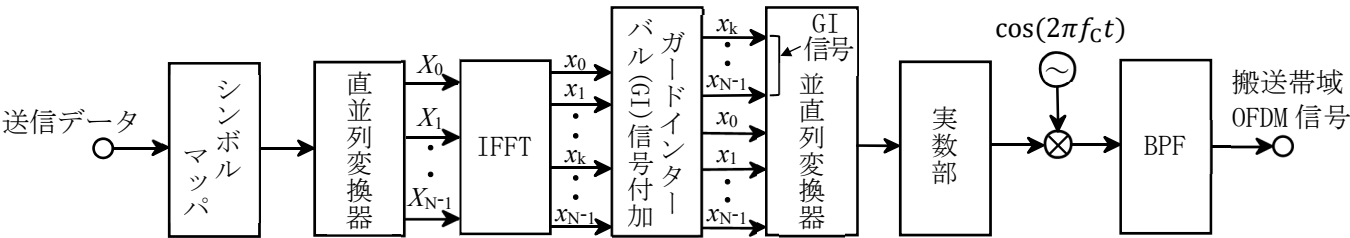


第一級陸上無線技術士「無線工学 A」試験問題

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 f_s/N の離散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長い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-2 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。

- 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。
- 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。
- 同期放送では、(2) の合成電界の変化と併せ、被変調波に位相差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ス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、□ D □ により改善される。

	A	B	C	D
1	1 [kHz]	0 及び 2π [rad]	π [rad]	同期検波
2	1 [kHz]	π [rad]	0 及び 2π [rad]	二乗検波
3	0.1 [Hz]	π [rad]	0 及び 2π [rad]	二乗検波
4	0.1 [Hz]	π [rad]	0 及び 2π [rad]	同期検波
5	0.1 [Hz]	0 及び 2π [rad]	π [rad]	同期検波

A-3 次の記述は、送信機 T_2 の送信電波 $E_2 \cos \omega_2 t$ が送信機 T_1 (送信電波 $E_1 \cos \omega_1 t$) に入り込んで発生する 3 次の相互変調積の一般的な考え方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、 T_1 及び T_2 の送信電力は等しく、 T_1 と T_2 の空中線相互間の結合量を $1/l$ ($l > 1$)、3 次の非直線係数を K とする。

- T_1 における 3 次の非直線性による相互変調波は $K\{E_1 \cos \omega_1 t + (E_2/l) \cos \omega_2 t\}^3$ で表される。
- 3 次の相互変調積の周波数成分は、 $2\omega_1 \pm \omega_2$ 、 $2\omega_2 \pm \omega_1$ であり、このうち伝送帯域内に生ずる可能性のある $2\omega_1 - \omega_2$ 、 $2\omega_2 - \omega_1$ の二つの成分を取り出すと次式で表される。

□ A □ $\cos(2\omega_1 - \omega_2)t +$ □ B □ $\cos(2\omega_2 - \omega_1)t$

- T_1 及び T_2 の送信電力は等しく、 $E_1 = E_2$ であるので、特に問題となるのは □ C □ の場合である。

	A	B	C
1	$\frac{3}{4} K E_1^2 E_2 \frac{1}{l}$	$\frac{3}{4} K E_1 E_2^2 \frac{1}{l^2}$	$2\omega_1 - \omega_2$
2	$\frac{3}{4} K E_1 E_2^2 \frac{1}{l}$	$\frac{3}{4} K E_1^2 E_2 \frac{1}{l^2}$	$2\omega_1 - \omega_2$
3	$\frac{3}{4} K E_1^2 E_2 \frac{1}{l^2}$	$\frac{3}{4} K E_1 E_2^2 \frac{1}{l}$	$2\omega_1 - \omega_2$
4	$\frac{3}{4} K E_1 E_2^2 \frac{1}{l^2}$	$\frac{3}{4} K E_1^2 E_2 \frac{1}{l}$	$2\omega_2 - \omega_1$
5	$\frac{3}{4} K E_1^2 E_2 \frac{1}{l^2}$	$\frac{3}{4} K E_1 E_2^2 \frac{1}{l}$	$2\omega_2 - \omega_1$

