

FA407

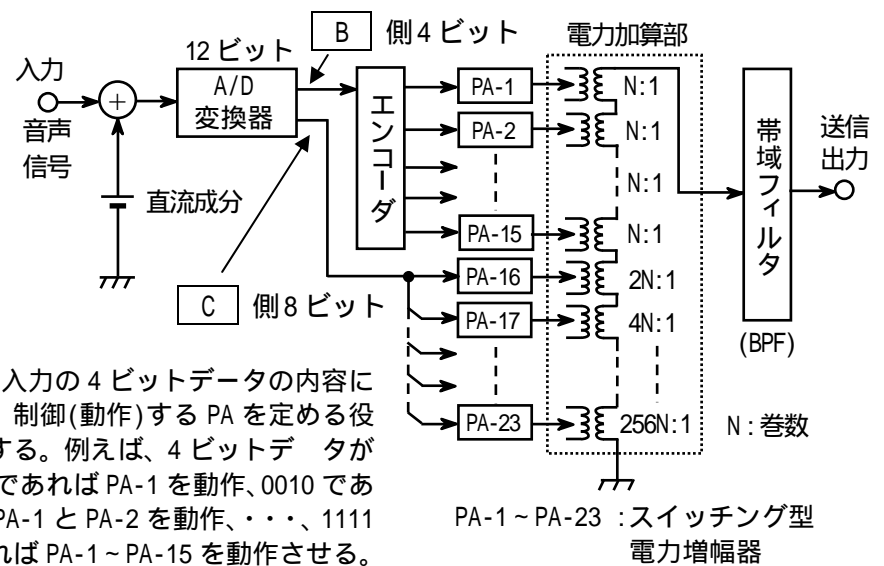
第一級陸上無線技術士「無線工学 A」試験問題

(参考) 試験問題の図中の抵抗などは、旧図記号を用いて表記しています。

25 問 2 時間 30 分

A - 1 次の記述は、図に示す構成例によるデジタル処理型のAM(A3E)送信機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。ただし、PA-1 ~ PA-23 は、それぞれ同一の電力増幅器(PA)であり、100%変調時には、全てのPAが動作するものとし、D/A変換の役目をする電力加算部、帯域フィルタ(BPF)は、理想的に動作するものとする。また、搬送波を波形整形した矩形波の励振入力に加えられた各PAは、デジタル信号のビット情報により制御されるものであり、MSBは最上位ビット、LSBは最下位ビットである。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 入力の音声信号に印加される直流成分は、無変調時の □ A □ を決定する。
- (2) 直流成分が印加された音声信号は、12ビットのデジタル信号に変換され、おおまかな振幅情報を表す □ B □ 側の4ビットと細かい振幅情報を表す □ C □ 側の8ビットに分けられる。□ B □ 側の4ビットは、エンコーダにより符号変換され、PA-1 ~ PA-15 に供給される。□ C □ 側の8ビットは、符号変換しないで PA-16 ~ PA-23 に供給される。
- (3) PA-16 ~ PA-23 の出力は、図に示すように電力加算部のトランスの巻線比を変えて PA の負荷インピーダンスを変化させることにより、それぞれ 1/2、1/4、1/8、1/16、1/32、1/64、1/128、1/256 に重み付けされ、電力加算部で PA-1 ~ PA-15 の出力と合わせて電力加算される。その加算された出力は、BPFを通すことにより、振幅変調(A3E)された送信出力となる。
- (4) 送信出力における無変調時の搬送波出力電力を 1 [kW] とした場合、PA-1 ~ PA-15 それぞれが分担する100%変調時の尖頭(ピーク)電力は、約 □ D □ [W] となる。



A	B	C	D
1 電力効率	LSB	MSB	250
2 電力効率	MSB	LSB	94
3 送信出力	MSB	LSB	250
4 送信出力	MSB	LSB	94
5 送信出力	LSB	MSB	94

A - 2 FM(F3E)波の占有周波数帯幅に含まれる側帯波の次数 n の最大値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、最大周波数偏移を 30 [kHz] とし、変調信号を周波数が 10 [kHz] の単一正弦波とする。また、 m を変調指数としたときの第 1 種ベッセル関数 $J_n(m)$ の 2 乗値 $J_n^2(m)$ は表に示す値とし、 $n = 0$ は搬送波を表すものとする。

