

第一級陸上無線技術士「無線工学 A」試験問題

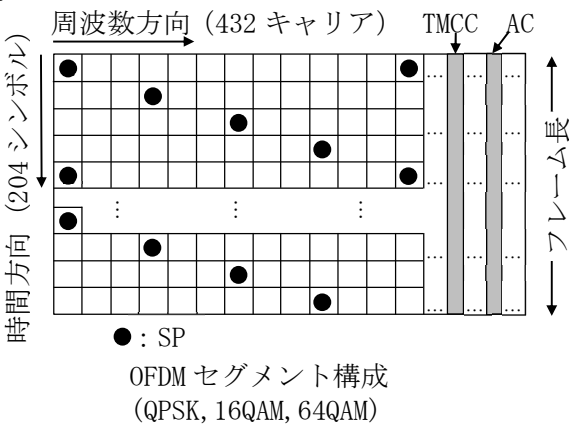
25 問 2 時間 30 分

A－1 次の記述は、図に示す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における同期変調部の OFDM セグメント構成並びに等化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。

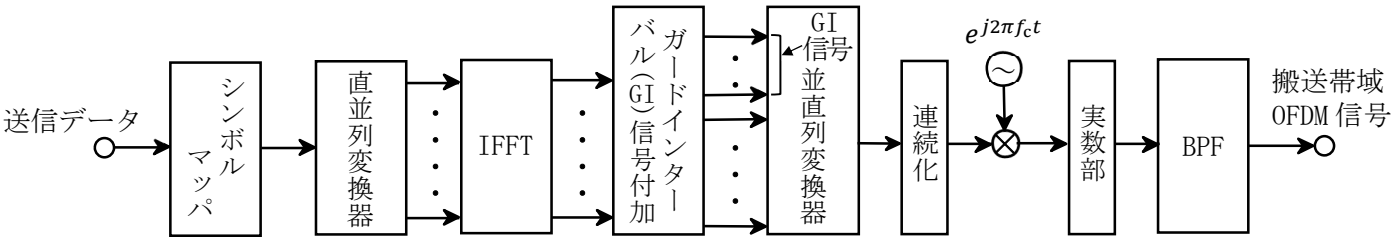
- OFDM は多数のキャリアを用いて伝送するが、マルチパス等により振幅変動や位相回転が発生するため、振幅や位相をキャリアごとに補正し信号点を本来の位置に戻す等化が必要となる。
- 地上系デジタル放送では、図に示すとおり OFDM セグメントに振幅・位相が一定の基準信号である分散パイロット信号 SP(Scattered Pilot)が付加されており、最大ガードインターバル期間長 □ A □ [μs] に対応する等化を可能としている。(ただし、有効シンボル期間長を 1,008 [μs]、ガードインターバル比を 1/4 とする。)
- SP は、周波数方向は 12 キャリアに 1 回、時間方向は 4 シンボルに 1 回挿入されており、シンボル方向に補間することで、補間フィルタの特性を考慮しなければ原理的には □ B □ キャリア間隔の SP による □ C □ [μs] の範囲の等化が可能となる。SP を利用して各キャリアの振幅及び位相の変動(伝送路特性)を推定することで等化に必要な伝達関数を作り出し、受信データシンボルを除算することにより伝送路特性の影響を補正する。

	A	B	C
1	252	3	336
2	252	3	420
3	252	4	252
4	336	3	448
5	336	4	315

TMCC:Transmission and
 Multiplexing
 Configuration Control
 AC:Auxiliary Channel



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、シンボルマップによりシンボルの変調方式に従って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 個の周波数領域に対応するシンボルは、逆離散フーリエ変換(IFFT)によって一括変換され、 N 個の周波数領域のシンボルが合成された1つのOFDM信号を構成する、 N 個の時間領域の標本値が生成される。
- OFDM信号の N 個の標本値に K 個のガードインターバル信号の標本値を付加した標本化間隔が $1 / \{f_s (N+K)\}$ の $(N+K)$ 個の標本値を並直列変換し、連続的なアナログ信号に変換・整形することで、複素ベースバンドOFDM信号となる。
- 複素ベースバンドOFDM信号に搬送波 $e^{j2\pi f_c t}$ を掛け合わせた信号から実数部を取り出し、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長い本質的にマルチパスの影響を受けにくい、さらに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末尾の一部をデータの先頭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 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電力の値が 33.75 [kW] のときの搬送波の電力の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、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 30 [%] であり、他方の単一正弦波のみで変調したときの変調度は 40 [%] である。

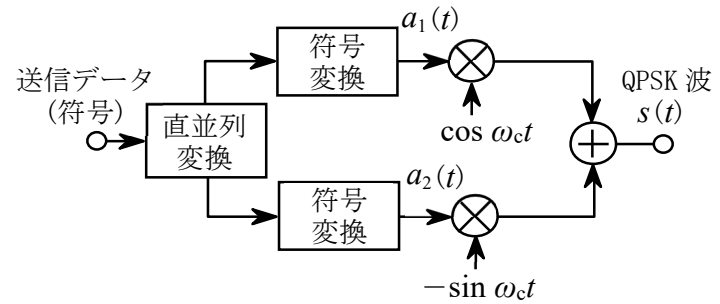
- | | | | | |
|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|
| 1 20.0 [kW] | 2 24.8 [kW] | 3 27.0 [kW] | 4 28.6 [kW] | 5 30.0 [kW] |
|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|

A-4 次の記述は、図に示す QPSK 変調器の原理的な構成例の QPSK 波 $s(t)$ 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、送信データは 2 系列に直並列変換したあと符号変換され、 $a_1(t)$ 及び $a_2(t)$ として、それぞれ符号が“1”のとき+1、“0”のとき-1の値をとるものとする。また、搬送波の角周波数を ω_c とする。

