

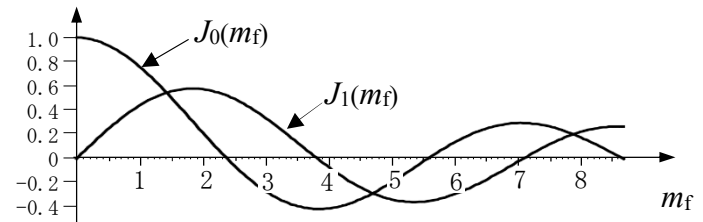
FA801

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 最大周波数偏移が入力信号のレベルに比例する FM(F3E) 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、最大周波数偏移が 1,920 [Hz] となるときの変調信号の振幅の値として、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 2 [V]
- 2 1.92 [V]
- 3 1.6 [V]
- 4 1.4 [V]
- 5 0.96 [V]



A-2 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) に用いられているインターリーブ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 外符号のリードソロモン符号、内符号の畳み込み符号を連結し、内符号と外符号の間にバイトインターリーブを設けることで、内符号の復調出力におけるバースト誤りを拡散し、外符号による誤り訂正効果を高めている。
- 2 周波数インターリーブは、マルチキャリアを周波数拡散変調させることで、マルチパス等により特定のサブキャリアの信号レベルが著しく低下する周波数選択性フェージングを改善している。
- 3 周波数インターリーブは、複数のデータセグメントにわたるセグメント間インターリーブと、データセグメント内で行うセグメント内インターリーブの 2 段階で構成され、周波数インターリーブの効果を高めている。
- 4 時間インターリーブは、隣接しているキャリアシンボルを時間的に分散させることで、インパルス雑音等により時間的に発生するバースト誤りが改善される。
- 5 キャリア変調された信号は、時間的あるいは周波数的に連続した誤り対策のため、時間インターリーブ、周波数インターリーブを行った後に OFDM フレーム構成を行う。

A-3 搬送波の位相を変調信号に比例して変調する位相変調 (PM: Phase Modulation) において、位相変調波の最大の周波数帯域幅 B_w の大きさの値として最も近いものを下の番号から選べ。ただし、変調信号を 100 [kHz]、位相変調指数を 0.4 [rad] 及び位相変調指数の誤差を ± 20 [%] として求めるものとする。また、変調信号を周波数 f_m [Hz] の正弦波、位相変調 (PM) 波の最大周波数偏移を F_d [Hz] とすると、 B_w は、 $B_w \div 2 (f_m + F_d)$ [Hz] で求められるものとする。

- 1 150 [kHz]
- 2 160 [kHz]
- 3 200 [kHz]
- 4 280 [kHz]
- 5 296 [kHz]

A-4 次の記述は、図に示す BPSK 信号及び 16QAM 信号の信号点間距離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、ピーク電力とは搬送波周波数帯における変調信号のピーク電力の事であり、負荷抵抗を 1 [Ω]、 $\log_{10} 2 = 0.3$ 、 $\log_{10} 3 = 0.5$ とする。

- (1) 図 1 に示す BPSK 信号の信号点間距離が a のとき、BPSK 信号のピーク電力は、 a を用いて □ A □ で表せる。
- (2) 図 2 に示す 16QAM 信号の信号点間距離が b のとき、16QAM 信号のピーク電力は、 b を用いて □ B □ で表せる。
- (3) 妨害に対する余裕度を一定にするため、図 2 の b を図 1 の a と等しくしたときの 16QAM 信号のピーク電力は、BPSK 信号のピーク電力より、約 □ C □ [dB] 高くなる。

- | | A | B | C |
|---|---------|----------|----|
| 1 | $a^2/4$ | $9b^2/2$ | 13 |
| 2 | $a^2/4$ | $9b^2/4$ | 10 |
| 3 | $a^2/8$ | $9b^2/2$ | 16 |
| 4 | $a^2/8$ | $9b^2/4$ | 13 |
| 5 | a^2 | $9b^2/2$ | 7 |