A-4 次の記述は、デジタル変調方式である BPSK 及び QPSK について、「 SNR ：ベースバンドにおける信号対雑音電力比」、「 CNR ：搬送波対雑音電力比」及び「 E_b/N_0 ：1 ビット当たりの信号電力（信号電力密度）と 1Hz 当たりの雑音電力（雑音電力密度）の比」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、負荷抵抗は 1 [Ω] であるものとする。

- (1) BPSK 及び QPSK の包絡線振幅を A とし搬送波電力を同一とすると、ベースバンドにおける信号電力は、BPSK では A^2 、QPSK では、同相成分と直交成分それぞれ □ A □ である。一方、搬送波電力は、BPSK 及び QPSK 共に $A^2/2$ である。
- (2) 雑音電力は、ベースバンドと搬送周波数帯で同じとして、 SNR と CNR を比較すると、BPSK では $SNR/2 = CNR$ 、QPSK では □ B □ である。
- (3) 変調方式の白色ガウス雑音に対する強さは一義に E_b/N_0 で決まり、シンボル長を T 、帯域幅を B [Hz]、1 シンボル当たりのビット数を n とすると、 CNR と E_b/N_0 の関係は次式で表される。

$$CNR = \frac{n/T E_b}{B N_0} = \frac{R E_b}{B N_0} \quad (n/T = R \text{ とする。})$$

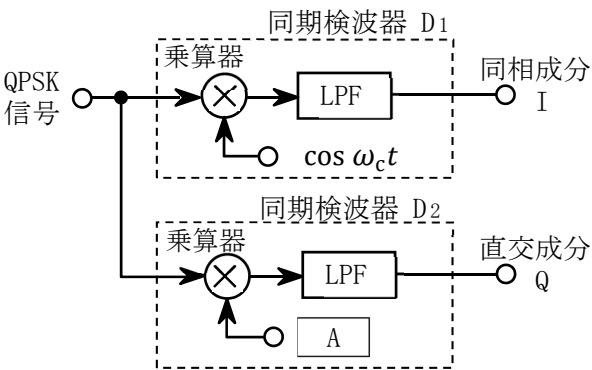
- (4) ここで、 R/B は 1 秒・1Hz 当たり伝送できるビット数（周波数利用効率）であり、同一の BER 特性とするための所要 E_b/N_0 が QPSK と BPSK で同じである場合、QPSK の所要 CNR は BPSK の所要 CNR の □ C □ となる。

	A	B	C
1	A^2	$SNR = CNR/2$	+6dB
2	A^2	$SNR/4 = CNR$	+3dB
3	$A^2/2$	$SNR/4 = CNR$	+3dB
4	$A^2/2$	$SNR = CNR$	+3dB
5	$A^2/2$	$SNR = CNR$	+6dB

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 $+\pi/4$ 、 $+3\pi/4$ 、 $-3\pi/4$ 、 $-\pi/4$ [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ともに、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 $\pi/4$ 、 $-\pi/4$ [rad] のとき正、 $3\pi/4$ 、 $-3\pi/4$ [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。

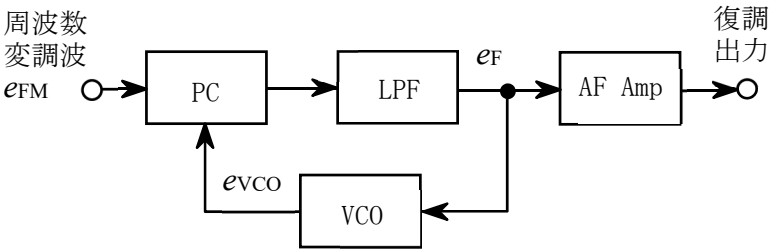
	A	B	C
1	$-\cos \omega_c t$	$+\pi/4$ 、 $+3\pi/4$	$-3\pi/4$ 、 $-\pi/4$
2	$-\cos \omega_c t$	$-3\pi/4$ 、 $-\pi/4$	$+\pi/4$ 、 $+3\pi/4$
3	$-\sin \omega_c t$	$+\pi/4$ 、 $+3\pi/4$	$-3\pi/4$ 、 $-\pi/4$
4	$-\sin \omega_c t$	$+\pi/4$ 、 $-3\pi/4$	$+3\pi/4$ 、 $-\pi/4$
5	$-\sin \omega_c t$	$-3\pi/4$ 、 $-\pi/4$	$+\pi/4$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