(1) QPSK 波 $s(t)$ は、次式で表される。

$$s(t) = a_1(t) \cos \omega_c t - a_2(t) \sin \omega_c t \quad \text{--- ①}$$

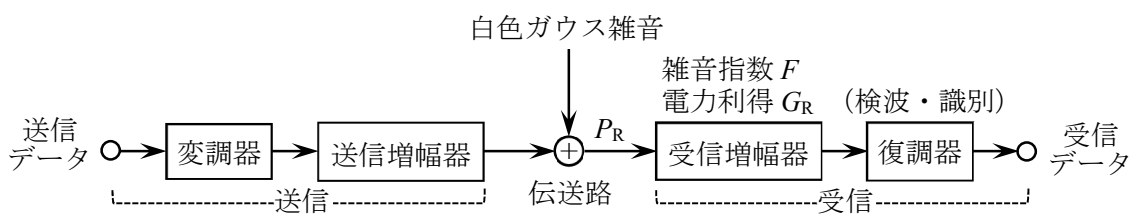
(2) 符号“1, 0”のとき①式の $a_1(t) = +1$ 、 $a_2(t) = -1$ であり、このときの QPSK 波の複素包絡線は □ A □、これを指数関数による極座標表示にすると □ B □ となるため、QPSK 波を $\cos$ 波の信号表現で表すと $\sqrt{2} \cos(\omega_c t \quad \text{□ C □})$ となる。



	A	B	C
1	$1-j$	$\sqrt{2}e^{j\frac{3\pi}{4}}$	$+\frac{3\pi}{4}$
2	$1-j$	$\sqrt{2}e^{-j\frac{\pi}{4}}$	$-\frac{\pi}{4}$
3	$-1+j$	$\sqrt{2}e^{j\frac{3\pi}{4}}$	$+\frac{3\pi}{4}$
4	$-1+j$	$\sqrt{2}e^{-j\frac{3\pi}{4}}$	$-\frac{3\pi}{4}$
5	$-1+j$	$\sqrt{2}e^{-j\frac{\pi}{4}}$	$-\frac{\pi}{4}$

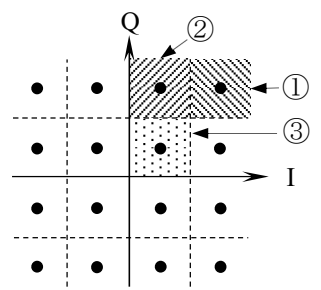
A-5 図に示すデジタル伝送システムのモデルにおいて、シンボルレート1 [Gsps] のQPSK信号で、ビット誤り率BER=1×10⁻¹¹を確保するために最低限必要な受信機入力信号電力 P_R [W] の値として最も近いものを下の番号から選べ。ただし、QPSKのBERを1×10⁻¹¹にするための復調器入力の所要 E_b/N_0 を22.49 (真数)、雑音は白色ガウス雑音のみとし、ボルツマン定数を k [J/K]、周囲温度を T [K]、受信増幅器の雑音指数を F (真数)、電力利得を G_R (真数) としたとき、復調器入力ガウス雑音の電力密度 N_0 は $N_0 = kTG_RF$ で表すことができ、 $kT = 4 \times 10^{-21}$ [W/Hz]、 $F = 17$ [dB] とする。また、 $\log_{10} 2 = 0.3$ とする。

- 1 1.5×10^{-9} [W]
- 2 3.0×10^{-9} [W]
- 3 4.5×10^{-9} [W]
- 4 6.0×10^{-9} [W]
- 5 9.0×10^{-9} [W]



A-6 次の記述は、16QAM 信号の同期検波時における理論的なビット誤り等について述べたものである。16QAM 信号の誤差補関数を用いたビット誤り率 P_{16QAM} の値 (近似値) として最も近いものを下の番号から選べ。ただし、当該特性はフェージングの影響がなく加法的白色ガウス雑音のみが存在する伝搬環境を想定し、負荷抵抗は1 [Ω] とする。また、グレイコードによるビット割り当てが行われ、シンボルの発生確率は同じであり、シンボル隣接区間のみの誤りを考慮するものとする。

- (1) 信号に雑音加わり隣接区間に飛び出るとシンボル誤りが生ずるが、ビット誤り率はシンボルの位置関係により異なる。グレイコードの場合、隣接するシンボルのビット誤り数は1であり、図に示す①、②、③の3種類の区間のビット誤り率をそれぞれ P_1 、 P_2 、 P_3 とすると全体のビット誤り率 P_{16QAM} は $P_{16QAM} = (1/4)P_1 + (1/2)P_2 + (1/4)P_3$ となる。
 隣接するシンボルが2つである P_1 は、QPSKの誤り率と同じ考えで求められる。また、隣接するシンボルが4つの P_3 は P_1 の2倍、隣接するシンボルが3つの P_2 は P_1 の1.5倍として全体のビット誤り率を算出できるため、 P_{16QAM} は P_1 を用いた近似式に整理できる。
- (2) C/N をパラメータとした QPSK のビット誤り率 (第一象限) は、誤差補関数を用いた式として $(1/2)\text{erfc}\{\sqrt{(C/N)/2}\}$ で表せる。また、QPSK と 16QAM の平均電力を同じとすると 16QAM の信号点当たりの平均電力は QPSK の 1/5 であり、隣接する区間の誤り率が QPSK の 1/2 に変わることを考慮することで P_1 の近似値が求まるため、 P_{16QAM} が算出できる。