- 1 1
- 2 2
- 3 3
- 4 4
- 5 5

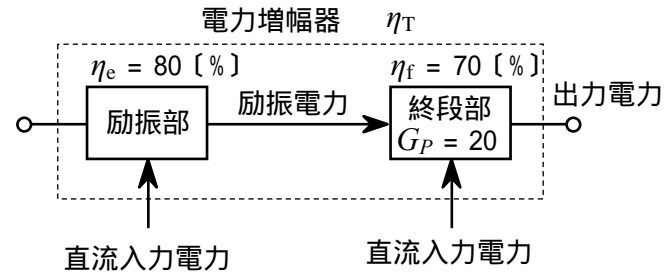
$J_n^2(m)$	$J_n^2(1)$	$J_n^2(2)$	$J_n^2(3)$	$J_n^2(4)$
0	0.5855	0.0501	0.0676	0.1577
1	0.1936	0.3326	0.1150	0.0044
2	0.0132	0.1245	0.2363	0.1326
3	0.0004	0.0166	0.0955	0.1850
4	0	0.0012	0.0174	0.0790
5	0	0	0.0019	0.0174

A - 3 次の記述は、直交周波数分割多重(OFDM)方式について述べたものである。このうち正しいものを下の番号から選べ。

- 1 各サブキャリアを直交させてお互いに干渉させずに最小の周波数間隔で配置している。情報のシンボルの長さを T [s] とし、サブキャリアの間隔を ΔF [Hz] とすると直交条件は、 $\Delta F \times T = 2$ である。
- 2 周波数領域から時間領域への変換では、変調シンボルをサブキャリア間隔で配置し、これに高速フーリエ変換(FFT)を施すことによって時間波形を生成する。
- 3 高速のデータを複数の低速データ列に分割し、複数のサブキャリアを用いて並列伝送を行うため、各サブキャリア信号のシンボル時間が遅延スプレッドに比較して相対的に長くなるので、マルチパス遅延波による干渉を低減することができる。
- 4 高速フーリエ変換(FFT)を施した出力データに外符号という干渉を軽減させるための冗長信号を挿入することによって、マルチパス遅延波の干渉を効率よく除去できる。
- 5 サブキャリア信号のそれぞれの変調波がランダムにいろいろな振幅や位相をとり、これが合成された送信波形は、各サブキャリアの振幅や位相の関係によってその振幅変動が大きくなるため、送信増幅では、非線形領域で増幅を行う必要がある。

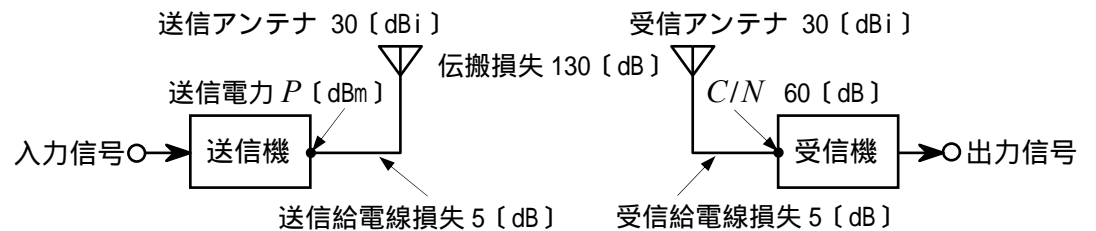
A - 4 図に示す電力増幅器の総合効率 η_T の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、励振部の電力効率 η_e を 80 [%]、終段部の電力効率 η_f 及び電力利得 G_P を、それぞれ 70 [%] 及び 20 (真数) とする。

- 1 67 [%]
- 2 63 [%]
- 3 60 [%]
- 4 58 [%]
- 5 57 [%]



A - 5 図に示す通信回線において、受信機の入力に換算した搬送波電力対雑音電力比 (C/N) が 60 [dB] のときの送信機の送信電力 (平均電力) 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、送信給電線及び受信給電線の損失をそれぞれ 5 [dB]、送信アンテナ及び受信アンテナの絶対利得をそれぞれ 30 [dBi]、両アンテナ間の伝搬損失を 130 [dB] 並びに受信機の雑音指数を 4 [dB]、等価雑音帯域幅を 10 [MHz]、ボルツマン定数 k 及び周囲温度 T をそれぞれ 1.38×10^{-23} [J/K] 及び 290 [K] とするものとし、1 [mW] を 0 [dBm] とする。また、 $\log_{10} 2 = 0.3$ とする。

