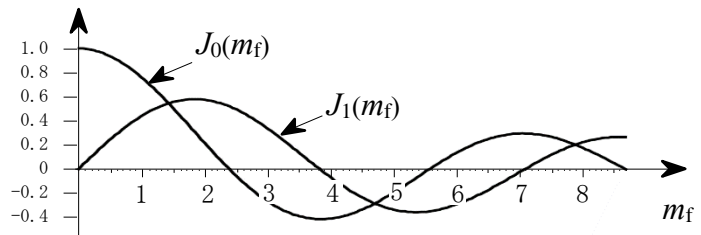


第一級陸上無線技術士「無線工学 A」試験問題

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、1.5 [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、変調信号の振幅を 3.5 [V] にしたときの最大周波数偏移の値として、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 1,440 [Hz]
- 2 1,920 [Hz]
- 3 2,240 [Hz]
- 4 2,880 [Hz]
- 5 3,840 [Hz]



A-2 次の記述は、我が国の地上系デジタル方式の標準テレビジョン放送等で映像信号の情報量を減らす圧縮方式である「動き補償予測符号化」、「離散コサイン変換(DCT)を用いた変換符号化」及び「可変長符号化」の各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。

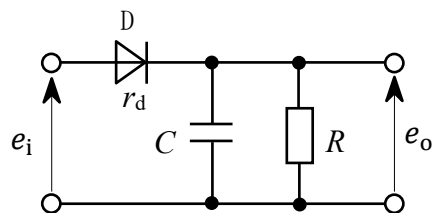
- | | | | | |
|--|-----|----|----|----|
| (1) 動き補償予測符号化を用いて、映像信号の前後のフレーム又はフィールドからの動き量を検出し、動き量に応じて補正したフレーム又はフィールド信号と原信号との <input type="text"/> A 及び動き量のみを送信することにより、伝送する情報量を減らすことができる。 | A | B | C | D |
| (2) 2次元 DCT で変換した周波数成分(DCT 係数)のうち、高い周波数成分はごく少なく、低い周波数成分が圧倒的に多い。変換符号化を用いて、人間の視覚が鈍感である <input type="text"/> B 周波数成分を大きな値の係数(量子化マトリクスと呼ばれる数値群)で除算して数値を間引くことにより、伝送する情報量を減らすことができる。 | 1 和 | 低い | 低い | 高い |
| (3) 可変長符号化は、量子化された符号の発生頻度に合わせた長さのビット列を割り当てる方式であり、統計的に発生頻度の <input type="text"/> C 符号を発生頻度の <input type="text"/> D 符号より短いビット列で表現することにより、伝送する情報量を減らすことができる。 | 2 和 | 高い | 高い | 低い |
| | 3 差 | 低い | 高い | 低い |
| | 4 差 | 高い | 高い | 低い |
| | 5 差 | 低い | 低い | 高い |

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、 $B_w \doteq 2(f_m + F_d)$ [Hz] で求められるものとする。

- 1 246 [kHz]
- 2 264 [kHz]
- 3 280 [kHz]
- 4 296 [kHz]
- 5 488 [kHz]

A-4 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 $R \gg r_d$ 、 $1/\omega \ll CR$ 及び $CR \ll 1/p$
- 2 $R \gg r_d$ 、 $1/\omega \gg CR$ 及び $CR \gg 1/p$
- 3 $R \gg r_d$ 、 $1/\omega \ll CR$ 及び $CR \gg 1/p$
- 4 $R \ll r_d$ 、 $1/\omega \ll CR$ 及び $CR \ll 1/p$
- 5 $R \ll r_d$ 、 $1/\omega \gg CR$ 及び $CR \gg 1/p$



A-5 受信機の非線形増幅回路の入力を e_i 、出力を e_o としたとき、入出力特性が $e_o = a_1 e_i + a_2 e_i^2 + a_3 e_i^3$ で示される回路に、 $e_1 = A \sin \omega_1 t$ 及び $e_2 = B \sin \omega_2 t$ で表される二つの信号波が同時に加わった場合、その回路の出力に現れる相互変調積のうち、 $2\omega_1 - \omega_2$ の周波数成分の振幅の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、 a_1 、 a_2 、 a_3 は係数である。

- 1 $3a_3AB^2/2$
- 2 $3a_3AB^2/4$
- 3 $3a_3A^2B/2$
- 4 $3a_3A^2B/4$
- 5 $3a_3A^2B^2/2$