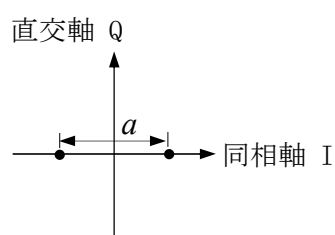


図 1 BPSK 信号空間ダイアグラム

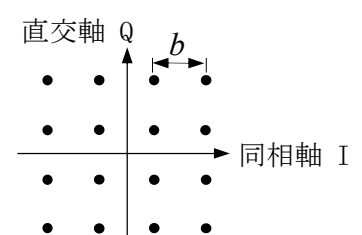


図 2 16QAM 信号空間ダイアグラム

A-5 次の記述は、図に示す直交周波数分割多重 (OFDM) 方式の復調プロセス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。ただし、各演算器の出力式の係数は無視するものとし、 e は自然対数の底とする。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 基本周波数 f_s [Hz]、搬送波周波数 $f_c + n f_s$ [Hz] ($n = 0, 1, 2, \dots, N-1$)、 n 番目の搬送波を変調するための複素データシンボルを $a_n + j b_n$ とすると、搬送帯域 OFDM 信号 $S(t)$ は次式で表される。

$$S(t) = \sum_{n=0}^{N-1} [a_n \cos\{2\pi(f_c + n f_s)t\} - b_n \sin\{2\pi(f_c + n f_s)t\}]$$

- (2) 搬送帯域 OFDM 信号 $S(t)$ に、搬送波の基準となる周波数 f_c [Hz] と同じ周波数の正弦波 $\cos(2\pi f_c t)$ と $-\sin(2\pi f_c t)$ を乗算し、低域フィルタ (LPF) で高周波成分を除去することにより、実数軸 (I 軸) のベースバンド OFDM 信号 $S_{BI}(t)$ と虚数軸 (Q 軸) のベースバンド OFDM 信号 $S_{BQ}(t)$ がそれぞれ抽出される。

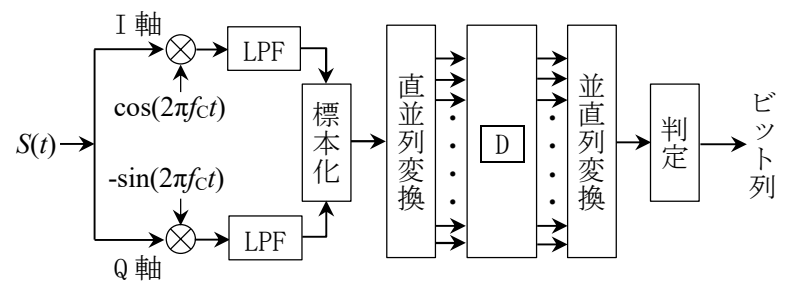
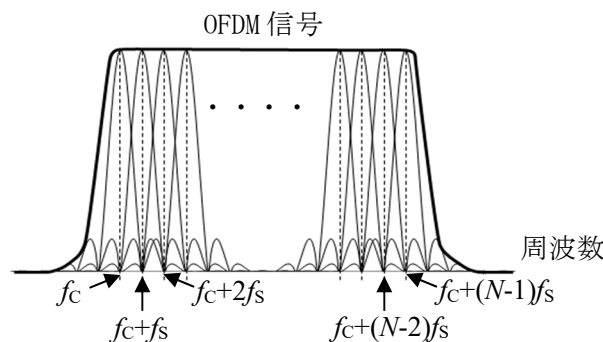
$$S_{BI}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \{a_n \cos(2\pi n f_s t) - b_n \sin(2\pi n f_s t)\} \quad S_{BQ}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \{a_n \sin(2\pi n f_s t) + b_n \cos(2\pi n f_s t)\}$$

- (3) 従って、複素ベースバンド OFDM 信号 $u(t)$ は、 $u(t) = S_{BI}(t) + j S_{BQ}(t)$ とすると、①式で表される。ここで $d_n = a_n + j b_n$ とし、 $u(t)$ を $1/(N f_s)$ の標本化間隔で 1 シンボル長 ($1/f_s$) にわたって標本化すると、②式の N 個の標本が得られる。

$$u(t) = S_{BI}(t) + j S_{BQ}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \boxed{A} \cdots \cdots \text{①} \quad u\left(\frac{k}{N f_s}\right) = \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{\boxed{B}} \quad (k = 0, 1, 2, \dots, N-1) \cdots \cdots \text{②}$$