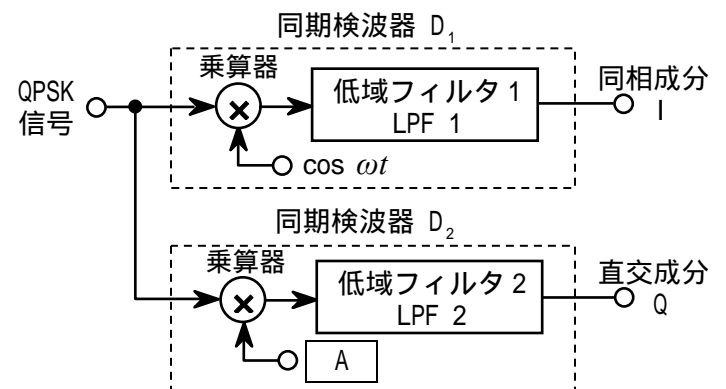
- 1 10 [dBm]
- 2 20 [dBm]
- 3 30 [dBm]
- 4 40 [dBm]
- 5 50 [dBm]



A - 6 次の記述は、図に示す同期検波器を用いた4相PSK(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。ただし、 ω [rad/s] は搬送波の角周波数とする。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 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 $\cos(\omega t + \theta(t))$ [V] を D_1 及び D_2 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 $\cos \omega t$ [V] 及び □ A □ [V] をそれぞれ D_1 及び D_2 の乗算器に加えて同期検波を行う。
- (2) D_1 において、低域フィルタ 1 は、QPSK 波の位相が $\pi/4, 7\pi/4$ [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、 D_2 において、低域フィルタ 2 は、QPSK 波の位相が □ B □ [rad] のとき正、□ C □ [rad] のとき負の信号を出力する。したがって、同相成分及び直交成分それぞれの正負を判断して QPSK 波の位相を判定することができる。

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



A - 7 次の記述は、周波数変調 (FM) 通信における S/N 改善効果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、 Δf [Hz] は最大周波数偏移、 B [Hz] は等価雑音帯域幅、 f_p [Hz] は最高変調周波数、 m_f は変調指数を示す。また、ここでの S/N 改善効果は、受信機の内部雑音以外の雑音は考慮しないものとする。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) FM では、□ A □ レベル以上の搬送波入力レベルがあれば、受信機入力の搬送波電力対雑音電力比 (C/N) 以上に受信機出力の信号対雑音比 (S/N) が良好になる。この良好となる割合を S/N 改善係数という。このことは、S/N 改善係数を I とすれば、 I 、 (C/N) 及び (S/N) をそれぞれ真数とした場合、式 で表される。

- (2) 例えば I が、 $I = 3\Delta f^2 B / (2f_p^3) = 3 \times \square C \times B / (2f_p)$ で表せる FM 通信方式の場合、式 中の係数 3 は、復調後の雑音が約 4.8 [dB] 改善されることを示す。また、□ C □ は、変調指数に関する改善分である。また、 $B / (2f_p)$ は、最高変調周波数の 2 倍に対する等価雑音帯域幅の比による改善分である。

- | A | B | C |
|-------------|------------------------|---------|
| 1 ブランキング | $S/N = (C/N) \times I$ | m_f |
| 2 スレッシュホールド | $S/N = (C/N) \times I$ | m_f^2 |
| 3 スレッシュホールド | $S/N = (C/N) + I$ | m_f^2 |
| 4 スレッシュホールド | $S/N = (C/N) + I$ | m_f |
| 5 ブランキング | $S/N = (C/N) + I$ | m_f^2 |

A - 8 次の記述は、衛星通信システムで用いられる周波数分割多元接続(FDMA)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) 送信地球局では、割り当てられた周波数を用いて信号を送るので、通常、隣接するチャネル間の衝突が生じないように、□ A □ を設ける。
- (2) 送信地球局では、割り当てられた周波数を用いて信号を送し、受信地球局では、□ B □ により相手を識別して自局向けの信号を取り出す。
- (3) 一つの中継器で複数の搬送波を同時に増幅するときの非線形増幅の影響を軽減するには、入力バックオフを □ C □ するなどの方法がある。

	A	B	C
1	ガードバンド	周波数	大きく
2	ガードバンド	タイムスロット	小さく
3	ガードバンド	タイムスロット	大きく
4	ガードタイム	周波数	小さく
5	ガードタイム	タイムスロット	大きく