A-6 次の記述は、図に示す QPSK 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。

- (1) 図 1 に示す QPSK 信号空間ダイアグラムの信号点間距離が d のとき、QPSK 信号のピーク (最大) 振幅は □ A □ で表せる。
- (2) 図 2 に示す 16QAM 信号空間ダイアグラムの信号点間距離を d' とし、妨害に対する余裕度を一定にするため、 d' を (1) の QPSK の信号点間距離 d と等しくしたときの、16QAM 信号のピーク (最大) 振幅は、 d を用いて □ B □ で表せる。
- (3) d' が d と等しいとき、16QAM 信号のピーク電力は、QPSK 信号のピーク電力を p とすると、□ C □ で表せる。

	A	B	C
1	$d/\sqrt{2}$	$2d/\sqrt{2}$	$4p$
2	$d/\sqrt{2}$	$3d/\sqrt{2}$	$9p$
3	$\sqrt{2}d$	$3\sqrt{2}d$	$9p$
4	d	$2d$	$4p$
5	d	$3d$	$4p$

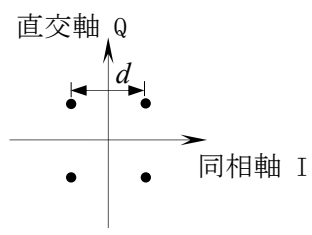


図 1 QPSK 信号空間ダイアグラム

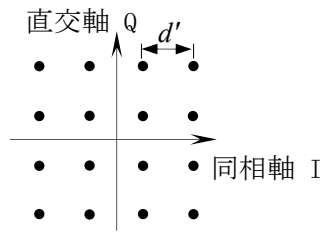
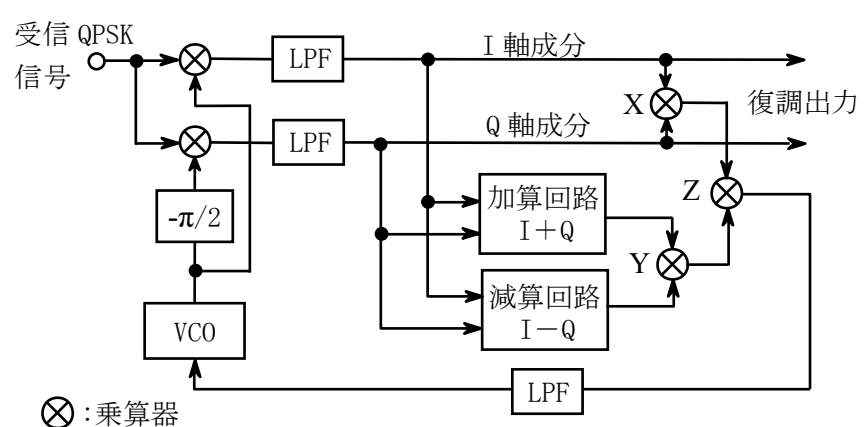


図 2 16QAM 信号空間ダイアグラム

A-7 次の記述は、図に示すコスタス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、I 軸、Q 軸成分及び各乗算器の出力式の係数は無視するものとする。

- (1) QPSK 信号の搬送波の角周波数を ω_c 及びデータ値に応じた位相 $\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4$ [rad] を φ [rad] として、QPSK 信号は、 $\cos(\omega_c t + \varphi)$ で表されるものとする。また、VCO の出力について、 ω_c からのずれを θ [rad] として、同期検波回路内の基準搬送波を、 $\cos(\omega_c t + \theta)$ 及び $\pi/2$ [rad] 位相を遅延させた $\sin(\omega_c t + \theta)$ とすると、同期検波回路の出力成分は、高調波成分を取り除いた I 軸成分及び Q 軸成分それぞれ $\cos(\varphi - \theta)$ 及び $\sin(\varphi - \theta)$ であるから、乗算器 X の出力は、□ A □ となる。
- (2) また、加算回路と減算回路の出力を乗算した乗算器 Y の出力は、□ B □ となる。
- (3) 次に、乗算器 X と乗算器 Y の出力を乗算した乗算器 Z の出力は、□ C □ であるから、 φ が $\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4$ [rad] どの位相でも □ D □ となり、基準搬送波の位相のずれによって決まる成分で VCO の周波数を位相制御することができる。