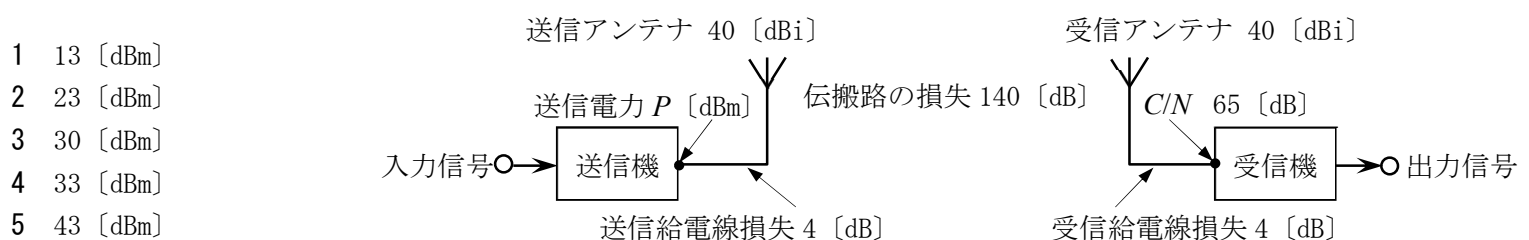
- (4) ②式は、複素ベースバンド OFDM 信号 $u\{k/(N f_s)\}$ の N 個の標本値が N 個の複素データシンボル d_n を □ C した形で得られることを示しており、 $u\{k/(N f_s)\}$ を③式に示す通り □ D することによってシンボルを復調できる。

$$d_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} u\left(\frac{k}{N f_s}\right) e^{\boxed{E}} \quad (n = 0, 1, 2, \dots, N-1) \cdots \cdots \text{③}$$



A	B	C	D	E
1 $(a_n + j b_n) \{ \sin(2\pi n f_s t) + j \cos(2\pi n f_s t) \}$	$j(2\pi n k)/N$	逆離散フーリエ変換	離散フーリエ変換	$-j(2\pi n k)/N$
2 $(a_n + j b_n) \{ \sin(2\pi n f_s t) + j \cos(2\pi n f_s t) \}$	$-j(2\pi n k)/N$	離散フーリエ変換	逆離散フーリエ変換	$j(2\pi n k)/N$
3 $(a_n + j b_n) \{ \cos(2\pi n f_s t) + j \sin(2\pi n f_s t) \}$	$j(2\pi n k)/N$	逆離散フーリエ変換	離散フーリエ変換	$-j(2\pi n k)/N$
4 $(a_n + j b_n) \{ \cos(2\pi n f_s t) + j \sin(2\pi n f_s t) \}$	$-j(2\pi n k)/N$	離散フーリエ変換	逆離散フーリエ変換	$j(2\pi n k)/N$
5 $(a_n + j b_n) \{ \cos(2\pi n f_s t) + j \sin(2\pi n f_s t) \}$	$-j(2\pi n k)/N$	逆離散フーリエ変換	離散フーリエ変換	$j(2\pi n k)/N$

A-6 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 [dBm] 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 -228.6 [dB(W/Hz/K)] 及び受信機の雑音指数を 4 [dB]、周囲温度 T を 24.6 [dB(K)] 及び等価雑音帯域幅を 10 [MHz] とし、 $\log_{10} 2 = 0.3$ とする。

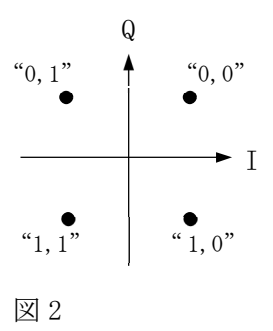
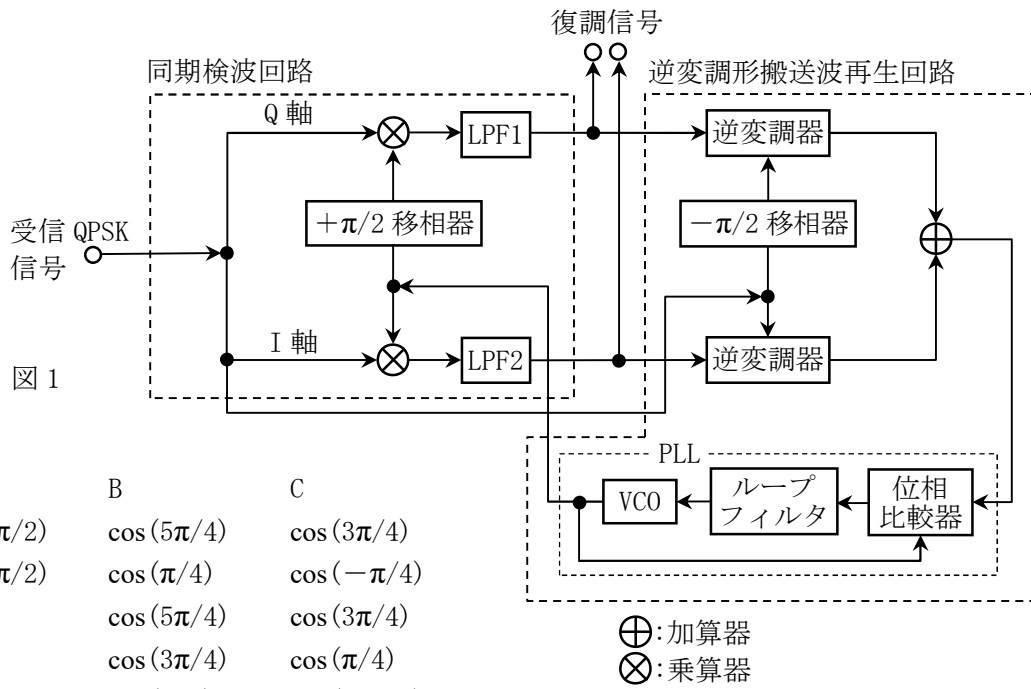