- 1 $(3/4)\text{erfc}\{\sqrt{(C/N)/2}\}$
- 2 $(3/4)\text{erfc}\{\sqrt{(C/N)/5}\}$
- 3 $(3/8)\text{erfc}\{\sqrt{(C/N)/5}\}$
- 4 $(3/4)\text{erfc}\{\sqrt{(C/N)/10}\}$
- 5 $(3/8)\text{erfc}\{\sqrt{(C/N)/10}\}$

A-7 次の記述は、一般的なニッケル・水素蓄電池 (Ni-MH) 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。

- 1 セル当たりの公称電圧が1.2 [V] 程度で、標準的な市販品の重量エネルギー密度の上限値は、一般的にニッケル・カドミウム蓄電池より高く、リチウムイオン二次電池より低い。
- 2 通常、充電終期に急激な電圧上昇が起きる性質を利用して充電終了を判定する。
- 3 リチウムイオン二次電池と比べて、充電電流が制限されるため一般的に充電速度性能に劣っている。
- 4 浅い充放電の繰り返しによる容量の一時的低下 (メモリー効果) がある。
- 5 放電特性は、放電初期の電圧低下後は電圧低下が小さくほぼ一定の電圧を維持し、放電終期に急激に電圧が低下する。

A-8 $e = A (1+m \sin pt) \sin \omega t$ [V] で表される振幅変調(A3E)波電圧を二乗検波器に入力したとき、出力の検波電流 i は、 $i = k e^2$ [A] で表すことができる。この検波電流 i に含まれる信号波成分と信号波の第2高調波成分の大きさを表す式の組み合わせとして、正しいものを下の番号から選べ。ただし、 A [V] は搬送波の振幅、 m は $m \times 100$ [%] として e の変調度、 p [rad/s] は信号波の角周波数、 ω [rad/s] は搬送波の角周波数、 k は定数を表すものとする。

	信号波成分	第2高調波成分
1	$k^2 A m$	$k^2 A m^2 / 4$
2	$k^2 A^2 m$	$k^2 A^2 m^2 / 4$
3	$k^2 A^2 m$	$k A^2 m^2 / 4$
4	$k A^2 m$	$k A^2 m^2 / 4$
5	$k A^2 m$	$k^2 A^2 m^2 / 4$

A-9 次の記述は、スペクトル拡散 (SS) 受信機における RAKE 合成による SNR 改善の理論的な説明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、他局間干渉は無く、相関器は理想的に動作するものとする。

- RAKE 合成は、マルチパス通信路を介して受信した受信信号と SS 変調時に用いた拡散符号との相関を相関器により求め、各パスに対応する相関器出力のピーク値を同一位相になるよう調整して合成することで、希望波信号電力レベルを向上させるもので、フェージングによる受信レベルの落ち込みやフェージング変動を軽減できる。
- 相関器により分離された n 番目($n=1, \dots, N$)のパスに対応する相関器出力 X_n は、送信機から送出されたシンボルを S 、チャネル係数を h_n 、雑音を η_n とすると $X_n = h_n S + \eta_n$ となり、平均雑音電力を P_η 、 $|S|^2=1$ とした場合、 n 番目のパスの SNR は $SNR_n = |h_n|^2 / P_\eta$ で表される。
- N 個のパスに分離されたシンボル S の RAKE 合成は、チャネル係数の複素共役を重み係数として最大比合成 (MRC) することと相当するため、RAKE 合成されたシンボル S_{RAKE} と RAKE 合成後の SNR_{RAKE} は次式で表される。

$$S_{\text{RAKE}} = \sum_{n=1}^N h_n^* X_n = \sum_{n=1}^N (\text{ A }) \qquad SNR_{\text{RAKE}} = \sum_{n=1}^N (\text{ B }) / P_\eta \qquad (h_n^* \text{ は } h_n \text{ の複素共役を表す})$$

- 従って、RAKE 合成された信号の SNR は、各パスの SNR の C に等しい SNR となり、実際に RAKE 受信・合成処理を行うパスの数をフィンガー数という。

	A	B	C
1	$ h_n ^2 S + h_n^* \eta_n$	$ h_n ^2$	和
2	$ h_n ^2 S + h_n^* \eta_n$	$ h_n ^4$	二乗の和
3	$ h_n ^2 S + h_n^* \eta_n$	$ h_n ^2$	二乗の和
4	$ h_n ^2 S + \eta_n$	$ h_n ^2$	和
5	$ h_n ^2 S + \eta_n$	$ h_n ^4$	二乗の和

A-10 次の記述は、GPS (Global Positioning System) を利用した高精度 GPS 測位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。

- GPS 衛星が放送する測距信号は、1.1~1.2 [GHz] 帯 (L5, L2) ならびに A [GHz] 帯 (L1) 等で送信されているが、民間用途として使われている L1 C/A 信号は、搬送波 $\sin(2\pi f_c t)$ を軌道情報等が含まれる航法メッセージ $D(t)$ と GPS 衛星ごとに決められた拡散コード $p(t)$ で BPSK 変調した測距信号 $S(t) = D(t) p(t) \sin(2\pi f_c t)$ となっている。
- 測距信号を用いた GPS 衛星と受信機間の距離の測定には一般的に B 位相を用いるが、高精度 GPS 測位では搬送波位相も用いることで数 cm から数十 cm 程度の精度での測位を実現している。
- 高精度 GPS 測位は、基準点と測位点の観測量から相対位置 (基線ベクトル) を求める相対測位 (干渉測位) と、誤差要因毎の精密な補正情報から直接絶対位置を求める精密単独測位に大別され、代表的な測位方式として前者に RTK (Real-Time Kinematic) 方式、後者に PPP (Precise Point Positioning) 方式があるが、一般に C 方式は利用可能エリアの制約は少ないが測位解が収束するまでの時間が長くかかる特徴がある。