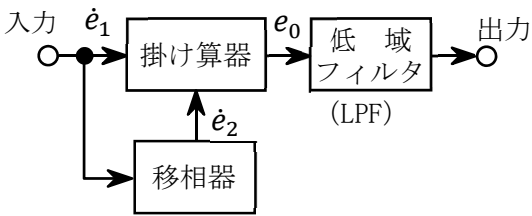
A-6 次の記述は、図に示す位相同期ループ (PLL) 検波器の原理的な構成例において、周波数変調 (FM) 波の復調について述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 位相比較器 (PC) の出力は低域フィルタ (LPF) 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 □ A □ 差に比例した □ B □ e_F を出力する。
- (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 □ A □ 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 □ A □ が一致して PLL が同期 (ロック) すると、LPF の出力電圧 e_F の電圧は、□ C □ 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} の周波数偏移に比例して変化するので、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。

	A	B	C
1	位相	高周波成分	最大
2	振幅	誤差電圧	零
3	位相	誤差電圧	零
4	振幅	誤差電圧	最大
5	振幅	高周波成分	最大



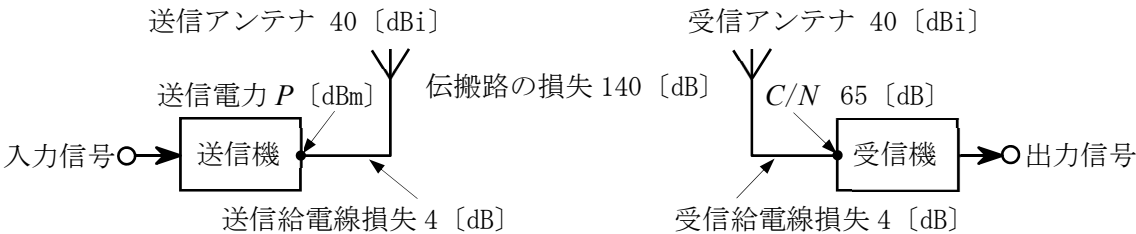
A-7 次の記述は、図に示すクワドラチャ検波器の原理的な構成例について述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。ただし、入力の周波数変調波を \dot{e}_1 、移相器の出力を \dot{e}_2 、掛け算器の出力を e_0 とし、移相器は理想的に動作するものとする。



- 1 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。
- 2 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。
- 3 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)が大きくなるような特性を持つ。
- 4 \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。
- 5 \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 π [rad] になるようにする。

A-8 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、正し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、1 [mW] を 0 [dBm]、 $\log_{10}2=0.3$ とする。

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



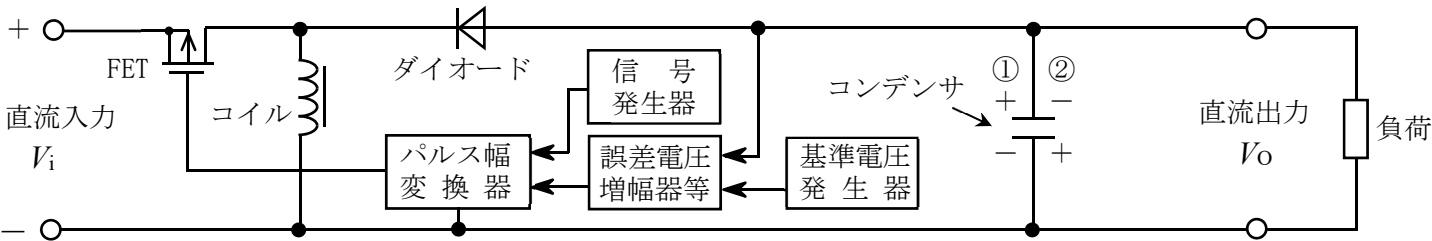
A-9 次の記述は、有機電解液を用いた一般的なリチウムイオン二次電池の特徴等について述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