- 1 13 [dBm]
- 2 23 [dBm]
- 3 30 [dBm]
- 4 33 [dBm]
- 5 43 [dBm]

A-7 次の記述は、図1に示す逆変調形搬送波再生回路を用いたQPSK同期検波回路の原理的構成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、各演算器の出力式の係数及び回路内の遅延は無視するものとし、PLLは入出力の位相差が 0 [rad] となるよう位相ロックするものとする。

- QPSK 信号の搬送波の角周波数を ω_c [rad/s] 及びデータ値に応じた位相を φ [rad] として QPSK 信号は、 $\cos(\omega_c t + \varphi)$ で表されるものとし、図 2 に示す通り、送るデータが “0, 0” であれば $\varphi = \pi/4$ [rad]、“0, 1” であれば $\varphi = 3\pi/4$ [rad]、“1, 1” であれば $\varphi = 5\pi/4$ [rad]、“1, 0” であれば $\varphi = -\pi/4$ [rad] の位相変化をそれぞれ与えるものとする。
- 受信信号は同期検波回路と逆変調形搬送波再生回路に分配され、このうち同期検波回路にて同期検波された復調信号は逆変調器に入力される。逆変調器は復調信号から符号情報 (1ビット) を判定し、入力変調波 (受信信号) に対して “0” のとき位相はそのまま、“1” のとき位相を $-\pi$ [rad] シフトする逆変調を行う。
- 逆変調形搬送波再生回路は、復調信号を用いて入力変調波に送信側と逆の変調を行うことで基準搬送波を再生するもので、逆変調器の出力を合成した加算器の出力は φ によらず □ A □ となり変調波は一つの位相に縮退し無変調搬送波が得られる。従って、PLLにより無変調搬送波の雑音成分を取り除き、図1に示す移相器を通して同期検波を行うことで、QPSK信号の位相 $\varphi = \pi/4$ [rad] のとき、I軸は □ B □、Q軸は □ C □ の復調信号が得られる。



A	B	C
1 $\cos(\omega_c t + \pi/2)$	$\cos(5\pi/4)$	$\cos(3\pi/4)$
2 $\cos(\omega_c t + \pi/2)$	$\cos(\pi/4)$	$\cos(-\pi/4)$
3 $\cos(\omega_c t)$	$\cos(5\pi/4)$	$\cos(3\pi/4)$
4 $\cos(\omega_c t)$	$\cos(3\pi/4)$	$\cos(\pi/4)$
5 $\cos(\omega_c t)$	$\cos(\pi/4)$	$\cos(-\pi/4)$

⊕: 加算器
⊗: 乗算器

A-8 次の記述は、AM(A3E) スーパーヘテロダイン受信機において生じることのある、相互変調及び混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。

- 受信機に周波数が f_1 [Hz] 及び f_2 [Hz] の通過帯域外にある強力な妨害波が混入したとき、回路の非直線性によって妨害波同士の変調積として生じる周波数成分のうち、 $2f_1 - f_2$ [Hz] 及び $2f_2 - f_1$ [Hz] は □ A □ の相互変調積である。
- 混変調は、希望波を受信している受信機に通過帯域外にある強力な妨害波が混入したとき、回路の非直線性によって生じた変調積により、妨害波の変調信号成分で希望波の搬送波が □ B □ を受ける現象である。
- 希望波の搬送波の周波数が f_d [Hz]、妨害波の搬送波の周波数が f_u [Hz]、妨害波の変調信号の周波数が f_m [Hz] 及び妨害波の側波帯成分の周波数が $f_u + f_m$ [Hz] のとき、周波数成分 □ C □ [Hz] の 3 次の混変調積が生じる。