	A	B	C	D
1	$\sin 2(\varphi - \theta)$	$\cos(\varphi - 2\theta)$	$\cos(\varphi - 4\theta)$	$\cos 4\theta$
2	$\sin(\varphi - 2\theta)$	$\cos(\varphi - 2\theta)$	$\sin 4(\varphi - \theta)$	$\sin 4\theta$
3	$\sin(\varphi - 2\theta)$	$\cos 2(\varphi - \theta)$	$\cos(\varphi - 4\theta)$	$\cos 4\theta$
4	$\sin 2(\varphi - \theta)$	$\cos 2(\varphi - \theta)$	$\cos(\varphi - 4\theta)$	$\cos 4\theta$
5	$\sin 2(\varphi - \theta)$	$\cos 2(\varphi - \theta)$	$\sin 4(\varphi - \theta)$	$\sin 4\theta$

A-8 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の正しい組合せ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 □ A □ 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 1 有効シンボル期間長分遅延させた信号との積をとり積分すれば、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 □ B □ 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 □ C □ の差を利用してとることができる。

	A	B	C
1	IFFT	ない (違う波形)	位相
2	IFFT	ある (同じ波形)	振幅
3	IFFT	ある (同じ波形)	位相
4	FFT	ない (違う波形)	振幅
5	FFT	ある (同じ波形)	位相

A-9 次の記述は、図に示す各種整流回路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、各図において、交流入力とは正弦波であり、変圧器の二次側電圧 v [V] は同一とし、負荷抵抗 R_1 、 R_2 及び R_3 [Ω] に流れる電流の平均値は同一とする。また、変圧器Tは無損失であり、ダイオードDは理想ダイオードとする。

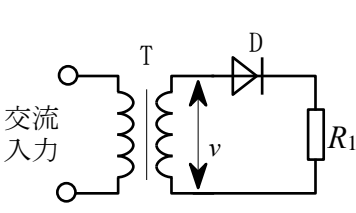


図 1 単相半波整流回路

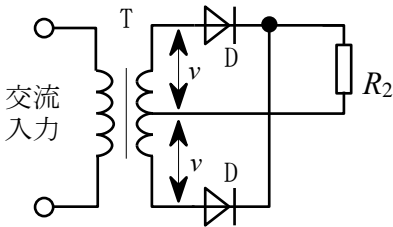


図 2 単相全波整流回路

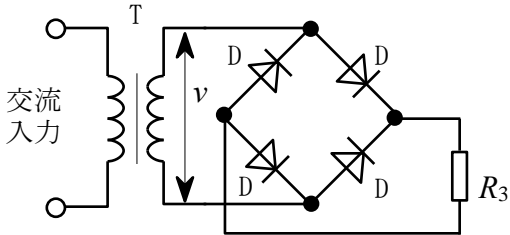


図 3 単相ブリッジ形整流回路

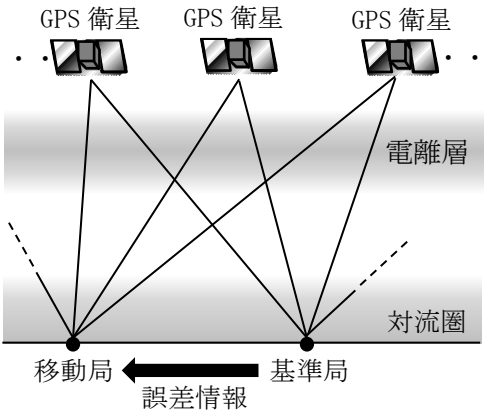
- 1 図2の各ダイオードに流れる電流の平均値は、図1のダイオードに流れる電流の平均値の1/2である。
- 2 図3の各ダイオードに流れる電流の平均値は、図2の各ダイオードに流れる電流の平均値と同じである。
- 3 図2の回路の整流効率は、図1の回路の整流効率の2倍である。
- 4 図3の回路の整流効率は、図2の回路の整流効率と同じである。
- 5 図3の回路の R_3 の値は、図2の回路の R_2 の値の2倍である。

A-10 次の記述は、通信衛星の食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) 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70分程度、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) この間は、□B□などの二次電池により衛星搭載機器に電力が供給される。サービスエリアからみた食が始まる時間は、衛星軌道位置がサービスエリアに対応した経度よりも東にあるほど□C□なる。
- | | A | B | C |
|---|--------|-----------|----|
| 1 | 夏至又は冬至 | リチウムイオン電池 | 遅く |
| 2 | 夏至又は冬至 | 鉛蓄電池 | 早く |
| 3 | 春分及び秋分 | リチウムイオン電池 | 早く |
| 4 | 春分及び秋分 | リチウムイオン電池 | 遅く |
| 5 | 春分及び秋分 | 鉛蓄電池 | 遅く |

