

第二級陸上無線技術士「無線工学 A」試験問題

25 問 2 時間 30 分

A－1 次の記述は、BPSK 信号及び QPSK 信号の信号点配置図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、信号点間距離は、雑音などがあるときの信号の復調・識別の余裕度を示すもので、信号点配置図における信号点の間の距離のうち、最も短いものをいう。

- 図 1 に示す BPSK 信号の信号点配置図において、信号点間距離は①で表される。また、図 2 に示す QPSK 信号の信号点配置図において、信号点間距離は □ A □ で表される。
- BPSK 信号及び QPSK 信号の信号点間距離を等しくして妨害に対する余裕度を一定にするためには、BPSK 信号の送信電力を P [W] とすると、QPSK 信号の送信電力を □ B □ [W] にする必要がある。

- | | | |
|---|---|--------------|
| | A | B |
| 1 | ③ | $\sqrt{2}P$ |
| 2 | ③ | $P/\sqrt{2}$ |
| 3 | ③ | $2P$ |
| 4 | ② | $\sqrt{2}P$ |
| 5 | ② | $2P$ |

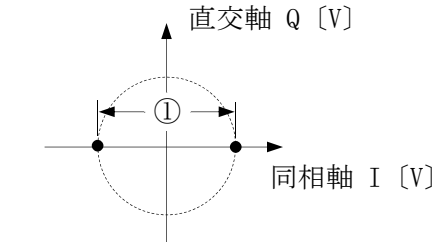


図 1 BPSK 信号点配置図

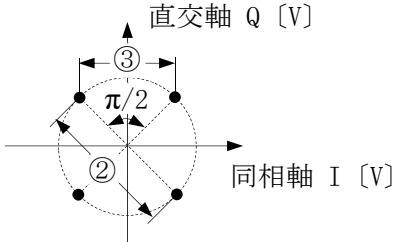


図 2 QPSK 信号点配置図

A－2 次の記述は、セルラー方式の移動通信システムの通信規格の一つであり、LTE(Long Term Evolution)と呼ばれる我が国のシングルキャリア周波数分割多元接続(SC-FDMA)方式携帯無線通信を行う無線局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。

- LTE では、陸上移動局(携帯端末)から基地局へ送信する場合、ピーク電力対平均電力比(PAPR)の低減が可能なシングルキャリア周波数分割多元接続(SC-FDMA)方式が用いられているため、送信電力増幅器の電力消費を抑えることにつながり、携帯端末の省電力化や送信電力増幅器の低廉化が可能となる。
- LTE では、基地局から陸上移動局(携帯端末)へ送信を行う場合、直交周波数分割多重(OFDM)方式が用いられる。
- 直交周波数分割多重(OFDM)方式は、シングルキャリアをデジタル変調した場合と比較して、伝送速度はそのままシンボル長を長くできる。シンボル長が長いほどマルチパス遅延波の干渉を受ける時間が相対的に短くなり、マルチパス遅延波の影響で生じるシンボル間干渉を受けにくくなる。
- 直交周波数分割多重(OFDM)方式では、通常シンボルの前半の一部をシンボルの後半にコピーする CP(Cyclic Prefix)と呼ばれるガードインターバルを付加することにより、伝送レートを向上させている。
- 基地局から陸上移動局(携帯端末)へ送信を行う回線においては、無線フレーム長を短縮することにより、接続遅延や制御遅延などの短縮が可能となり、低遅延の無線ネットワークを実現している。

A－3 次の記述は、直交振幅変調(QAM)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。

- 送信側では、互いに直交する位相関係にある二つの搬送波を、複数の振幅レベルを持つデジタル信号 $\psi_I(t)$ [V] 及び $\psi_Q(t)$ [V] でそれぞれ振幅変調し、その出力を加算して送出する。このときの直交振幅変調波 $e(t)$ は、次式で表される。ただし、 ω_c [rad/s] は、搬送波の角周波数を示す。

$$e(t) = \psi_I(t) \cos \omega_c t + \text{□ A □} \quad [\text{V}]$$

- 受信側では、互いに直交する位相関係にある二つの復調搬送波を用いてデジタル信号を復調する。

復調搬送波 $e_L(t)$ が $e_L(t) = 2\cos(\omega_c t - \varphi)$ [V] のとき、同期検波を行って低域フィルタ(LPF)を通すと、 $\varphi = \pi/2$ [rad] で、□ B □ が復調され、 $\varphi = 0$ [rad] で、□ C □ が復調される。