	A	B	C
1	2 次	変調	$f_d \pm f_u$
2	2 次	抑圧	$f_d \pm f_m$
3	3 次	変調	$f_d \pm f_m$
4	3 次	抑圧	$f_d \pm f_u$
5	5 次	変調	$f_d \pm f_m$

A-9 整流回路のリプル率 γ 、電圧変動率 δ 及び整流効率 η 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] とする。

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

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の日の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干渉量が大きく、発生時間は□Cなる。

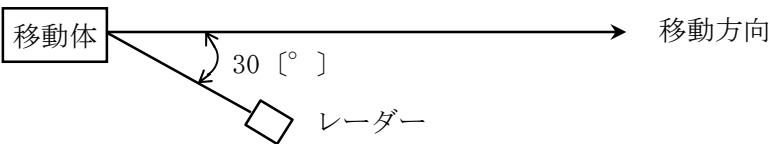
	A	B	C
1	夏至又は冬至	90分	短く
2	夏至又は冬至	70分	長く
3	春分及び秋分	90分	短く
4	春分及び秋分	70分	長く
5	春分及び秋分	70分	短く

A-11 次の記述は、航法援助施設や着陸用援助施設等において一般的に用いられている航空用無線施設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 GBAS (Ground-Based Augmentation System)は、地上施設からGPSの測位精度や完全性を向上させる補強信号や最終進入降下経路信号等をUHF帯で送信することで、GPSによる空港への精密進入を補助する。
- 2 SBAS (Satellite-Based Augmentation System)は、衛星からディファレンシャル補正情報等のGPSの補強信号を放送することで、航空路からターミナル進入フェーズまで広い範囲にわたって測位精度を向上させる。
- 3 DME (Distance Measuring Equipment)は、航空機から発射されたパルス（質問信号）に対して、地上局が異なる周波数のパルス（応答信号）を航空機に送り返すことで、信号の往復に要した時間により航空機と地上局間の距離を測定する。
- 4 ILS (Instrument Landing System)は、VHF帯の電波により滑走路の中心線の延長上からの水平方向のずれの情報を与えるローカライザー、UHF帯の電波により設定された進入角からの垂直方向のずれの情報を与えるグライド・パス及びVHF帯の電波により滑走路進入端からの距離の情報を与えるマーカ・ビーコンで構成され、最終進入中の航空機に滑走路に対する正確な進入経路を示す。
- 5 マルチラテレーションシステムは、航空機のトランスポンダから送信される信号を3カ所以上の受信局で受信し、受信時刻の差から航空機の位置を算出する監視システムで、飛行場面監視においては空港面探知レーダーと比べてブラインドエリアが解消される。

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30°の方向から測定したときのドプラ周波数が、0.8 [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、 $\cos 30^\circ = 0.9$ とする。

- 1 140 [km/h]
2 108 [km/h]
3 48 [km/h]
4 42 [km/h]
5 40 [km/h]



A-13 次の記述は、デジタル無線方式に用いられるフェージング補償(対策)技術の一般的な特徴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 スペースダイバーシティ及び周波数ダイバーシティなどのダイバーシティ方式は、互いにフェージングの相関が低い複数のブランチを用意し、その出力を選択又は合成することによってフェージングの影響を軽減する。
- 2 フェージングにより発生する誤りはある程度バースト性をもっているため、バースト誤りに強いBCH符号の利用や、畳み込みとランダム誤り訂正を組み合わせてバースト誤りをランダム化し誤り訂正することが効果的である。
- 3 信号列をいくつかの信号列に分けて複数の副搬送波で伝送するマルチキャリア伝送方式は、波形ひずみの影響が強いマルチパスフェージングに対して効果的である。
- 4 周波数領域の等化を行う代表的な可変共振形自動等化器は、フェージングによる振幅及び遅延周波数特性を共振回路により補償するものであるため、例えば反射波の方が直接波より強い場合などでは原理的に補償できない場合が生じる。
- 5 トランスバーサル自動等化器などによる時間領域の等化は、符号間干渉の軽減に効果があるが、改善できる振幅や遅延ひずみは等化に使用するタップ数に依存する。

A-14 次の記述は、デジタル信号処理等で用いられる移動平均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、 ω を正規化角周波数、 $2 \cos(\omega) = e^{j\omega} + e^{-j\omega}$ とする。