A-11 次の記述は、図に示すようなGPS(Global Positioning System)を利用した移動局の位置の測位に伴う測位誤差や、既知の地点(基準局)でGPSの誤差を測定しこの誤差情報により離れた地点の誤差を推定し補正するディファレンシャルGPS(DGPS)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 マイクロ波が電離層を通過する際に生じる電離層遅延は、高度100Km程度以上に現れるスプラディックE層やF層の影響が大きい。電離層遅延量は周波数に比例するため、2周波以上の測定により軽減することができる。
- 2 マイクロ波が大気中を通過する際に生じる対流圏遅延は、大気密度が高い地表付近で大きくなるが、対流圏遅延量は周波数依存がないため、2周波以上の測定による軽減ができない。
- 3 マイクロ波のマルチパスによる測位誤差は、仰角の低いGPS衛星を使用しないことが有効であるが、DGPSによる補正はできない。
- 4 衛星クロック誤差は、基準局と移動局の位置関係に依存しないため、DGPSにより良好に補正できる。
- 5 GPS衛星軌道の予測誤差である衛星軌道誤差は、基準局と移動局にほぼ共通に現れるためDGPSにより補正できるが、基準局と移動局の距離(基準長)が長くなると共通性が減少することから補正精度が低下する。



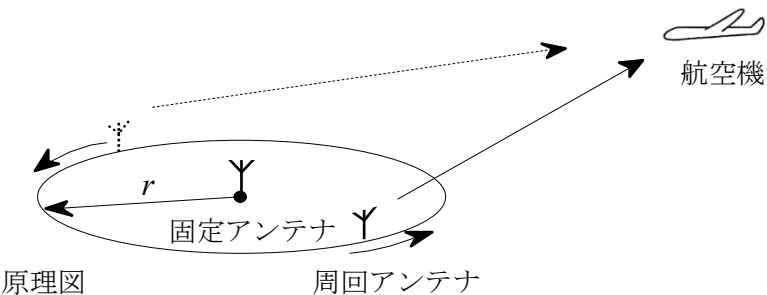
A-12 次の記述は、スペクトル拡散(SS)通信方式の一つである直接拡散(DS)方式について述べたものである。□内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。なお、同じ記号の□内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 送信系の拡散処理、受信系の逆拡散処理において、各通信チャネルごとに異なる拡散符号(擬似雑音符号)を用いることにより、同一の周波数帯域を共有する符号分割多元接続(CDMA)ができるが、同時に利用する拡散符号同士の□A□が相互相関特性に影響する。
 - (2) 受信系で逆拡散処理を行うためには、受信系で発生させる拡散符号を受信スペクトルの拡散符号に同期させる必要があるが、符号同期を確立するためには、拡散符号の□B□が良いことが重要である。
 - (3) (1)、(2)の条件を満たす拡散符号として□C□や、生成できる符号系列数を□C□に比べて増大させた□D□等がある。
- | | A | B | C | D |
|---|-----|--------|---------|---------|
| 1 | 直交性 | 自己相関特性 | M 系列 | Gold 系列 |
| 2 | 因果性 | 自己相関特性 | Gold 系列 | M 系列 |
| 3 | 直交性 | 自己相関特性 | Gold 系列 | M 系列 |
| 4 | 直交性 | ランダム性 | M 系列 | Gold 系列 |
| 5 | 因果性 | ランダム性 | Gold 系列 | M 系列 |

A-13 次の記述は、ドプラVOR (DVOR) 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) DVORは、原理図に示すように、等価的に円周上を □ A □ の速さで周回するアンテナから電波を発射するものである。この電波を遠方の航空機で受信すると、ドプラ効果により、30 [Hz] で周波数変調された可変位相信号となる。また、中央の固定アンテナ(キャリアアンテナ)から、周回アンテナと同期した30 [Hz] で振幅変調された基準位相信号を発射する。
- (2) 実際には、円周上に等間隔に並べられたアンテナ(サイドバンドアンテナ)列に、給電するアンテナを次々と一定回転方向に切り換えることで、(1)の周回アンテナを実現している。この際、標準VOR(CVOR)との両立性を保つため、ドプラ効果による周波数の偏移量がCVORの基準位相信号の最大周波数偏移(480 [Hz])と等しくなるよう、サイドバンドアンテナを配置する円の □ B □ を搬送波の波長の約5倍にするとともに、その回転方向を、CVORと □ C □ にする。