A-9 次の記述は、図に示す BPSK(2PSK)復調器に用いられる基準搬送波再生回路の原理的な構成例において、基準搬送波の再生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) 入力 of BPSK 波 e_i は、次式で表される。ただし、 e_i の振幅を $1[V]$ 、搬送波の周波数を $f_c [Hz]$ とする。また、2 値符号 $s(t)$ はデジタル信号が "0" のとき 0、"1" のとき 1 の値をとる。

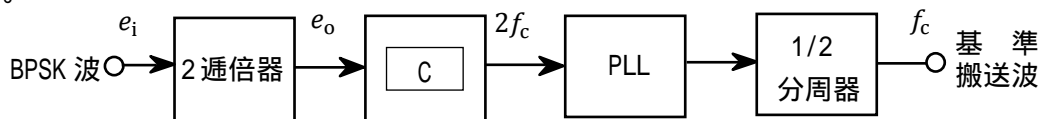
$$e_i = \cos \{ 2 f_c t + s(t) \} [V] \dots\dots\dots$$

- (2) 式 の e_i を 2 通倍器で二乗すると、その出力 e_o は、次式で表される。ただし、2 通倍器の利得は 1 (真数) とする。

$$e_o = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \times \cos \{ 2 (2f_c)t + \square A \} [V] \dots\dots$$

- (3) 式 から、 e_i を 2 通倍器で二乗することによって e_i の位相がデジタル信号に応じて □ B □ [rad] 変化しても、同相になることがわかる。
- (4) 2 通倍器の出力には、直流成分や雑音成分が含まれているので、□ C □ で $2f_c [Hz]$ の成分のみを取り出し、位相同期ループ (PLL) で位相安定化後、その出力を 1/2 分周器によって周波数 $f_c [Hz]$ の基準搬送波を再生する。

	A	B	C
1	2 $s(t)$	/2	高域フィルタ (HPF)
2	2 $s(t)$	/2	帯域フィルタ (BPF)
3	2 $s(t)$		帯域フィルタ (BPF)
4	$s(t)$	/2	高域フィルタ (HPF)
5	$s(t)$		帯域フィルタ (BPF)



A - 10 次の記述は、電源回路に用いるツェナー・ダイオード (D_z) に関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) D_z の定格には、ツェナー電圧、□ A □ などが規定されている。
□ A □ によって D_z に流せる電流が制限される。
- (2) D_z の逆方向特性は、ごくわずかの電流しか流れない飽和領域と、逆電流が急激に流れる降伏領域に分かれるが、定電圧素子として利用されるのは □ B □ 領域である。
- (3) 一般に、ツェナー電圧が 5 ~ 6 [V] 以上の D_z とシリコン・ダイオードを直列に接続して、□ C □ 特性を改善することができる。

	A	B	C
1	許容電力損失	降伏	温度
2	許容電力損失	飽和	温度
3	許容電力損失	飽和	スイッチング
4	許容ゲート損失	飽和	温度
5	許容ゲート損失	降伏	スイッチング

A - 11 次の記述は、蓄電池及び発電機を用いた無停電電源装置 (CVCF 又は UPS) について述べたものである。このうち正しいものを下の番号から選べ。

- 1 電圧及び周波数が変動する交流入力を安定した電圧の直流出力に変換する。
- 2 基本構成要素の一つであるインバータは、交流を直流に変換する。
- 3 商用電源が短時間停電したとき、無停電電源装置の入力端に接続されている発電機からの交流入力により、負荷に電力を供給する。
- 4 商用電源が長時間停電したとき、インバータの入力端に接続されている蓄電池の電力を交流電力に変換し、負荷に電力を供給する。
- 5 インバータ出力のパルス幅変調 (PWM) による制御や多重インバータによる制御は、大電力の無停電電源装置の出力電圧を安定化するのに適している。

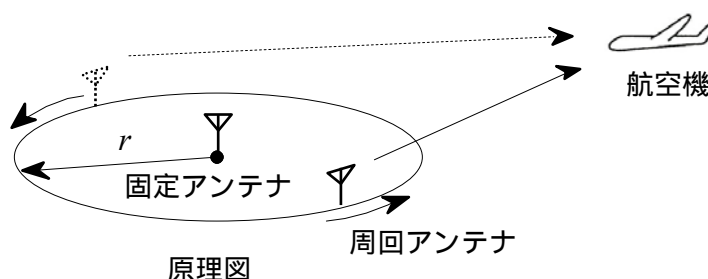
A - 12 次の記述は、レーダー方程式において、送信電力等のパラメータを変えた時の最大探知距離(R_{\max})の変化について述べたものである。 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、 R_{\max} は、レーダー方程式のみで決まるものとし、最小受信電力は、信号の探知限界の電力とする。