- (1) 移動平均フィルタはインパルス応答が有限長の FIR(Finite Impulse Response) フィルタの一種であり、一般的に □ A □ フィルタの特性を持っている。
- (2) 図に示す 3 点移動平均フィルタにおいて、インパルス応答を $h(n)=1/3, n=0, 1, 2$ ($h(n)=0, n<0, n>2$)、入力信号を $x(n)$ とすると、出力信号 $y(n)$ はインパルス応答の畳み込み和による差分方程式として①で表せる。

$$y(n) = \sum_{k=0}^2 \frac{1}{3} x(n-k) = \frac{1}{3} x(n) + \frac{1}{3} x(n-1) + \frac{1}{3} x(n-2) = \frac{1}{3} \{x(n) + x(n-1) + x(n-2)\} \cdots \text{①}$$

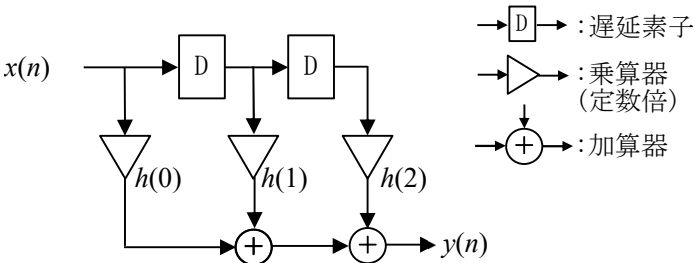
- (3) ①を z 変換すると②となるため、伝達関数 $H(z)$ は③となり、 $z = e^{j\omega}$ とすることで周波数特性 $H(e^{j\omega})$ が求められる。

$$Y(z) = \frac{1}{3} \{X(z) + X(z)z^{-1} + X(z)z^{-2}\} = \frac{1}{3} (1 + z^{-1} + z^{-2})X(z) \cdots \text{②}$$

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{1}{3} (1 + z^{-1} + z^{-2}) \cdots \text{③}$$

- (4) $H(e^{j\omega})$ を極座標表現すると $|H(e^{j\omega})|e^{j\theta(\omega)}$ であり、振幅特性 $|H(e^{j\omega})| = \square$ B □、位相特性 $\theta(\omega) = \square$ C □ となる。

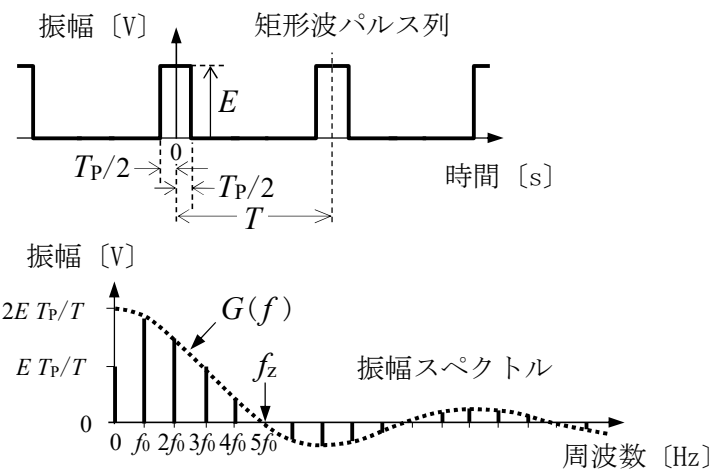
	A	B	C
1	ローパス	$\left \frac{1+2\cos(\omega)}{3} \right $	$-\omega$
2	ローパス	$\left \frac{1+2\cos(\omega)}{3} \right $	$+\omega$
3	ローパス	$\left \frac{1-2\cos(\omega)}{3} \right $	$+\omega$
4	ハイパス	$\left \frac{1-2\cos(\omega)}{3} \right $	$-\omega$
5	ハイパス	$\left \frac{1-2\cos(\omega)}{3} \right $	$+\omega$



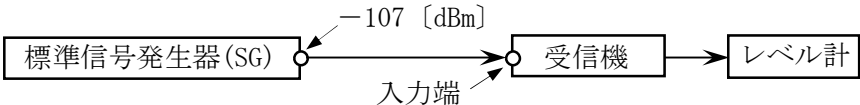
A-15 次の記述は、図に示す矩形波パルス列とその振幅スペクトルについて述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、矩形波パルスのパルス幅を T_P [s]、振幅を E [V]、繰返し周期を T [s] とする。

- (1) 矩形波パルス列の直流成分は $E T_P/T$ [V] であり、基本周波数 $f_0=1/T$ の整数倍の周波数成分をもつ振幅スペクトルの包絡線 $G(f)$ は、周波数を f [Hz] として、 $G(f) = (2 E T_P/T) \times \square$ A □ [V] で表せる。
- (2) $G(f)$ の大きさが最初に零(ヌル点)になる周波数 f_z が $5f_0$ [Hz] のとき、 T の値は □ B □ [s] である。
- (3) T_P が同一で T の値を小さくしていくと振幅スペクトルの周波数間隔は □ C □ になっていく。