	A	B	C
1	1,800 [rpm]	半径 r	同一方向
2	1,800 [rpm]	半径 r	逆方向
3	1,800 [rpm]	直径 $2r$	逆方向
4	3,600 [rpm]	直径 $2r$	同一方向
5	3,600 [rpm]	半径 r	逆方向

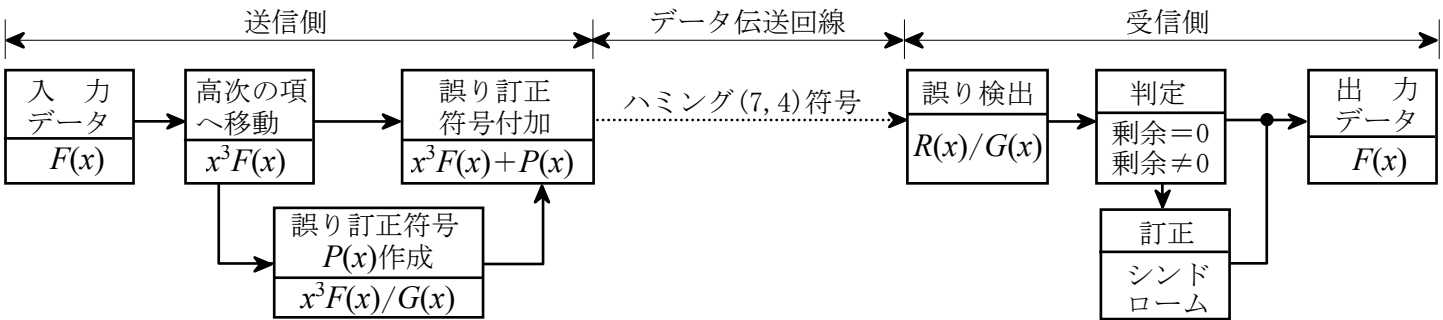


A-14 次の記述は、デジタル移動体通信に用いる変調方式について述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

- (1) GMSK 方式は、□ A □ フィルタにより帯域制限した NRZ 信号系列を変調ベースバンド信号として、変調指数 □ B □ で FSK 変調したものであり、MSK 方式よりさらに狭帯域化が実現されている。また、振幅が一定であるため、電力増幅器にC級増幅器が使える。
- (2) $\pi/4$ シフト QPSK 方式は、同一の情報系列の場合でも少なくとも $\pi/4$ [rad] の □ C □ が加えられるため、同一シンボルが連続しても QPSK に比べてタイミング再生が容易である。また、振幅変動が緩和される。

	A	B	C
1	ローloff	0.5	位相遷移
2	ローloff	0.7	同期パルス
3	ガウス	0.7	同期パルス
4	ガウス	0.7	位相遷移
5	ガウス	0.5	位相遷移

A-15 次の記述は、移動通信などのデータ伝送の誤り制御方式の一つである前方誤り訂正(FEC)方式について、図に示す構成例を基に、ブロック符号の一つであるハミング(7,4)符号を例にしてそ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。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。



- (1) 送信側の $x^3 F(x)$ は、誤り訂正符号 $P(x)$ を付加する場所を空けるために、□ A □ ビットの入力データ $F(x)$ に、 x^3 を乗算したものである。
- (2) 送信側の誤り訂正符号 $P(x)$ は、 $x^3 F(x)$ を生成多項式 $G(x)$ で割ったときの □ B □ である。これを $x^3 F(x)$ に付加し、7 ビットの送信符号 $x^3 F(x) + P(x)$ として伝送する。
- (3) 受信側では、受信符号 $R(x)$ を送信側と同じ生成多項式 $G(x)$ で割ったときの剰余について判定する。符号を正しく受信できたときは割り切れるので、剰余=0 となる。他方、割り切れない(剰余≠0)ときは、その剰余をシンδροームと比較し、一致したときは、それに対応する □ C □ ビットの誤りの場所の誤り訂正を行うことができる。
- (4) (3)のシンδροームは、受信側で $G(x)$ は既知であるから、□ C □ ビットの誤りが存在する $R(x)$ のパターン毎に $G(x)$ で割ったときの剰余を計算したものであり、誤り訂正の元となる。送信側の誤り訂正符号の付加回路と受信側の判定及び訂正回路は、シフトレジスタ電子回路により構成され、自動的に処理することができる。