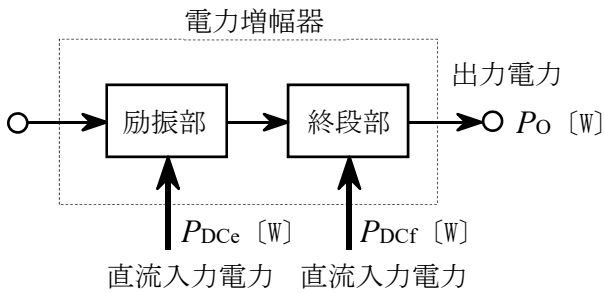
- | | | | |
|---|-----------------------------|-------------|-------------|
| | A | B | C |
| 1 | $\psi_Q(t) \sin \omega_c t$ | $\psi_I(t)$ | $\psi_Q(t)$ |
| 2 | $\psi_Q(t) \sin \omega_c t$ | $\psi_Q(t)$ | $\psi_I(t)$ |
| 3 | $\psi_Q(t) \cos \omega_c t$ | $\psi_I(t)$ | $\psi_Q(t)$ |
| 4 | $\psi_Q(t) \cos \omega_c t$ | $\psi_Q(t)$ | $\psi_I(t)$ |
| 5 | $\psi_Q(t) \tan \omega_c t$ | $\psi_I(t)$ | $\psi_Q(t)$ |

A－4 有能利得が 14 [dB] の高周波増幅器の入力端における雑音の有能電力(熱雑音電力)が -118 [dBm]、また、出力端における雑音の有能電力が -100 [dBm] であるとき、この増幅器の雑音指数の値として、正しいものを下の番号から選べ。

- | | | | | | | | | | |
|---|--------|---|--------|---|--------|---|--------|---|--------|
| 1 | 1 [dB] | 2 | 2 [dB] | 3 | 3 [dB] | 4 | 4 [dB] | 5 | 5 [dB] |
|---|--------|---|--------|---|--------|---|--------|---|--------|

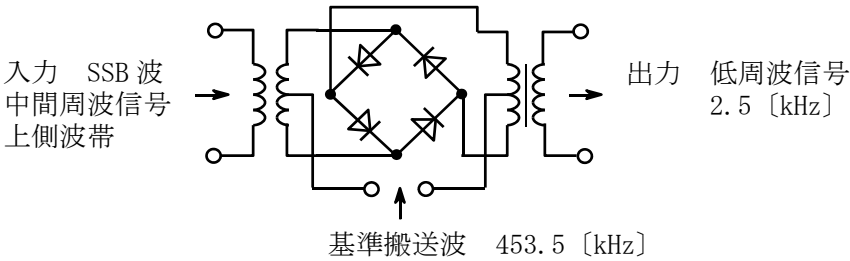
A-5 図に示す電力増幅器の総合的な電力効率を表す式として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、終段部の出力電力を P_O [W]、終段部の直流入力電力を P_{DCf} [W]、励振部の直流入力電力を P_{Dce} [W] とする。

- 1 $(P_O / P_{DCf}) \times 100$ [%]
- 2 $\{P_O / (P_{DCf} + P_{Dce})\} \times 100$ [%]
- 3 $\{P_O / (P_{DCf} - P_{Dce})\} \times 100$ [%]
- 4 $\{(P_O + P_{Dce}) / P_{DCf}\} \times 100$ [%]
- 5 $\{(P_O - P_{Dce}) / P_{DCf}\} \times 100$ [%]