	A	B	C
1	$\frac{\sin(\pi f T_P)}{\pi f T_P}$	$5T_P$	狭く
2	$\frac{\sin(\pi f T_P)}{\pi f T_P}$	$5T_P$	広く
3	$\frac{\sin(\pi f T_P)}{\pi f T_P}$	$5/T_P$	狭く
4	$\frac{\pi f T_P}{\sin(\pi f T_P)}$	$5T_P$	広く
5	$\frac{\pi f T_P}{\sin(\pi f T_P)}$	$5/T_P$	狭く



A-16 図に示す構成による受信機の感度測定において、信号源として出力が電力表示(単位: [dBm]) の標準信号発生器(SG)を用いて測定した結果、SGの出力が -107 [dBm] であった。このときの「受信機入力電圧」の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、このときの「受信機入力電圧」とは、受信機の入力端における信号源の開放電圧とする。また、SGと受信機間の接続損失は無視するものとし、SGの出力インピーダンス及び受信機の入力インピーダンスをそれぞれ 50 [Ω]、 $\log_{10}2=0.3$ とする。



- 1 0.5 [μ V] 2 1 [μ V] 3 2 [μ V] 4 3 [μ V] 5 6 [μ V]

A-17 次の記述は、デジタル通信における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 が生じる。 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) を通しても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) を通しても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じると、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。

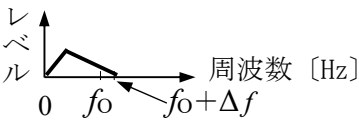


図 1 入力信号のスペクトル

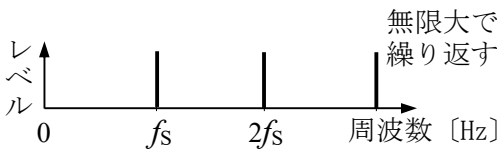


図 2 標本化パルス (インパルス列) スペクトル

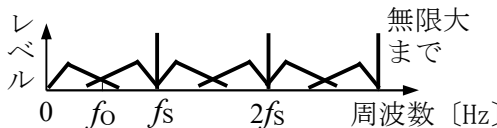
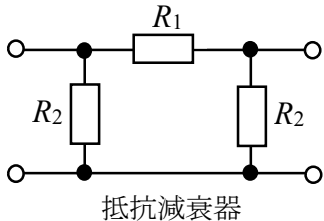


図 3 $f_s = 2f_0$ で標本化された入力信号のスペクトル

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

A-18 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 14 [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、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 $21Z_0/20$ [Ω]
2 $8Z_0/15$ [Ω]
3 $5Z_0/12$ [Ω]
4 $3Z_0/2$ [Ω]
5 $2Z_0/3$ [Ω]

A-19 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、±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) の周波数に関わらず有効桁数は一定である。
- 4 直接カウント方式による周波数計の±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じる。
- 5 直接カウント方式による周波数計の±1 カウント誤差による分解能は、ゲート時間が短く、測定する入力信号 (被測定信号) の周波数が低いほど良くなる。

A-20 オシロスコープを用いて、真の立上がり時間 4 [ns] のパルス波形の立上がり時間を測定したところ 5 [ns] が得られた。当該オシロスコープの立上がり時間として、最も近いものを下の番号から選べ。

- 1 6 [ns]
2 5 [ns]
3 4 [ns]
4 3 [ns]
5 1 [ns]

B-1 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 □ ア □ を制御する必要がある。
- (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、□ イ □ 設ける。
- (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 □ ウ □ 符号列で受信信号との相関を取り、自局向けの信号を取り出す。
- (4) SCPC方式は、送出する一つのチャンネルに対して □ エ □ 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、□ オ □ 一つである。

- | | | | | |
|-----------|-----------|-------|------|-----------------------|
| 1 周波数 | 2 ガードタイムを | 3 同じ | 4 一つ | 5 時分割多元接続(TDMA)方式の |
| 6 送信タイミング | 7 ガードバンドを | 8 異なる | 9 複数 | 10 周波数分割多元接続(FDMA)方式の |

B-2 次の記述は、OFDM信号を正しく受信するために必要な同期の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。