- 1 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。
- 2 設定電圧までは一定電圧で充電し、設定電圧に達したら一定電流で充電する定電圧・定電流充電が通常用いられる。
- 3 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。
- 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）がない。
- 5 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-10 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 <input type="text"/> A の出力のパルス幅を変化させ、直流出力の電圧 V_o を制御する。FET が導通(ON)している期間では、 <input type="text"/> B にエネルギーが蓄積される。 | A | B | C |
| (2) FET が断(OFF)になると、電流の方向は、電流を流れ続けさせようとする <input type="text"/> B に蓄積されたエネルギーによって、負荷から <input type="text"/> B に流れ込む方向となる。このため、ダイオードのカソード側の電位は負に振れ、ダイオードを導通(ON)にしてコンデンサを図の <input type="text"/> C に示す極性に充電する。 | | | |

- | | | | |
|---|---------|-------|---|
| 1 | パルス幅変換器 | コイル | ① |
| 2 | パルス幅変換器 | コイル | ② |
| 3 | パルス幅変換器 | コンデンサ | ② |
| 4 | 信号発生器 | コンデンサ | ① |
| 5 | 信号発生器 | コイル | ② |



A-11 次の記述は、航空機の航行援助に用いられるILS（計器着陸装置）の基本的な概念について述べたものである。□内に入るべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

- (1) ローカライザは、滑走路末端から所定の位置に設置され、航空機に対して、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ためのものであり、航空機の進入方向から見て進入路の □ A □ の変調信号が強く受信されるような指向性を持つVHF帯の電波を放射する。
- (2) グライド・パスは、滑走路の側方の所定の位置に設置され、航空機に対して、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ためのものであり、航空機の降下路面の下側では150〔Hz〕、上側では90〔Hz〕の変調信号が強く受信されるような指向性を持つ □ B □ 帯の電波を放射する。
- (3) マーカ・ビーコンは、滑走路進入端から複数の所定の位置に設置され、その上空を通過する航空機に対して、滑走路進入端からの距離の情報を与えるためのものであり、それぞれ特有の変調周波数で □ C □ された □ D □ 帯の電波を上空に向けて放射する。

	A	B	C	D
1	右側では150〔Hz〕、左側では90〔Hz〕	VHF	周波数変調	VHF
2	右側では150〔Hz〕、左側では90〔Hz〕	UHF	振幅変調	VHF
3	右側では90〔Hz〕、左側では150〔Hz〕	UHF	振幅変調	VHF
4	右側では90〔Hz〕、左側では150〔Hz〕	UHF	周波数変調	UHF
5	右側では90〔Hz〕、左側では150〔Hz〕	VHF	振幅変調	UHF

A-12 次の記述は、レーダー方程式において、送信電力等のパラメータを変えた時の最大探知距離(R_{max})の変化について述べたものである。□内に入るべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、 R_{max} は、レーダー方程式のみで決まるものとし、最小受信電力は、信号の探知限界の電力とする。

	A	B	C
(1) 受信機の最小受信電力を0.25倍にすると、 R_{max} の値は、約 □ A □ 倍になる。	1 0.7	1.4	1.4
(2) 送信電力を8倍にし、受信機の最小受信電力が2倍大きい受信機を用いると、 R_{max} の値は、□ B □ 倍になる。	2 0.7	2.0	1.4
(3) 物標の有効反射断面積を9倍にすると、 R_{max} の値は、約 □ C □ 倍になる。	3 0.7	2.0	1.7
	4 1.4	1.4	1.7
	5 1.4	2.0	1.7

A-13 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。□内に入るべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

	A	B	C
(1) 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中継方式は、□ A □ 中継方式である。	1 非再生(ヘテロダイン)	直接	無給電
(2) 受信波を同一の周波数帯で増幅して送信する中継方式は、□ B □ 中継方式である。	2 非再生(ヘテロダイン)	無給電	直接
(3) 近距離の中継区間の障害物回避等に用いられ、送受アンテナの背中合わせや反射板による中継方式は、□ C □ 中継方式である。	3 2周波	無給電	直接
	4 再生	直接	無給電
	5 再生	無給電	直接

A-14 次の記述は、多元接続を用いた衛星通信システムの回線の割当て方式について述べたものである。□内に入るべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