	A	B	C
1	2.5	航法メッセージ	RTK
2	2.5	拡散コード	PPP
3	2.5	拡散コード	RTK
4	1.5	拡散コード	PPP
5	1.5	航法メッセージ	RTK

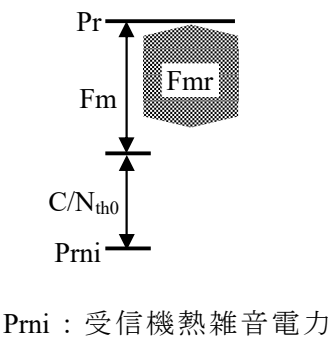
A-11 次の記述は、発電機と整流器、蓄電池、インバータを基本構成要素の一部とする一般的な常時インバータ給電方式の無停電電源装置(UPS)について述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。ただし、UPSは理想的に動作するものとする。

- 1 商用電源が長時間停電したときは、無停電電源装置に接続されている発電機の交流電力により、負荷に電力を供給することができる。
- 2 商用電源停電時は無瞬断で負荷に電力を供給することができるが、復電時は瞬断が必ず発生する。
- 3 商用電源が瞬時停電など短時間停電したときは、蓄電池に蓄えられている直流電力を交流電力に変換し、負荷に電力を供給することができる。
- 4 定常時は、整流器・インバータを通して電圧・周波数の安定した交流電力に変換し、負荷に電力を供給することができる。
- 5 無停電電源装置の保守点検時や故障時等に、バイパス回路に切り替えることで、負荷に商用電源の電力を供給することができる。

A-12 次の記述は、無線中継回線の回線設計の概要等について述べたものである。□内に入れるべき最も近い値の組合せを下の番号から選べ。ただし、伝送路は表に示す同一設計、同一条件による三区間の無線中継回線で構成され、各区間ともに中継区間の距離 d は 50 [km]、周波数帯は 6.5 [GHz] 帯、変調方式は QPSK とする。また、周囲温度を 24.6 [dB(K)]、ボルツマン定数を -228.6 [dBW/Hz/K]、log₁₀2=0.3、log₁₀9.5=0.98 とし、混信保護等その他の条件は無視するものとする。

- (1) 目標とする回線品質を満足するための一区間の所要フェージングマージン Fmr は、地形等を考慮したレーレーフェージング発生確率 PR を 0.00837、年変動による増加係数 k を 2、1 [km] 当たりの目標回線瞬断率 Pir を Pir=(5×10⁻⁵)/D (D [km] は全伝送区間の距離) とすると、Fmr=10log{(k×PR)/(Pir×d)}≒ □ A □ [dB] となる。表に示す条件より平常時受信入力電力 Pr は □ B □ [dBm] であり、これは「標準受信入力電力 Pm を Pm=-59.5+Fmr/2 [dBm]、Pr は原則として Pm の±3 [dB] の範囲内」とした場合の基準に適合している。
- (2) 図に示す関係より、伝送路の目標回線品質の符号誤り率 1×10⁻⁴ となる理論 C/N をもとに、フェージング時の熱雑音に対する所要 C/N_{th0} として 23.2 [dB] を C/N 配分した設計において、C/N_{th0} に対するフェージングマージン Fm を算出すると Fm= □ C □ [dB] となり、Fm>Fmr であるため目標回線品質を満足するための所要マージンを有している。

	A	B	C
1	27	-45	32
2	27	-42	62
3	30	-45	32
4	30	-45	62
5	30	-42	62



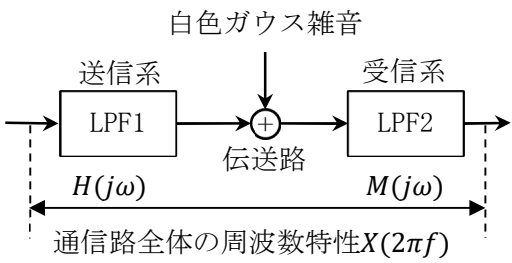
送信機	送信電力	1 [W]
	フィード損失+送信共用回路損失	8 [dB]
	送信アンテナ利得	42 [dBi]
伝搬	伝搬損失	143 [dB]
受信機	受信アンテナ利得	42 [dBi]
	フィード損失+受信共用回路損失	8 [dB]
	雑音指数	4 [dB]
	等価雑音帯域幅	9.5 [MHz]

一区間の設計値

A-13 次の記述は、図に示すデジタル変復調における波形整形の基本的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) デジタル変復調において、送信系では伝送帯域制限等のため送信側ローパスフィルタ (LPF1) が配置され、受信系ではベースバンド信号の抽出や雑音除去等のため受信側ローパスフィルタ (LPF2) が配置されている。一方、デジタル波形伝送のフィルタ特性としては、無ひずみ伝送条件であるナイキストの第一基準を満足することで □ A □ なしで帯域制限するため、一般にコサインロールオフ特性のフィルタ等が用いられる。
- (2) また、送信波形に白色ガウス雑音が付加された受信波形に対して、標本化時刻 t_s における SNR を最大にするフィルタを整合フィルタといい、送信波形のフーリエ変換を H(jω) とした場合の整合フィルタは M(jω) = H*(jω)e^{-jωt_s} で与えられ、t_s=0 の場合、整合フィルタの特性は送信波形のフーリエ変換の複素共役となる。(H*(jω) は H(jω) の複素共役を表す)
- (3) ナイキストの第一基準を満足しかつ標本化時刻における SNR を最大にするためには、送受信システム全体としてナイキストの第一基準を満足する特性を持ち、LPF2 を送信波形に対する整合フィルタとする必要がある。すなわちコサインロールオフ特性を X(2πf) とすると、整合フィルタの条件より H(jω) = □ B □、M(jω) = □ C □ とし、□ D □ ルートコサインロールオフ特性のフィルタとすることにより、通信路全体の周波数特性が X(2πf) となるため、送受信フィルタの最適化を図ることができる。