	A	B	C
(1) 送信電力を4倍にすると、 R_{\max} の値は、約 <input type="text"/> 倍になる。	1 0.7	1.4	2.0
(2) 最小受信電力が4倍大きい受信機を用いると、 R_{\max} の値は、約 <input type="text"/> 倍になる。	2 0.7	2.0	1.4
(3) アンテナの利得を4倍にすると、 R_{\max} の値は、 <input type="text"/> 倍になる。	3 1.4	0.7	2.0
	4 1.4	2.0	0.7
	5 2.0	1.4	0.7

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1,800〔rpm〕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、 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から、周回する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列に、給電するアンテナを次々と一定回転方向に切り替えることで、(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、円周の直径 $2r$ を搬送波の波長の約 倍にするとともに、その回転方向を、CVORと にする。

	A	B	C
1	60〔Hz〕	5	同一方向
2	60〔Hz〕	8	逆方向
3	30〔Hz〕	5	同一方向
4	30〔Hz〕	8	同一方向
5	30〔Hz〕	5	逆方向



A - 14 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。

- (1) 帯域圧縮などの情報源符号化処理により、デジタル信号に変換された映像、音声、データ等の送信情報を伝送する場合、、熱雑音、帯域制限及び非線形などの影響により、信号を構成する符号の伝送誤りが発生し、デジタル信号の情報が正しく伝送できないことがある。このため、送信側では、符号器により誤り制御符号としてデジタル信号に適当なビット数のデータ(冗長ビット)を付加し、受信側の復号器ではそれを用いて、誤りを訂正あるいは検出するという方法がとられる。
- (2) 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 $i = (i_1, i_2, \dots, i_k)$ とすると、符号器では、 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 $c = (i_1, i_2, \dots, i_k, p_1, p_2, \dots, p_{n-k})$ 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、 を符号化率という。また、チェックビットは、情報ビットの関数として定まり、あるブロックのチェックビットが の関数として定まる符号をブロック符号、 の関数として定まる符号を畳み込み符号と呼ぶ。

A	B	C	D
1 送信情報の種類	$(n - k) / n$	同じブロックの情報ビットだけ	過去にわたる複数の情報ビット
2 送信情報の種類	k / n	過去にわたる複数の情報ビット	同じブロックの情報ビットだけ
3 他の信号の干渉	$(n - k) / n$	同じブロックの情報ビットだけ	過去にわたる複数の情報ビット
4 他の信号の干渉	$(n - k) / n$	過去にわたる複数の情報ビット	同じブロックの情報ビットだけ
5 他の信号の干渉	k / n	同じブロックの情報ビットだけ	過去にわたる複数の情報ビット

A - 15 次の記述は、スーパーヘテロダイン受信機において、スプリアス・レスポンスを生ずることがあるスプリアスの周波数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、スプリアスの周波数を f_{SP} 〔Hz〕、局部発振周波数を f_0 〔Hz〕、中間周波数を f_{IF} 〔Hz〕とし、受信機の間周波フィルタは理想的なものとする。

	A	B	C
(1) 局部発振器の出力に高調波成分 $2f_0$ 〔Hz〕が含まれていると、 $f_{SP} =$ <input type="text"/> のとき、混信妨害を生ずることがある。	1 $2f_0 \pm f_{IF}$	$f_0 \pm 2f_{IF}$	$f_0 \pm (f_{IF}/2)$
(2) 局部発振器の出力に低調波成分 $f_0/2$ 〔Hz〕が含まれていると、 $f_{SP} =$ <input type="text"/> のとき、混信妨害を生ずることがある。	2 $2f_0 \pm f_{IF}$	$f_0 \pm 2f_{IF}$	$2f_0 \pm 2f_{IF}$
(3) 周波数混合器の非直線動作により、 $f_{SP} =$ <input type="text"/> のとき、混信妨害を生ずることがある。	3 $f_0 \pm 2f_{IF}$	$f_0 \pm 2f_{IF}$	$f_0 \pm (f_{IF}/2)$
	4 $2f_0 \pm f_{IF}$	$(f_0/2) \pm f_{IF}$	$f_0 \pm (f_{IF}/2)$
	5 $f_0 \pm 2f_{IF}$	$(f_0/2) \pm f_{IF}$	$2f_0 \pm 2f_{IF}$