A-6 図に示すリング復調回路に 2.5 [kHz] の低周波信号で変調された SSB(J3E)波を中間周波信号に変換して入力したとき、出力成分中に原信号である低周波信号 2.5 [kHz] が得られた。このとき、入力 SSB 波の中間周波信号の周波数として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、基準搬送波は 453.5 [kHz] とし、SSB 波は、上側波帯を用いているものとする。

- 1 453.0 [kHz]
- 2 454.5 [kHz]
- 3 455.5 [kHz]
- 4 456.0 [kHz]
- 5 456.5 [kHz]



A-7 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ずることのある現象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) 寄生振動は、発振器又は増幅器において、目的とする周波数と特定の関係が □ A □ 周波数で発振する現象である。
- (2) 混変調妨害は、受信機に希望波と同時に異なる周波数の高いレベルの妨害波が混入すると、回路の非直線動作のため、妨害波の □ B □ によって、希望波が変調を受け、受信機出力に現れる現象である。
- (3) 相互変調妨害は、受信機に複数の電波が入力されたとき、回路の非直線動作によって各電波の周波数の整数倍の成分の □ C □ の成分が発生し、これらが希望波の周波数又は中間周波数と一致したときに生ずる現象である。

	A	B	C
1	ない	変調信号	和又は差
2	ない	高調波	和又は差
3	ある	変調信号	積
4	ある	変調信号	和又は差
5	ある	高調波	積

A-8 次の記述は、スーパーヘテロダイン受信機の初段に設ける高周波増幅器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。

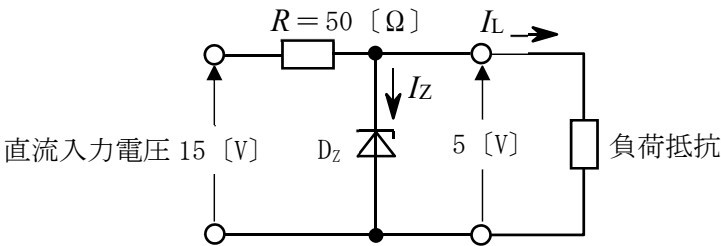
- (1) 受信機の雑音制限感度は、出力を規定の信号対雑音比(S/N)で得るために必要な □ A □ の受信機入力電圧をいい、受信機の総合利得及び初段の高周波増幅器の利得が十分大きいとき、高周波増幅器の □ B □ ではぼ決まる。
- (2) 高周波増幅器を設けると、□ C □ の電波による妨害の低減に効果がある。

	A	B	C
1	最大	雑音指数	近接周波数
2	最大	帯域幅	映像周波数
3	最小	帯域幅	近接周波数
4	最小	雑音指数	近接周波数
5	最小	雑音指数	映像周波数

A-9 次の記述は、図に示す基本的な定電圧回路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、ツェナーダイオード D_Z のツェナー電圧を 5 [V]、直流入力電圧を 15 [V]、抵抗 R を 50 [Ω] とする。

D_Z に流れる電流 I_Z [A] と負荷抵抗に流れる電流 I_L [A] との和は、一定である。よって、 I_Z の最大値は、負荷が □ A □ のときで、□ B □ [A] になる。したがって、このときに D_Z で消費される電力 □ C □ [W] より大きい許容損失の D_Z を使用する必要がある。