	A	B	C	D
1	符号間干渉	X(2πf) ²	√X(2πf)	受信側を
2	符号間干渉	√X(2πf)	X(2πf) ²	送信側を
3	符号間干渉	√X(2πf)	√X(2πf)	送受信ともに
4	相互相関干渉	X(2πf) ²	√X(2πf)	受信側を
5	相互相関干渉	√X(2πf)	√X(2πf)	送受信ともに



A-14 次の記述は、複数のアンテナにより同時に複数の信号系列を伝送する MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) における、信号分離技術の原理的動作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、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)、送信電力を 1、送信と受信のアンテナ利得をそれぞれ 1 とする。

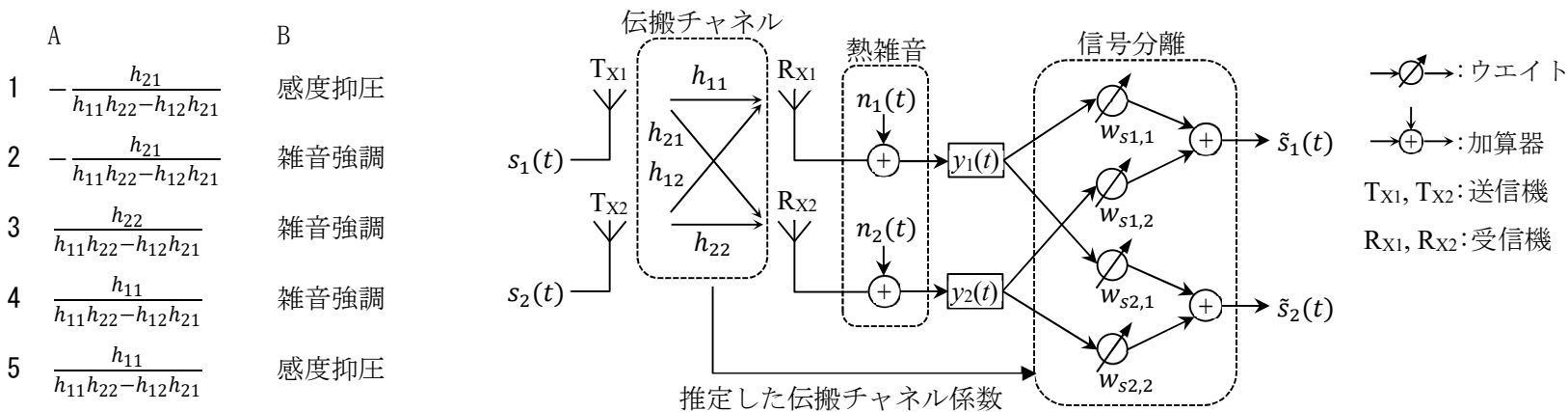
- (1) 図に示す 2×2MIMO のシステムモデルにおいて、送信信号を $s_1(t), s_2(t)$ 、受信機で発生する熱雑音を $n_1(t), n_2(t)$ とすると、受信信号 $y_1(t), y_2(t)$ は次式で表せる。

$$y_1(t) = h_{11}s_1(t) + h_{12}s_2(t) + n_1(t)$$

$$y_2(t) = h_{21}s_1(t) + h_{22}s_2(t) + n_2(t)$$

(2) 熱雑音電力が信号電力より十分小さいとすると、送信側と受信側で互いに既知の信号を用いたチャネルサウンディング等により伝搬チャネル係数を推定することで、受信信号 $y_1(t), y_2(t)$ から送信信号の推定値 $\hat{s}_1(t), \hat{s}_2(t)$ を分離することができる。図中の信号分離のモデルでは、推定した伝搬チャネル係数から信号分離のためのウェイトを制御し送信信号を推定するが、 $\hat{s}_2(t)$ を求めるためのウェイト $w_{s2,1}$ は、 $w_{s2,1} = \square A$ となる。

(3) 上記の手法は ZF (Zero Forcing) 法と呼ばれ、比較的簡易に信号分離する手法として用いられるが、雑音の影響を直接考慮していないため、伝搬チャネル係数の状態により □ B による特性劣化が発生する。



A-15 表に示す固定形マイクロ波帯デジタル無線伝送方式の C/N 配分において、□ 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、理論 C/N はビット誤り率 BER=1×10⁻⁷ を確保するために必要な C/N とし 21.3 [dB]、送受信装置の固定劣化を 5 [dB]、熱雑音電力、歪み雑音電力及び干渉雑音電力をそれぞれ所要 C/N における N の 44 [%]、2 [%] 及び 54 [%] とし、log₁₀2=0.3、log₁₀3=0.48 とする。

	A	B	C	理論 C/N 21.3 [dB] (BER=1×10 ⁻⁷)	所要 C/N □ A [dB]	熱雑音 C/N	29.9 [dB]	(44 [%])
1	16.3	19.3	33.7	固定劣化 5 [dB]	□ A [dB]	歪み雑音 C/N	□ B [dB]	(2 [%])
2	16.3	33.3	18.9			干渉雑音 C/N	□ C [dB]	(54 [%])
3	26.3	9.3	23.3					
4	26.3	29.3	43.7					
5	26.3	43.3	28.9					