A - 16 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 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。
- 2 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。
- 3 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。
- 4 回路網の入力信号として、正弦波が用いられる。
- 5 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。

A - 17 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 □。
- (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 □。
- (3) FFTアナライザは、入力信号に含まれる個々の正弦波の相對位相を測定することが □ C □。
- (4) 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 □ D □。

	A	B	C	D
1	できない	できない	できない	できる
2	できる	できる	できる	できない
3	できる	できる	できる	できる
4	できない	できる	できる	できない
5	できる	できない	できない	できる

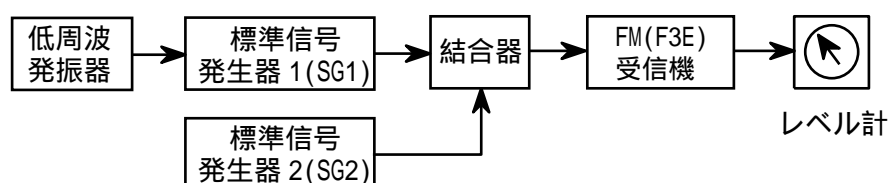
A - 18 計数形(直接カウント方式)周波数計の ± 1 カウント誤差に関する次の記述のうち、誤っているものを下の番号から選べ。

- 1 ± 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ずる。
- 2 ± 1 カウント誤差による周波数の測定値の誤差は、ゲート時間が 10 [s] のとき 10 [Hz] の桁に生ずる。
- 3 ± 1 カウント誤差による分解能は、ゲート時間が長く、測定する信号の周波数が高いほど良くなる。
- 4 入力信号を変換して得たパルス列をゲートの開閉により取り出して計数する方式を用いているため、原理的に ± 1 カウント誤差を零にすることができない。
- 5 入力信号の周期を測定し、その逆数から周波数を求める(レシプロカルカウント)方式と比較すると、入力信号周波数が基準クロック周波数より低いときの ± 1 カウント誤差の影響は、レシプロカルカウント方式の方が原理的に小さくなる。

A - 19 次の記述は、FM(F3E)受信機の相互変調特性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。ただし、標準信号発生器1(SG1)と標準信号発生器2(SG2)間の結合により、各SGの内部で発生する相互変調はないものとする。また、法令等で、希望波信号のない状態で相互変調を生ずる関係にある各妨害波を入力電圧 1.78 [mV] で加えた場合において、雑音抑圧が 20 [dB] 以下及び周波数割当間隔を Δf [Hz] として規定されているものとする。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 図に示す構成例において、SG2の出力を □ A □ とし、SG1の出力周波数を希望波周波数(試験周波数)に設定し、1,000 [Hz] の正弦波により 70 [%] 変調状態(周波数偏移が許容値の 70 [%] となる変調入力を加えた状態)とする。この状態で、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出力レベルを調整後、SG1の出力を断(OFF)とし、このときの受信機の復調出力(雑音)レベルを測定する。
- (2) SG1及びSG2を妨害波として接(ON)とし、SG1の出力周波数を試験周波数より Δf [Hz] (規定の周波数割当間隔)高い値に、SG2の出力周波数を試験周波数より □ B □ [Hz] 高い値に設定する。
- (3) SG1及びSG2を無変調とし、その出力電圧を等しい値に保ちながら変化させ、受信機の復調出力が(1)で求めた値より 20 [dB] 低い値となるときの妨害波の受信機入力電圧を求める。
- (4) SG1の出力周波数を試験周波数より Δf [Hz] 低い値に、SG2の出力周波数を試験周波数より □ B □ [Hz] 低い値に設定し、(3)と同様の測定を行う。
- (5) 試験結果として上、下妨害波のそれぞれの受信機入力電圧を [mV] 単位で記載し、1.78 [mV] □ C □ であることを確認する。

	A	B	C
1	接(ON)	$2\Delta f$	以上
2	接(ON)	$3\Delta f$	以下
3	断(OFF)	$2\Delta f$	以上
4	断(OFF)	$3\Delta f$	以下
5	断(OFF)	$3\Delta f$	以上