	A	B	C
1	3	剰余	1
2	3	商	1
3	4	剰余	1
4	4	剰余	2
5	3	商	2

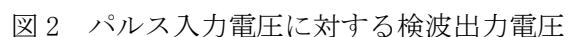
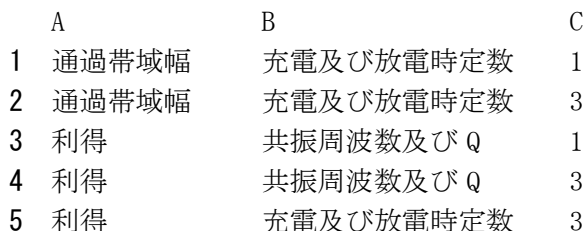
(1) 電力効率を良くするために増幅器が非線形領域で動作するように設計されていると、相互変調積が生じて信号と異なる周波数帯の成分が生ずる。このため、単一波を入力したときの飽和出力電力に比べて、複数波を入力したときの帯域内の各波の飽和出力電力の A 。

(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 B 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。

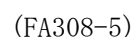
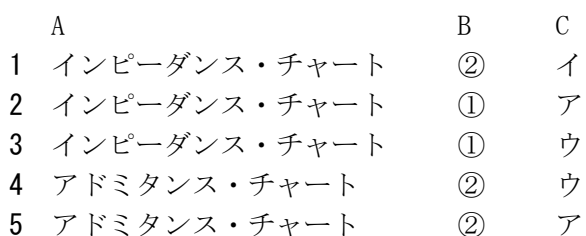
(3) 相互変調積などの影響を軽減するには、入力バックオフを C することなどがあるが、あまり入力バックオフを C してしまうと、中継器の電力利用効率を低下させてしまう。

	A	B	C
1	総和は増加する	入力電力	大きく
2	総和は増加する	出力電力	小さく
3	総和は減少する	入力電力	小さく
4	総和は減少する	入力電力	大きく
5	総和は減少する	出力電力	小さく

- (1) 人工雑音などの高周波雑音の多くはパルス性雑音であり、その高周波成分が広い周波数範囲に分布しているため、同じ雑音でも測定器の **A**、直線性、検波回路の時定数等によって出力の雑音の波形が変化し、出力指示計の指示値が異なる。このため、雑音電界強度を測定するときの規格が定められている。
- (2) 準尖頭値は、規定の **B** を持つ直線検波器で測定された見掛け上の尖頭値であり、パルス性雑音を検波したときの出力指示計の指示値と無線通信に対する妨害度とを対応させるために用いる。
- (3) パルス性雑音の尖頭値は、出力指示計の指示値に比べて大きいことが多いので、測定器入力端子から直線検波器までの回路の直線動作範囲を十分広くする必要がある。このため、図2において、直線検波器の検波出力電圧が直線性から **C** [dB] 離れるときのパルス入力電圧と、出力指示計を最大目盛りまで振らせるときのパルス入力電圧の比で過負荷係数が定義され、その値が規定されている。



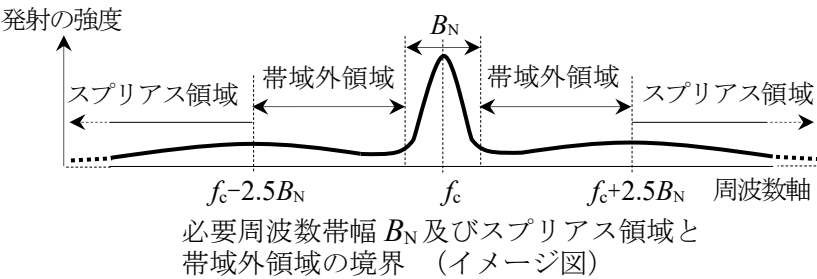
- (1) 一般的に、スミス・チャートはインピーダンスと反射係数の関係を表すインピーダンス・チャートを示すが、アドミタンス・チャートと合わせて利用されることが多い。図1は上半面がインダクティブ、下半面がキャパシティブの領域を表す A の簡略図である。
- (2) インピーダンス $Z_L = 25 + j25 \text{ } [\Omega]$ を、特性インピーダンス $Z_0 = 50 \text{ } [\Omega]$ として正規化したインピーダンスを $R + jX \text{ } [\Omega]$ とすると、図1において $R + jX \text{ } [\Omega]$ を示す点はa点であり、ここで同じ虚数値 X を持った点の集合体である「等リアクタンス円」は B で示される線となり、 X が一定で R を変化させた場合 B で示される線上を動く。
- (3) 図2に示すとおり、インピーダンス Z_L の2端子素子にコンデンサ C を直列接続した場合、図1において、2端子素子の正規化インピーダンスを示すa点は、C の矢印の方向に動く。