C/N 配分表

A-16 次の記述は、デジタル通信方式において生ずる雑音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 周波数が28 [kHz] の単一正弦波を標本化周波数が48 [kHz] の標本化回路に入力し、その出力を24 [kHz] の理想的な低域フィルタ (LPF) に通したとき、原理的に低域フィルタ (LPF) の出力に生ずる折り返し雑音の周波数は、20 [kHz] である。
- 2 アパーチャ効果は、標本化パルスのパルス幅が有限の値を持つために生ずる。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周波数成分が低域になるほど減衰する。
- 3 折り返し雑音は、入力信号の帯域制限が不十分なとき生ずる。
- 4 補間雑音を生じさせないためには、原理的に標本化パルス列の復調に理想的な特性の低域フィルタ (LPF) が必要である。
- 5 量子化ステップ数が増えれば量子化雑音による回線品質を表す信号対量子化雑音比 (S/N_q) の値は大きくなる。

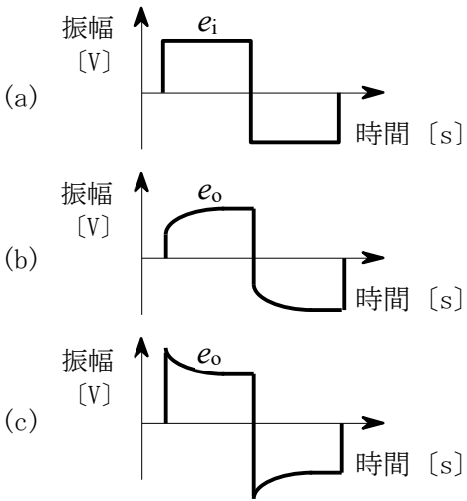
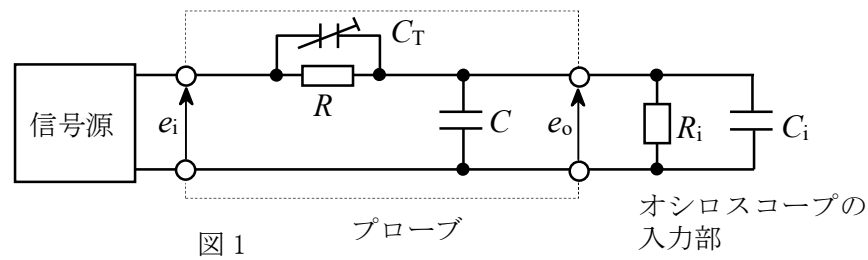
A-17 次の記述は、FFT アナライザについて述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

- (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 □ 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 □ 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 Δt [s] で決定され、 $T =$ □ C □ [s] の関係がある。

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

A-18 次の記述は、図1に示す等価回路で表される信号源及びオシロスコープの入力部との間に接続するプローブの周波数特性の補正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、オシロスコープの入力部は、抵抗 R_i [Ω] 及び静電容量 C_i [F] で構成され、また、プローブは、抵抗 R [Ω]、可変静電容量 C_T [F] 及びケーブルの静電容量 C [F] で構成されるものとする。

- (1) 図2の(a)に示す方形波 e_i [V] を入力して、プローブの出力信号 e_o [V] の波形が、 e_i と相似な方形波になるように C_T を調整する。このとき C_T の値は □ A □ の関係を満たしている。
- (2) 静電容量による分圧比と抵抗による分圧比を比較すると、(1)の状態から、 C_T の値を小さくすると、□ B □ による分圧比の方が小さくなり、周波数特性として高域レベルが □ C □ ため、 e_o の波形は、図2の □ D □ のようになる。



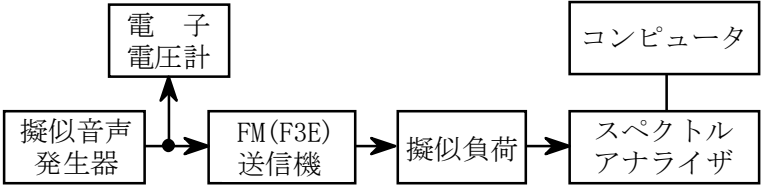
A	B	C	D
1 $(C + C_i)R = C_T R_i$	抵抗	持ち上がる	(c)
2 $(C + C_i)R = C_T R_i$	静電容量	落ちる	(c)
3 $(C + C_i)R_i = C_T R$	静電容量	落ちる	(b)
4 $(C + C_i)R_i = C_T R$	静電容量	持ち上がる	(c)
5 $(C + C_i)R_i = C_T R$	抵抗	持ち上がる	(b)

図 2

A-19 次の記述は、図に示す構成例を用いた FM(F3E) 送信機の占有周波数帯幅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。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 送信機の占有周波数帯幅は、全輻射電力の □ A □ [%] が含まれる周波数帯幅で表される。擬似音声発生器から規定のスペクトルを持つ擬似音声信号を送信機に加え、所定の変調を行った周波数変調波を擬似負荷に出力する。
- (2) スペクトルアナライザを規定の動作条件とし、規定の占有周波数帯幅の 2~3.5 倍程度の帯域を、スペクトルアナライザの狭帯域フィルタで掃引しながらサンプリングし、測定したすべての電力値をコンピュータに取り込む。これらの値の総和から全電力が求まる。取り込んだデータを、下側の周波数から積算し、その値が全電力の □ B □ [%] となる周波数 f_1 [Hz] を求める。同様に上側の周波数から積算し、その値が全電力の □ B □ [%] となる周波数 f_2 [Hz] を求める。このときの占有周波数帯幅は、□ C □ [Hz] となる。

A	B	C
1 90	10.0	$(f_2 - f_1)$
2 90	5.0	$(f_2 + f_1)/2$
3 99	0.5	$(f_2 + f_1)/2$
4 99	0.5	$(f_2 - f_1)$
5 99	1.0	$(f_2 - f_1)$