	A	B	C
1	開放	0.2	1.0
2	開放	0.2	0.5
3	開放	0.1	1.0
4	短絡	0.2	0.5
5	短絡	0.1	1.0



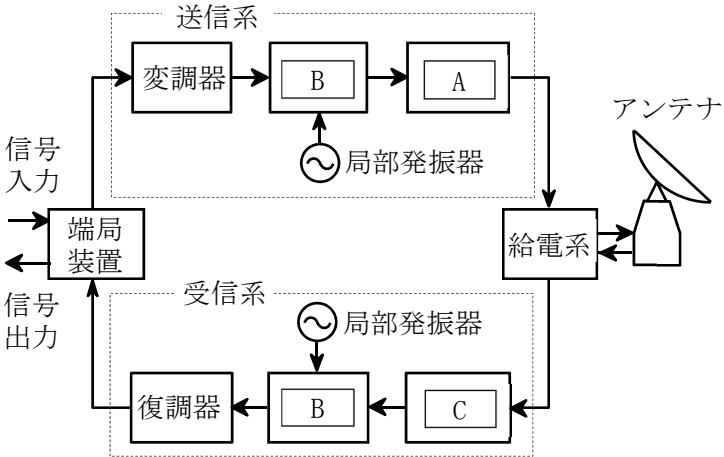
- A-10 電源に用いるコンバータ及びインバータに関する次の記述のうち、誤っているものを下の番号から選べ。
- 1 DC-DC コンバータには、入出力間の絶縁ができる絶縁型と、入出力間の絶縁ができない非絶縁型とがある。
 - 2 DC-DC コンバータのうち、入力電流をスイッチング素子で高速に ON/OFF するチョッパ方式は、原理的に出力電圧を昇圧することができない。
 - 3 インバータの出力制御方式の一つである PWM 方式は、パルス幅を変えることにより等価的に正弦波出力を得ようとするもので、パルス幅変調周期を決定するキャリア周波数が高いほど、出力の波形が正弦波に近づく。
 - 4 インバータは、出力の交流電圧の周波数及び位相を制御することができる。
 - 5 インバータの電力制御素子として、主に IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor) や MOS-FET などのトランジスタ及びサイリスタが用いられている。
- A-11 次の記述は、航空機の航行援助に用いられる ILS(計器着陸システム)の基本的な概念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 ILS 地上システムは、マーカ・ビーコン、ローカライザ及びグライド・パスの装置で構成される。
 - 2 マーカ・ビーコンは、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、VHF 帯の電波を利用しているが、DME 等により代用される場合もある。
 - 3 ローカライザは、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、VHF 帯の電波を利用している。
 - 4 グライド・パスは、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、UHF 帯の電波を利用している。
 - 5 グライド・パスの送信設備の条件として、発射する電波の偏波面は垂直である。
- A-12 パルスレーダーにおいて、送信パルスの尖頭電力が 50 [kW] のときの平均電力の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、パルスは理想的な矩形波とし、パルスの繰り返し周波数を 1,000 [Hz]、パルス幅を 1 [μs] とする。

- 1 5 [W] 2 6 [W] 3 30 [W] 4 50 [W] 5 300 [W]

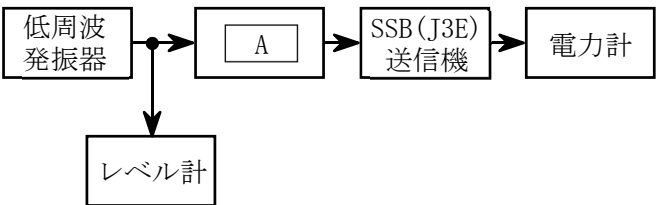
- A-13 図は、衛星通信に用いる地球局の構成例を示したものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

A	B	C
1 低雑音増幅器 (LNA)	周波数混合器	大電力増幅器 (HPA)
2 低雑音増幅器 (LNA)	A-D 変換器	大電力増幅器 (HPA)
3 低雑音増幅器 (LNA)	低周波増幅器	大電力増幅器 (HPA)
4 大電力増幅器 (HPA)	A-D 変換器	低雑音増幅器 (LNA)
5 大電力増幅器 (HPA)	周波数混合器	低雑音増幅器 (LNA)