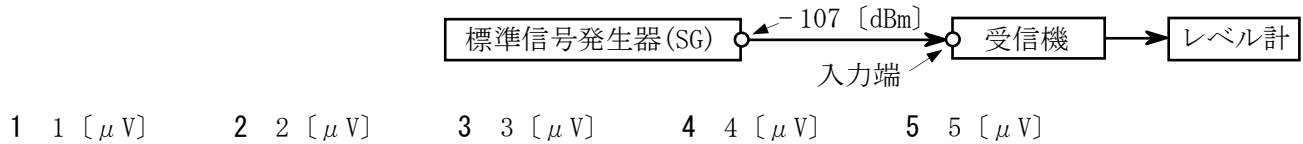
A-19 次の記述は、法令等に基づく無線局の送信設備の「スプリアス発射の強度」及び「不要発射の強度」の測定について、図を基にして述べたものである。□内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。なお、同じ記号の□内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 「□領域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、□領域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) 「□領域における不要発射の強度」の測定は、□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□領域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、□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□ことから、許容値を規定するための参照帯域幅の範囲内に含まれる不要発射の電力を積分した値を測定することとされている。

	A	B	C	D
1	帯域外	スプリアス	無変調	ない
2	帯域外	スプリアス	変調	ある
3	スプリアス	帯域外	無変調	ある
4	スプリアス	帯域外	無変調	ない
5	スプリアス	帯域外	変調	ない

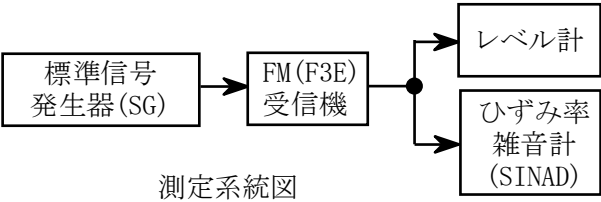


A-20 図に示す構成による受信機の感度測定において、信号源として、出力が電力表示(単位: [dBm])の標準信号発生器(SG)を用いて測定した結果、SGの出力が -107 [dBm]であった。このときの「受信機入力電圧」の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、このときの「受信機入力電圧」とは、受信機の入力端における信号源の開放電圧とする。また、SGと受信機間の接続損失は無視するものとし、SGの出力インピーダンス及び受信機の入力インピーダンスをそれぞれ $50\ [\Omega]$ 、 $\log_{10}2 = 0.3$ とする。



B-1 次の記述は、図に示す測定系統図を用いた SINAD 法による FM (F3E) 受信機の基準感度の測定手順について、その概要を述べたものである。□内に入れるべき字句を下の番号から選べ。

- (1) 標準信号発生器 (SG) を試験周波数に設定し、 $1,000$ [Hz] の□信号により 60% 変調状態(周波数偏移が許容値の 60% となる変調入力を加えた状態)とする。
- (2) (1) の状態で SG から受信機に 60 [dBμV] □の受信機入力電圧を加え、受信機の規定の復調出力(定格出力の $1/2$) が得られるように受信機の□を調整する。
- (3) (2) の状態で SG の出力を調整し、受信機の復調信号の SINAD 即ち $10 \log_{10}$ □が 12 [dB] となる SG の出力レベルから受信機入力電圧を求める。この値を基準感度という。ここで、 S は信号、 N は雑音、 D は□とする。



1 矩形波	2 以下	3 出力レベル	4 $\{(S+N+D)/(S+N)\}$	5 低調波成分
6 正弦波	7 以上	8 スケルチレベル	9 $\{(S+N+D)/(N+D)\}$	10 ひずみ成分

B-2 次の記述は、回路網の特性を測定するためのベクトルネットワークアナライザの基本的な機能等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。

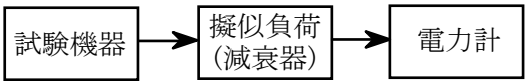
- ア 回路網の入力信号の周波数を掃引し、各種パラメータの周波数特性を測定できる。
- イ 回路網の入力信号、反射信号及び伝送信号の振幅と位相をそれぞれ測定し、 S パラメータを求める装置である。
- ウ 回路網の h パラメータ、 Z パラメータ及び Y パラメータは、 S パラメータから導出して得られる。
- エ 回路網と測定器を接続するケーブルなどの接続回路による測定誤差は、測定前の校正によっても補正することはできない。
- オ 回路網の入力信号と反射信号の分離には、2 抵抗型のパワー・スプリッタが用いられる。