A-20 次の記述は、AM(A3E)受信機の近接周波数選択度特性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、図 2-1 及び図 2-2 の選択度曲線は、図 1 の測定構成により、標準信号発生器の出力周波数を受信機と同調周波数 f_0 [Hz] の上下に変化し、受信機出力レベルをレベル計で測定して得たものである。

- (1) 近接周波数選択度特性は、主として □ A □ 増幅器の選択度特性によって決まる。図 2-1 に示すように選択度曲線の最大出力レベル点から一定値 δ [dB] 低い二つの周波数 f_1 [Hz] 及び f_2 [Hz] の間隔 $(f_2 - f_1)$ [Hz] を通過帯域幅といい、 δ に 6 [dB] を用いた時の通過帯域幅を 6 [dB] 帯域幅という。また、 f_2 における出力レベルより α [dB] 低いレベルとなる周波数 f_3 と f_2 との差 Δf [Hz] で α を割った値を □ B □ という。
- (2) □ C □ とは、一般には図 2-2 に示すように、60 [dB] 帯域幅 B_{60} [Hz] と 6 [dB] 帯域幅 B_6 [Hz] との比で表し、この値が 1 に近いほど理想選択度特性に近いことを示す。

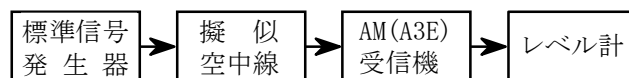


図 1

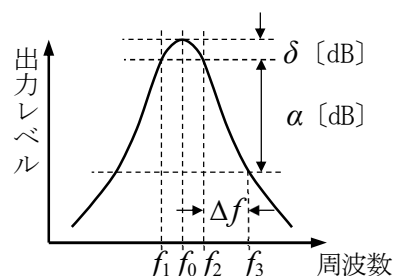


図 2-1

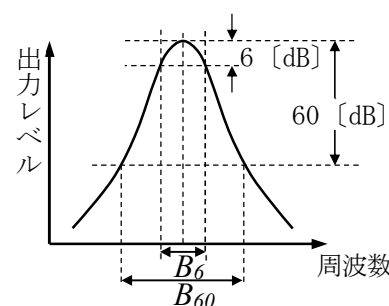


図 2-2

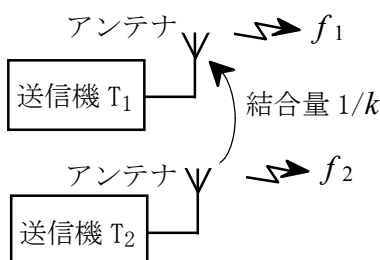
A	B	C
1 中間周波	減衰傾度	シェープファクタ
2 中間周波	減衰傾度	ロールオフファクタ
3 中間周波	減衰定数	ロールオフファクタ
4 高周波	減衰傾度	ロールオフファクタ
5 高周波	減衰定数	シェープファクタ

B-1 次の記述は、検波の基本的な過程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) 振幅変化 $E_0(t)$ と位相変化 $\varphi_0(t)$ を同時に受けている被変調波 $s_0(t)$ は、無変調時の $s_0(t)$ の振幅を 1、初期位相を 0 及び高周波成分の角周波数を ω_c とすると、 $s_0(t) = E_0(t) \cos\{\omega_c t + \varphi_0(t)\}$ と表される。ここで、高周波成分 ω_c の変化を除去し、 $E_0(t)$ を直接検波するのが □ ア □ 検波であるが、実際に検出されるのは $|E_0(t)|$ である。
- (2) 同期検波を行って $E_0(t)$ または $\varphi_0(t)$ をベースバンド信号として取り出すには、最初に、 $s_0(t)$ に対して角周波数 ω_c が等しく、位相差 θ_s が既知の基準搬送波 $s_s(t) = \cos(\omega_c t + \theta_s)$ を掛け合わせる。その積は、 $s_0(t) \times s_s(t) =$ □ イ □ となる。
- (3) ここで、□ ウ □ を除去すると、同期検波後の出力は、振幅変化分 $E_0(t)$ 及び両信号の位相差 □ エ □ の余弦に比例することになる。位相変調成分がなく $\varphi_0(t) = 0$ のとき、出力は □ オ □ に比例する。すなわち、 $s_s(t)$ が $s_0(t)$ と同相 ($\theta_s = 0$) のとき最大となり、逆に直角位相 ($\theta_s = \pi/2$) の関係にあるとき 0 となる。

- | | | | | |
|-------|--|-------------------------------|----------------------------|----------|
| 1 FM | 2 $\frac{1}{2}E_0(t)[\cos\{\theta_s - \varphi_0(t)\} + \cos\{2\omega_c t + \theta_s + \varphi_0(t)\}]$ | 3 $\theta_s - \varphi_0(t)$ | 4 $E_0(t) \cos \theta_s$ | 5 低周波成分 |
| 6 包絡線 | 7 $\frac{1}{2}E_0(t)[\cos\{\omega_c t - \varphi_0(t)\} + \cos\{2\omega_c t + \theta_s + \varphi_0(t)\}]$ | 8 $\omega_c t - \varphi_0(t)$ | 9 $E_0(t) \cos \omega_c t$ | 10 高周波成分 |