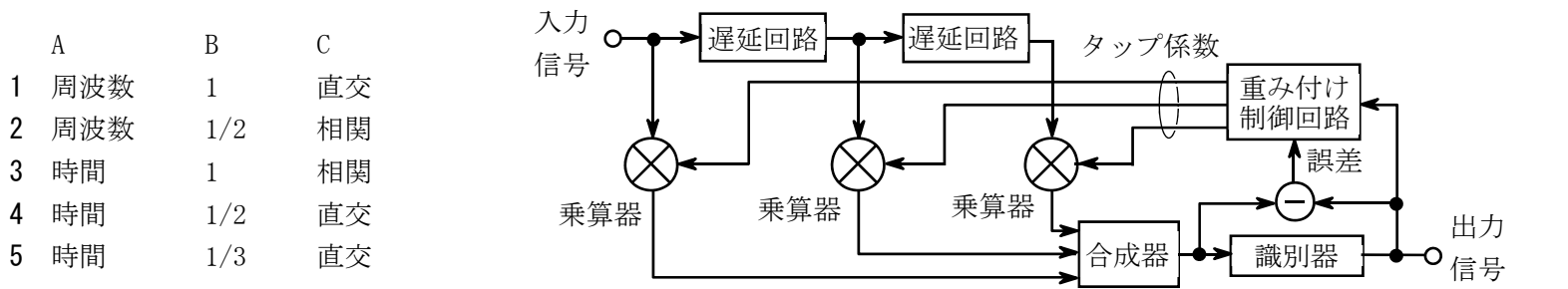
- A-14 次の記述は、SSB(J3E)送信機の空中線電力の測定法について述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。
- (1) 図に示す構成例において、低周波発振器の発振周波数を所定の周波数(1,500 [Hz] の正弦波)とし、□ A □ を操作して送信機の変調信号の入力レベルを増加しながら、そのつど送信機出力を電力計で測定し、送信機出力が □ B □ するまで測定を行う。このとき、低周波発振器の出力レベルが一定に保たれていることをレベル計で確認する。
 - (2) J3E 送信機の空中線電力は、□ C □ で表示することが規定されており、送信機出力が □ B □ したときの平均電力である。

A	B	C
1 可変減衰器	飽和	尖頭電力
2 可変減衰器	飽和	平均電力
3 可変減衰器	増加	平均電力
4 変調度計	飽和	平均電力
5 変調度計	増加	尖頭電力



A-15 次の記述は、図に示すデジタル無線通信に用いられるトランスバーサル形自動等化器の原理的構成例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) 周波数選択性フェージングなどによる伝送特性の劣化は、波形ひずみとなって現れるため、符号誤り率が大きくなる原因となる。トランスバーサル形自動等化器は、波形を補償する □ A □ 領域自動等化器の一つである。
- (2) 図に示すように、トランスバーサル形自動等化器は、□ B □ ビットずつパルス列を遅らせ、それぞれのパルスにタップ係数（重み係数）を乗じ、重み付けをして合成することにより、理論的に周波数選択性フェージングなどより生じた符号間干渉を打ち消すことができる。
- (3) 重み付けの方法は、図に示すように合成器の出力を識別器に入れ、識別時点における必要とする信号レベルとの誤差を検出し、この誤差が前後のどのパルスから生じたのかを、ビットと乗算して □ C □ 成分を検出し判定する。これにより、符号間干渉を与えているパルスに対するタップ係数を制御して誤差を打ち消す。



A-16 衛星通信回線の総合の搬送波電力対雑音電力比の値(真数)を表す式として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、雑音は、アップリンク熱雑音電力、ダウンリンク熱雑音電力、システム間干渉雑音電力及びシステム内干渉雑音電力のみとし、搬送波電力と各雑音電力との比をそれぞれ C/N_1 、 C/N_2 、 C/N_3 及び C/N_4 とする。