B-3 次の記述は、図の測定系統による WiMAX(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) 基地局無線設備(試験機器)の「空中線電力の偏差」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、試験機器の空中線端子の数は1とし、「送信バースト繰り返し周期」を T [s]、「送信バースト長(電波を発射している時間)」を B [s] とする。また、電力計の条件として、型式は、熱電対若しくはサーミスタによる熱電変換型又はこれらと同等の性能を有するものとする。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 試験機器は、試験周波数に設定し、バースト送信状態とする。ただし、送信バーストが可変する場合は、送信バースト時間が □ ア になるように試験機器を設定すること。また、電力が □ イ なる電力制御の設定を行い、□ イ なる変調状態とする。
- (2) 測定操作手順は、電力計の零点調整を行い、試験機器を送信状態にする。次に、「繰り返しバースト波電力」 P_B [W] を十分長い時間にわたり、電力計で測定し、次式により「バースト区間内の □ ウ 電力」である P [W] を算出する。

$$P = P_B \times (\text{□ エ}) \text{ [W]}$$

P [W] を算出することができるのは、送信バーストのデューティ比が一定で、あらかじめ分かっており、電力計のセンサ又は指示部の時定数が送信バースト繰り返し周期 T [s] に対して十分 □ オ ので、送信バーストのデューティ比に比例した P_B [W] が得られることによるものである。



測定系統

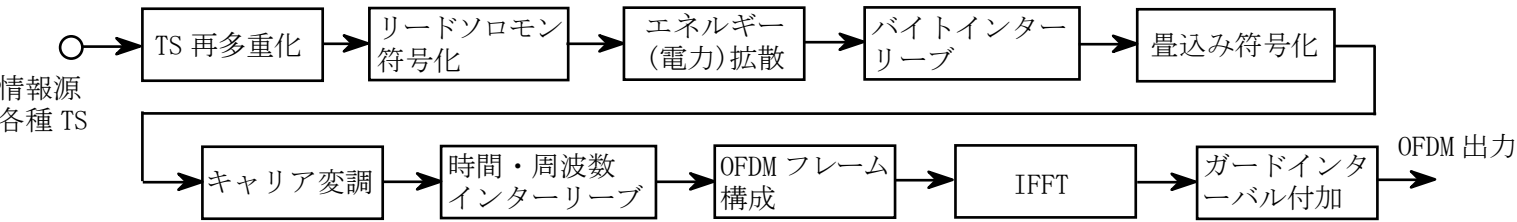
- | | | | | |
|----------|---------|-------|-------|----------|
| 1 最も長い時間 | 2 最大出力と | 3 平均 | 4 せん頭 | 5 B/T |
| 6 最も短い時間 | 7 最小出力と | 8 小さい | 9 大きい | 10 T/B |

B-4 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、 $s_0(t) \times s_s(t) = \text{□ イ}$ 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-5 次の記述は、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)で用いられる送信システムについて、図の伝送路符号化部基本構成に示す主要なブロック中、五つのブロックの働きについてそれぞれ述べたものである。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 「TS再多重化」では、放送の各種TS(Transport Stream)が入力され、16バイトのヌルデータを付加したパケットストリームに変換する。
- イ 「リードソロモン符号化」では、「TS再多重化」で付加された16バイトのヌルデータを誤り訂正のためのパリティバイトに置き換えて、パケット単位で誤りを訂正できるようにする。誤り訂正符号であるリードソロモン符号は、内符号である。
- ウ 「エネルギー(電力)拡散」では、変調波のエネルギーを特定のところに集中することを抑えとともに、受信側で信号からクロック再生を容易にするため、同じ値のデジタル符号(“0”または“1”)が長く続かないように、擬似乱数符号系列と伝送するデジタル符号の論理演算を行う。
- エ 「バイトインターリーブ」では、受信側でリードソロモン符号により誤り訂正を行った後のバースト誤りを拡散させることによって、畳込み符号の誤り訂正の性能を向上させる。
- オ 「時間・周波数インターリーブ」では、誤り訂正の効果を高め、移動受信性能と交差偏波識別度を向上させる。