B-2 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。

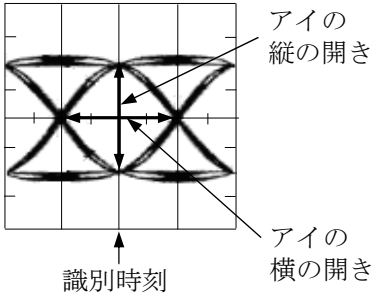


- (1) □ ア □ 次の相互変調積は、その周波数が T_1 の送信周波数 f_1 から十分離れているので容易に除去できる。
- (2) 3 次の相互変調積の周波数成分の数は、□ イ □ である。
- (3) f_1 の近傍に 3 次の相互変調積の成分が二つ観測されるとき、振幅が小さいのはその周波数の □ ウ □ の成分である。
- (4) T_1 及び T_2 の送信電力がそれぞれ 1 [dB] 減少すると、3 次の相互変調積の電力は □ エ □ 減少する。
- (5) f_1 の値が 151 [MHz] で、3 次の相互変調積の成分として 150.7 [MHz] が観測されるとき、 f_2 の値は、□ オ □ である。

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

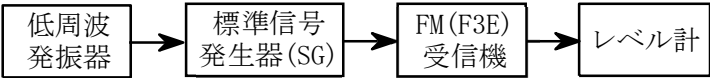
B-3 次の記述は、図に例示するデジタル信号が伝送路などで受ける波形劣化を観測するためのアイパターンの原理について述べたものである。このうち正しいものを1、誤っているものを2として解答せよ。

- 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 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。
- ウ アイパターンにおけるアイの横の開き具合は、パルスレベル変動や符号間干渉等による識別時刻における符号識別スレッシュホールドに対する余裕の度合いを表している。
- エ アイパターンにおけるアイの縦の開き具合は、クロック信号の統計的なゆらぎ(ジッタ)等によるタイミング劣化に対する余裕の度合いを表している。
- オ アイパターンを観測することにより符号化率を知ることができる。



B-4 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。

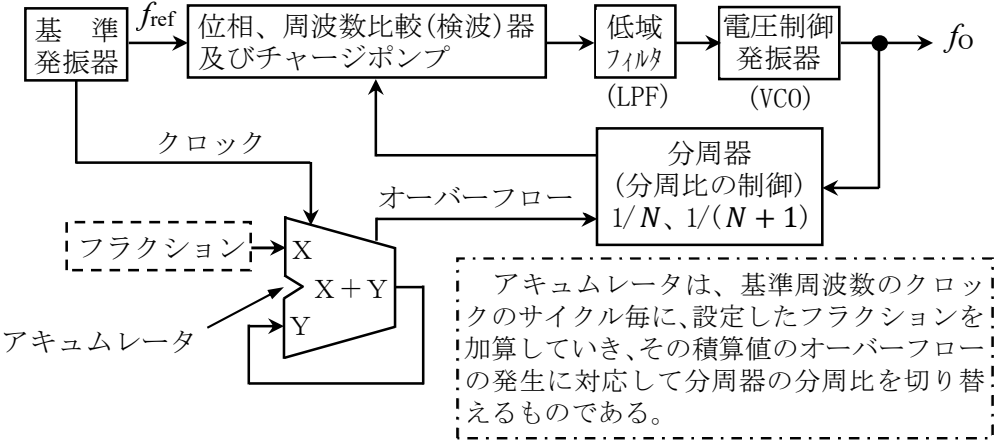
- (1) 受信機のスケルチを □ ア □、標準信号発生器(SG)を試験周波数に設定し、1,000 [Hz] の正弦波により最大周波数偏移の許容値の 70 [%] の変調状態で、受信機に 20 [dBμV] 以上の受信機入力電圧を加え、受信機の復調出力が定格出力の 1/2 となるように □ イ □ 出力レベルを調整する。
- (2) SG を断(OFF)にし、受信機の復調出力(雑音)レベルを測定する。
- (3) SG を接(ON)にし、その周波数を変えずに □ ウ □ でその出力を受信機に加え、SG の出力レベルを調整して受信機の復調出力(雑音)レベルが(2)で求めた値より 20 [dB] □ エ □ 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 の出力が終端電圧表示となっている場合には、SG の測定値と □ オ □ [dB] 異なる。



- | | | | | |
|----------|----------|--------|-------|------|
| 1 接(ON) | 2 低周波発振器 | 3 変調状態 | 4 低い値 | 5 6 |
| 6 断(OFF) | 7 受信機 | 8 無変調 | 9 高い値 | 10 3 |

B-5 次の記述は、図に示す原理的構成例のフラクショナル N 型 PLL 周波数シンセサイザ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を下の番号から選べ。ただし、 N は正の整数とし、 T_N は N 分周する期間を、 T_{N+1} は $(N + 1)$ 分周する期間とする。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) この PLL 周波数シンセサイザは、基準周波数 f_{ref} [Hz] よりも細かい周波数分解能(周波数ステップ)を得ることができる。また、周期的に二つの整数値の分周比を切り替えることで、非整数による分周比を実現しており、平均の VCO の周波数 f_o [Hz] は、 $f_o = (N + \text{ア}) f_{ref}$ [Hz] で表される。ここで ア は、フラクションと呼ぶ。
- (2) 例えば、 $f_{ref} = 10$ [MHz]、 $N = 5$ 及びフラクションの設定値を 7/10 としたとき、連続したクロック 10 サイクル中における分周器の動作は、分周比 1/5 が合計 □ イ □ サイクル分、分周比 1/6 が合計 □ ウ □ サイクル分となるように制御され、見かけ上、非整数による分周比となる。また、このときの f_o は、□ エ □ [MHz] であり、分数表示のフラクションの分子を 1 ステップずつ変化させると、 f_o は □ オ □ [MHz] ステップずつ変化する。



- | | | | | |
|-----|-----|------|------|-----------------------------------|
| 1 1 | 2 2 | 3 3 | 4 4 | 5 $\frac{T_{N+1}}{T_N + T_{N+1}}$ |
| 6 6 | 7 7 | 8 67 | 9 57 | 10 $\frac{T_N}{T_N + T_{N+1}}$ |