- (1) 回線割当て方式である □ A □ 方式は、トラヒックの時間的な変化にかかわらず、各地球局間にあらかじめ定められた容量の回線を固定的に割り当てる方式であり、局間のトラヒックの変動が □ B □ ネットワークに有効な方式である。
- (2) 各地球局から要求(電話の場合は呼)が発生するたびに回線を設定する方式は、□ C □ 方式といい、□ D □ 通信容量の多数の地球局が単一中継器を共同使用する場合に有効な方式である。

	A	B	C	D
1	デマンドアサイメント	少ない	プリアサイメント	大きな
2	デマンドアサイメント	大きい	プリアサイメント	小さな
3	プリアサイメント	少ない	デマンドアサイメント	小さな
4	プリアサイメント	大きい	デマンドアサイメント	大きな
5	プリアサイメント	大きい	デマンドアサイメント	小さな

A-15 均一量子化を行うパルス符号変調(PCM)通信方式において、量子化のビット数を1ビット増やしたときの信号対量子化雑音比(S/N_q)の改善量の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、信号電圧の振幅の発生する確率分布は、振幅を分割した区間内で一様であり、量子化雑音は、周波数に関係なく一様な分布とする。

- 1 6〔dB〕 2 8〔dB〕 3 10〔dB〕 4 12〔dB〕 5 18〔dB〕

A-16 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 2×2 MIMO 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、 $\hat{s}_1(t)$ を求めるためのウェイト $w_{s1,1}$ は、 $w_{s1,1} = \square A$ 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	B
1 $\frac{h_{22}}{h_{11}h_{22}-h_{12}h_{21}}$	雑音強調
2 $\frac{h_{22}}{h_{11}h_{22}-h_{12}h_{21}}$	感度抑圧
3 $\frac{h_{11}}{h_{11}h_{22}-h_{12}h_{21}}$	雑音強調
4 $\frac{h_{11}}{h_{11}h_{22}-h_{12}h_{21}}$	感度抑圧
5 $\frac{h_{21}}{h_{11}h_{22}-h_{12}h_{21}}$	雑音強調

推定した伝搬チャネル係数

→ ⊗ : ウェイト
→ ⊕ : 加算器

A-17 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。

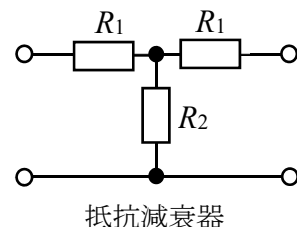
- (1) 送信機の占有周波数帯幅は、全輻射電力の □ A [%] が含まれる周波数帯幅で表される。擬似音声発生器から規定のスペクトルを持つ擬似音声信号を送信機に加え、所定の変調を行った周波数変調波を擬似負荷に出力する。
- (2) スペクトルアナライザを規定の動作条件とし、規定の占有周波数帯幅の 2~3.5 倍程度の帯域を、スペクトルアナライザの狭帯域フィルタで掃引しながらサンプリングし、測定したすべての電力値をコンピュータに取り込む。これらの値の総和から全電力が求まる。取り込んだデータを、下側の周波数から積算し、その値が全電力の □ B [%] となる周波数 f_1 [Hz] を求める。同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	1.0	$(f_2 - f_1)$
4 99	0.5	$(f_2 - f_1)$
5 99	0.5	$(f_2 + f_1)/2$

A-18 デジタルオシロスコープのサンプリング方式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 実時間サンプリング方式は、単発性のパルスなど周期性のない波形の観測に適している。
- 2 等価時間サンプリング方式の一つであるランダムサンプリング方式は、トリガ時点と波形記録データが非同期であるため、トリガ時点以前の入力信号の波形を観測するプリトリガ操作が容易である。
- 3 等価時間サンプリング方式の一つであるシーケンシャルサンプリング方式は、トリガ時点に基づいて入力信号の波形のサンプリング位置を一定時間ずつ遅らせてサンプリングを行う。
- 4 等価時間サンプリング方式で発生する可能性のあるエイリアシング(折り返し)は、実時間サンプリング方式では発生しない。
- 5 等価時間サンプリング方式は、繰り返し波形の観測を目的としており、サンプリングする周期に比較して変化の遅い波形の観測に適している。

A-19 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 $2Z_0/3$ [Ω] 2 $4Z_0/7$ [Ω] 3 $4Z_0/9$ [Ω] 4 $5Z_0/14$ [Ω] 5 $5Z_0/12$ [Ω]

