性 8 FIR 9 ギブス 10 ルンゲ

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。

$$T \times E_i = (T_2 - T_1) \times \text{□エ} \dots \text{①}$$

- (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。この方式の確度を定める最も重要な要素は、原理的に $+E_s$ 、 $-E_s$ と □オ である。

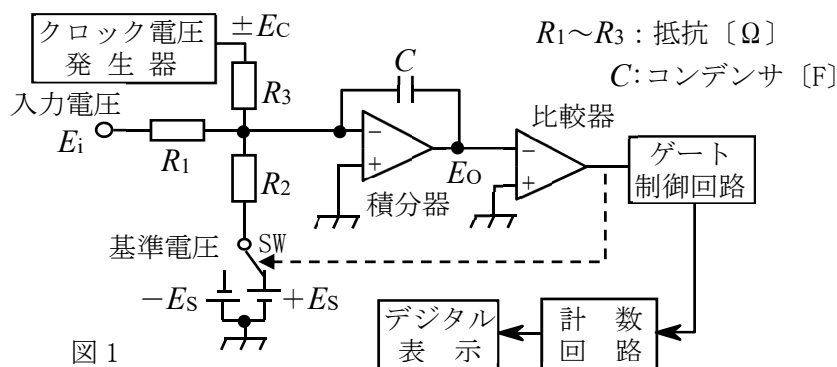


図 1

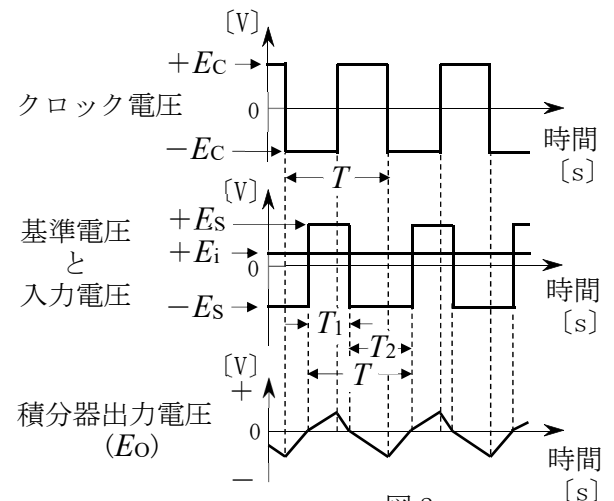


図 2

- 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、振幅変調(A3E)波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、搬送波を $A \cos \omega t$ [V]、単一正弦波の変調信号を $B \cos pt$ [V] とし、 A は搬送波、 B は変調信号の振幅 [V] を、 ω は搬送波、 p は変調信号の角周波数 [rad/s] を表すものとし、 $A \geq B$ とする。

- (1) A3E波 e は、次式で表される。
 $e = \text{□ア}$ [V]
- (2) 変調度 m は、次式で表される。
 $m = \text{□イ} \times 100$ [%]
- (3) 変調をかけたときとかけないときとで、搬送波の電力は □ウ 。
- (4) 変調度が 50 [%] のとき、A3E波の上側帯波と下側帯波のそれぞれの電力の値は、搬送波電力の値の □エ である。
- (5) 変調度が 100 [%] のとき、A3E波の尖頭(ピーク)電力の値は、無変調時の搬送波電力の値の □オ 倍である。

- 1 2 2 $1/16$ 3 $B \cos pt + A \cos pt \cos \omega t$ 4 (B/A) 5 異なる
6 4 7 $1/8$ 8 $A \cos \omega t + B \cos pt \cos \omega t$ 9 (A/B) 10 変わらない