A - 20 次の記述は、スペクトルアナライザを用いたAM(A3E)送信機の変調度測定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、搬送波振幅を A 〔V〕、搬送波周波数を f_c 〔Hz〕、変調信号周波数を f_m 〔Hz〕、変調度を $m_a \times 100$ 〔%〕及び $\log_{10} 2 = 0.3$ とする。

- (1) 正弦波の変調信号で振幅変調された電波の周波数スペクトルは、原理的に図1に示すように周波数軸上に搬送波と上側帯波及び下側帯波の周波数成分となる。この振幅変調された電波 E_{AM} 〔V〕は、次式で示される。

$$E_{AM} = A \cos(2\pi f_c t) + (m_a A / 2) \cos\{2\pi (f_c + f_m) t\} + (m_a A / 2) \cos\{2\pi (f_c - f_m) t\} \text{〔V〕}$$

- (2) 上下側帯波の振幅 $m_a A / 2$ 〔V〕を S 〔V〕とすると m_a は、次式で示される。

$$m_a = \frac{S}{A}$$

- (3) よって、例えば、図2の測定例の画面上の搬送波と上下側帯波の振幅の差が、12〔dB〕の時の変調度は、□〔%〕となる。

- (4) 測定誤差要因として注意することは、変調信号に大きなひずみがある場合、上下側帯波の振幅が□すること、また、周波数変調が重複していると、上下側帯波振幅に差が生ずることなどである。

	A	B	C
1	S/A	30	減少
2	S/A	50	増加
3	$2S/A$	30	減少
4	$2S/A$	40	増加
5	$2S/A$	50	減少

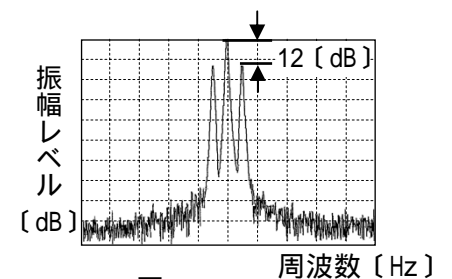
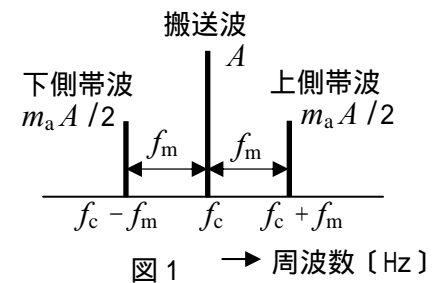


図2

B - 1 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。□内に入れるべき字句を下の番号から選べ。

- (1) 直接中継方式は、受信波を同一の周波数帯で増幅して送信する方式である。直接中継を行うときは、希望波受信電力 C と自局内回込みによる干渉電力 I の比(C/I)を規定値□に確保しなければならない。
- (2) □中継(ヘテロダイン中継)方式は、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方式であり、信号の変復調回路を持たない。
- (3) □中継方式は、復調した信号から元の符号パルスを再生した後、再度変調して送信するため、波形ひずみ等が累積□。
- (4) □中継方式は、送受アンテナの背中合わせや反射板による方式で、近距離の中継区間の障害物回避等に用いられる。

- | | | | | |
|------|-------|--------|--------|--------------|
| 1 以上 | 2 2周波 | 3 多段 | 4 されない | 5 同一周波数(SFN) |
| 6 以下 | 7 非再生 | 8 検波再生 | 9 される | 10 無給電 |

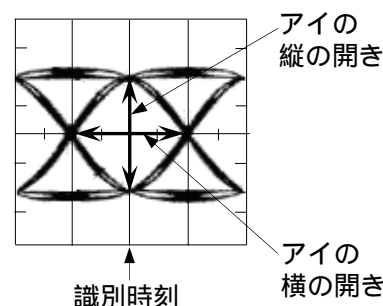
B - 2 次の記述は、WiMAXと呼ばれ、法令等で規定された我が国の直交周波数分割多元接続方式広帯域移動無線アクセスシステムについて述べたものである。□内に入れるべき字句を下の番号から選べ。なお、このシステムは、オールIPベースのネットワークに接続することを前提とし、公衆向けの広帯域データ通信サービスを行うための無線アクセスシステムである。