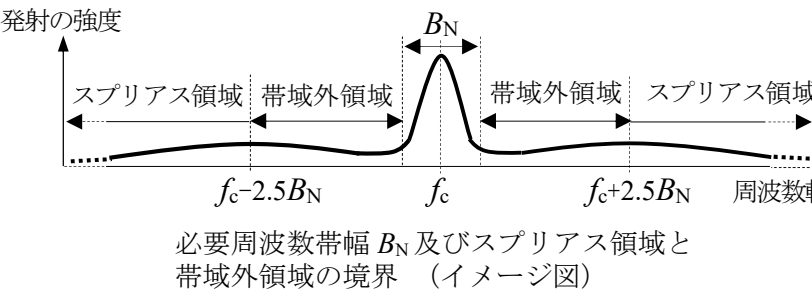
- (1) OFDM信号の受信に必要な同期処理としては、送信側のシンボルの区切りと同じタイミングを検出するためのシンボルに対する同期、送信側で送られた搬送波と同一周波数にするための搬送波周波数に対する同期及び □ ア □ フーリエ変換処理に必要な標本を生成するためのサンプリング周波数に対する同期がそれぞれ必要である。
- (2) シンボルに対する同期は、シンボルの前後にある同じ情報を利用してとることができる。具体的な方法としては、受信したOFDM信号と、それを □ イ □ 有効シンボル期間長分遅延させた信号との積をとり □ ウ □ すれば、遅延させた信号のシンボルのガードインターバル期間のみは、受信したOFDM信号のシンボルの後半の一部分と相関が □ エ □ ため出力が現れる。この相関値を演算し、ピークを求めることによってシンボルの区切りを検出できる。
- (3) 搬送波周波数に対する同期及びサンプリング周波数に対する同期は、(2)と同様にガードインターバル期間の相関を利用し、搬送波周波数及びサンプリング周波数の誤差によって生じる信号間の □ オ □ の差を利用してとることができる。

- | | | | | |
|-------|-------|------|------------|-------|
| 1 離散 | 2 1 | 3 微分 | 4 ない(違う波形) | 5 振幅 |
| 6 逆離散 | 7 1/2 | 8 積分 | 9 ある(同じ波形) | 10 位相 |

B-3 次の記述は、法令等に基づく無線局の送信設備の「スプリアス発射の強度」及び「不要発射の強度」の測定について、図を基にし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) 「□ ア □ におけるスプリアス発射の強度」の測定は、無変調状態において、□ ア □ におけるスプリアス発射の強度を測定し、その測定値が許容値内であることを確認する。
- (2) 「□ イ □ における不要発射の強度」の測定は、□ ウ □ 状態において、中心周波数 f_c [Hz] から必要周波数帯幅 B_N [Hz] の ± 250 [%] 離れた周波数を境界とした □ イ □ における不要発射の強度を測定し、その測定値が許容値内であることを確認する。

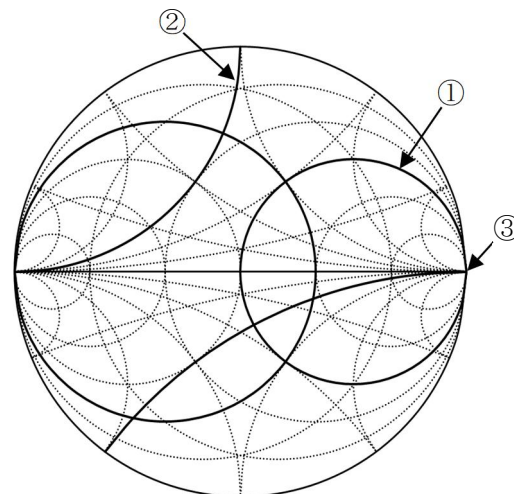
この測定では、□ ウ □ 状態において、不要発射が周波数軸上に広がって出てくる可能性が □ エ □ ことから、許容値を規定するための参照帯域幅の範囲に含まれる不要発射の □ オ □ 値を測定することとされている。



- | | | | | |
|---------|-----------|------|-------|-------------|
| 1 帯域外領域 | 2 スプリアス領域 | 3 ない | 4 ある | 5 電力を積分した |
| 6 B_N | 7 f_c | 8 変調 | 9 無変調 | 10 中で電力が最大の |

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

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。
 $e = \square \text{ ア } [\text{V}]$
- (2) 変調度 m は、次式で表される。
 $m = \square \text{ イ } \times 100 [\%]$
- (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 $A \cos \omega t + B \cos pt \cos \omega t$ | 2 (B/A) | 3 異なる | 4 $1/8$ | 5 2 |
| 6 $B \cos pt + A \cos pt \cos \omega t$ | 7 (A/B) | 8 変わらない | 9 $1/16$ | 10 4 |