A-20 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。

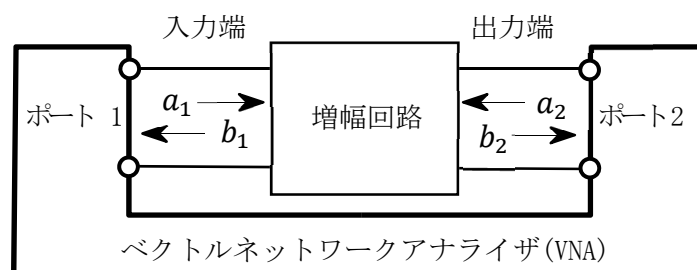
$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad \text{----- ①}$$

- (2) ①式から $a_2=0$ のとき $S_{11} = \square \text{ A}$ 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 の大きさが大きくなるほど □ B なる。

- (3) ①式から $a_2=0$ のとき $S_{21} = \square \text{ C}$ 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

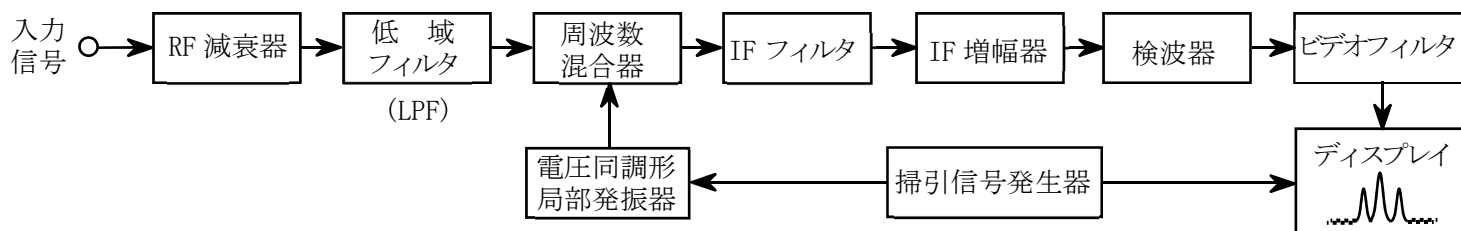


B-1 次の記述は、静止衛星を用いた通信システムの多元接続方式について述べたものである。□ 内に入れるべき字句を下の番号から選べ。

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

B-2 次の記述は、図に示すスーパーヘテロダイン方式によるアナログ型のスペクトルアナライザの原理的な構成例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。



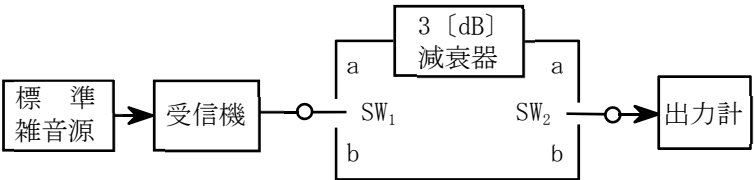
- ア 周波数分解能は、分解能帯域幅(RBW)と呼ばれる IF (中間周波) フィルタの通過帯域幅によって決まる。
- イ ディスプレイ上に表示される雑音のレベルは、雑音の分布が一様分布のとき周波数分解能が高いほど低くなる。
- ウ 周波数掃引時間は、周波数分解能が高いほど長くする必要がある。
- エ ビデオフィルタは、カットオフ周波数可変の高域フィルタ (HPF) で、雑音レベルに近い微弱な信号を浮き立たせる効果がある。
- オ 入力信号に含まれる個々の正弦波の相対位相を測定することができる。

B-3 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] は受信機の実出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] は受信機の実出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。

$F = \text{ア} = N_o / (N_i G)$ ----- 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実出力を測定すれば、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実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、受信機の実出力の雑音レベルは、□ エ □ [W] であり、このときの標準雑音源の実出力レベルは、□ 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。