- (1) □〔GHz〕帯の電波が利用されている。
- (2) 使用帯域幅にかかわらずサブキャリア間隔を一定にするスケーラブルOFDMが採用されている。これにより、システムの使用帯域幅が変わっても高速移動の環境で生じる□の影響をどの帯域幅でも同一とすることが可能である。
- (3) 複数ユーザが□に通信できるように、すべてのサブキャリアを全ユーザが共有し、特定の複数のサブキャリアをサブチャネルと位置づけ、特定の時間タイミングで各ユーザにサブチャネルを適応的に割り当てることによって直交周波数分割多元接続(OFDMA)を実現している。
- (4) 通信方式は、一般に周波数の有効利用の面で有利な□方式が規定されている。
- (5) 変調方式は、BPSK、QPSK、16QAM、64QAMが規定されている。また、電波の受信状況などに応じて、変調方式を選択して対応する□が可能である。

- | | | | | |
|-------|---------|-------|----------------|-----------|
| 1 5.8 | 2 遠近問題 | 3 交互に | 4 時分割複信(TDD) | 5 適応変調 |
| 6 2.5 | 7 ドプラ効果 | 8 同時に | 9 周波数分割複信(FDD) | 10 差動位相変調 |

B - 3 図に一例を示す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 アイパターンにおけるアイの横の開き具合は、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。
- ウ 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。
- エ アイパターンを観測することにより受信信号の雑音に対する余裕(マージン)を知ることができる。
- オ 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。



B - 4 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) フェージング対策用の自動等化器には、大別すると、□ ア □ 領域で等化を行うものと □ イ □ 領域で等化を行うものがある。
- (2) □ ア □ 領域の等化は、等化器の特性をフェージングによる伝送路の伝達関数と □ ウ □ となるようにし、復調前の段階で振幅及び遅延周波数特性を補償する。
- (3) トランスバーサル自動等化器などによる □ イ □ 領域の等化は、□ エ □ の軽減に効果がある。
- (4) 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、同時に回線品質が劣化する確率が □ オ □ 二つ以上の通信系を用意し、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。

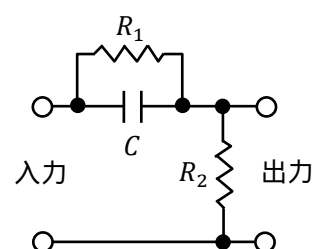
- | | | | | |
|-------|---------|--------|---------|--------|
| 1 時間 | 2 帯域外 | 3 同じ特性 | 4 符号間干渉 | 5 大きい |
| 6 周波数 | 7 スプリアス | 8 逆の特性 | 9 トラヒック | 10 小さい |

B - 5 次の記述は、周波数変調(FM)通信に用いられるエンファシス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。ただし、 ω [rad/s] は入力信号の角周波数とする。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) エンファシスは、送信機で周波数変調する前の変調信号の □ ア □ を強調(プレンファシス)し、受信機で復調した後にプレンファシスの逆の特性で □ ア □ を低減(ディエンファシス)することによって □ イ □ を改善し、FM の高忠実度伝送を可能とするものである。FM 通信方式に用いられるエンファシス回路には、送信機のプレンファシス回路と受信機のディエンファシス回路とがあり、両方の回路が一体となって動作するものである。
- (2) 例えば、図に示すプレンファシスの原理的回路の伝達関数 $F_P(\omega)$ の大きさ $|F_P(\omega)|$ は、次式で表される。ただし、時定数 $\tau = C R_1$ [s] とし、 $\omega \tau R_2 / (R_1 + R_2) \ll 1$ とする。

$$|F_P(\omega)| \quad \square \text{ウ} \square$$

- (3) ディエンファシス回路の伝達関数を $F_D(\omega)$ とすると、エンファシスを実現するためには、 $F_P(\omega)$ と $F_D(\omega)$ の関係を □ エ □ = 1 となるように設定する。これによって送受信間での周波数特性が平坦になる。
- (4) 我が国の FM 放送(アナログ超短波放送)においては、時定数 τ の値として、□ オ □ [μs] が用いられている。



- | | | | | |
|--------|-------|--------------------------------|--|-------|
| 1 低域成分 | 2 S/N | 3 $\sqrt{1 - (\omega \tau)^2}$ | 4 $ F_P(\omega) / F_D(\omega) $ | 5 50 |
| 6 高域成分 | 7 C/N | 8 $\sqrt{1 + (\omega \tau)^2}$ | 9 $ F_P(\omega) \times F_D(\omega) $ | 10 75 |