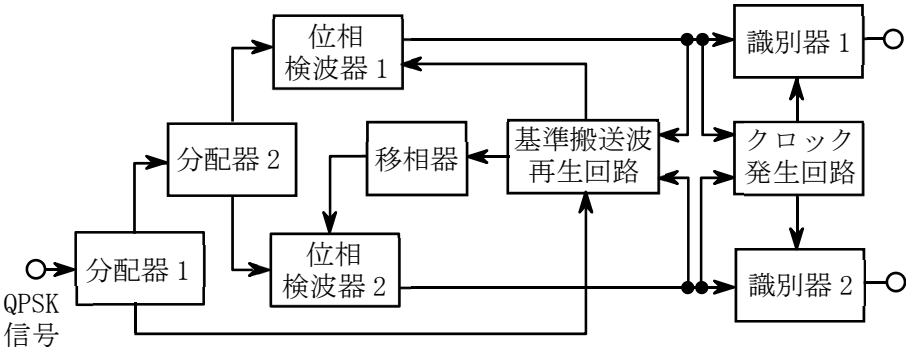


- | | | | | |
|---------------------------------|---------|-----------|-------------|------|
| 1 (S_o/N_o) / (S_i/N_i) | 2 N_i | 3 $2 N_o$ | 4 N_o / G | 5 b |
| 6 (S_i/N_i) / (S_o/N_o) | 7 N_o | 8 $4 N_o$ | 9 $N_i G$ | 10 a |

B-4 次の記述は、図に示すデジタル通信に用いられるQPSK復調器の原理的構成例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。

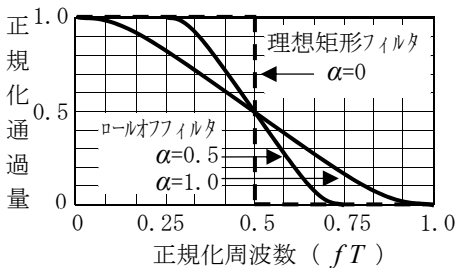
- (1) 位相検波器 1 及び 2 は、「QPSK信号」と「基準搬送波」及び「QPSK信号」と「基準搬送波と位相が □ ア □ 異なる信号」をそれぞれ □ イ □ し、両者の位相差を出力させるものである。
- (2) 基準搬送波再生回路に用いられる搬送波再生方法の一つである □ ウ □ は、例えば位相検波器 1 及び 2 の出力を用いて、QPSK信号を送信側と逆方向に □ エ □ 変調することによって、情報による □ エ □ の変化を除去し、□ エ □ が元の搬送波と同じ波を得るものである。
- (3) 識別器 1 及び 2 に用いられる符号の識別方法には、位相検波器 1 及び 2 の出力のパルスのピークにおける瞬時値によって符号を識別する瞬時検出方式の他、クロックパルスの □ オ □ 周期内で検波器出力信号波を積分して、その積分値により識別する積分検出法もある。

- | | |
|-----------|-----------|
| 1 $\pi/2$ | 2 掛け算 |
| 3 コスタス方式 | 4 振幅 |
| 5 4 | 6 $\pi/4$ |
| 7 足し算 | 8 逆変調方式 |
| 9 位相 | 10 1 |



B-5 次の記述は、デジタル変調に用いられるロールオフ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。

- (1) シンボルとは、□ ア □ の一度の変化で送ることのできるデジタルデータのことをいい、その間隔が T [s] のとき、図に示す理想矩形フィルタを用いて T [s] 間隔でインパルスを送るための必要最小限の帯域は、□ イ □ [Hz] である。ここで無ひずみとは、受信パルスの中央で行う瞬時検出に対して □ ウ □ が零であることをいう。また、図の横軸の正規化周波数 fT は、周波数 f [Hz] を $1/T$ [Hz] で正規化したものである。
- (2) 理想矩形フィルタは実現が困難なため、図に示すような特性を有するロールオフフィルタが用いられる。このフィルタが無ひずみ条件を満足するためには、フィルタのインパルス応答がシンボル間隔 T の整数倍の時刻で □ エ □ となる必要がある。
- (3) ロールオフフィルタの実出力の帯域幅は、ロールオフファクタ α が小さいほど狭くなるが、標本化するときの符号判定のタイミングがずれると、符号間干渉特性の劣化が □ オ □ なる。



- | | | | | |
|---------|--------|------------|-------|------|
| 1 符号間干渉 | 2 搬送波 | 3 $1/(2T)$ | 4 小さく | 5 最大 |
| 6 波形ひずみ | 7 変調信号 | 8 $2/T$ | 9 大きく | 10 零 |