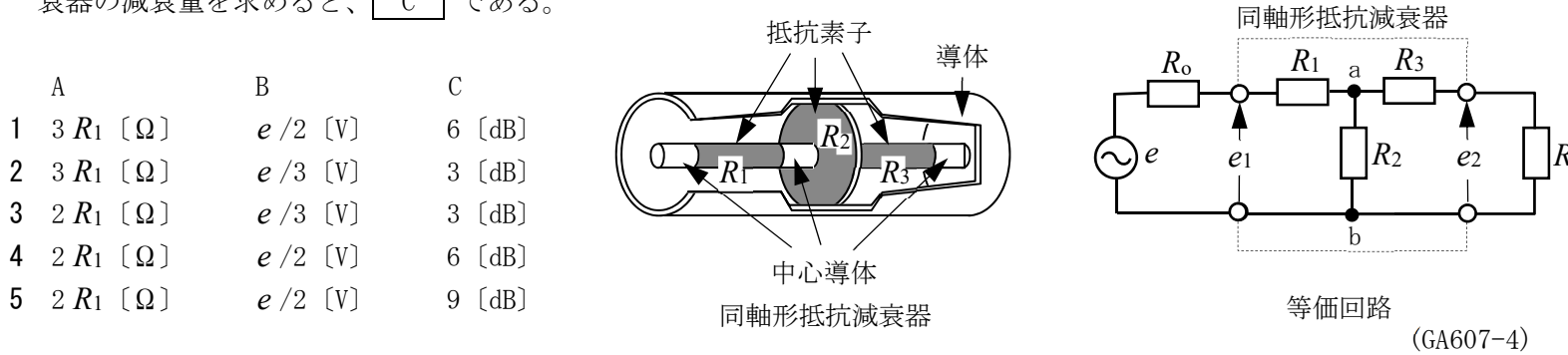
- 1 $\frac{1}{C/N_1} + \frac{1}{C/N_2} + \frac{1}{C/N_3} + \frac{1}{C/N_4}$
- 2 $4 / \left(\frac{1}{C/N_1} + \frac{1}{C/N_2} + \frac{1}{C/N_3} + \frac{1}{C/N_4} \right)$
- 3 $1 / \left(\frac{1}{C/N_1} + \frac{1}{C/N_2} + \frac{1}{C/N_3} + \frac{1}{C/N_4} \right)$
- 4 $(C/N_1 + C/N_2 + C/N_3 + C/N_4) / 4$
- 5 $C/N_1 + C/N_2 + C/N_3 + C/N_4$

A-17 オシロスコープで図に示すパルス信号が観測された。パルス信号の立ち上がり時間及びパルス幅の値の組合せとして、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、パルス波形の振幅は、オシロスコープの表示面にあらかじめ設定されている垂直目盛りの0及び100 [%] に合わせてあるものとし、水平軸の一目盛り当たりの掃引時間は2 [ms] とする。



A-18 次の記述は、図に示す同軸形抵抗減衰器及びその等価回路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、抵抗素子 R_1 [Ω]、 R_2 [Ω] 及び R_3 [Ω] には、 $R_1 = R_3$ 、 $R_2 = 4R_1$ の関係があり、入出力の抵抗 R_o の大きさは、 $R_o = 3R_1$ [Ω] とする。

- (1) 端子 ab から負荷側を見た R_2 [Ω]、 R_3 [Ω] 及び R_o [Ω] の合成インピーダンスは、□ A □ である。
- (2) 信号源電圧が e [V] のとき、減衰器の入力電圧 e_1 は $e_1 =$ □ B □ であり、 e_1 と出力電圧 e_2 との比からこの同軸形抵抗減衰器の減衰量を求めると、□ C □ である。



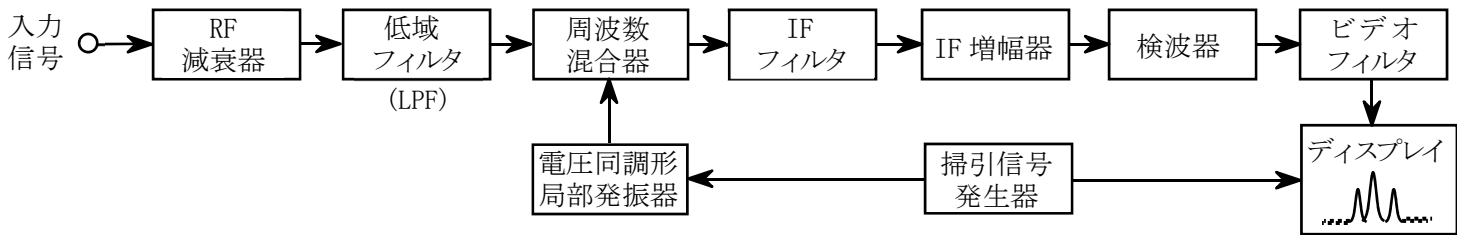
A-19 次の記述は、雑音について述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

- 1 トランジスタから発生するフリッカ雑音は、周波数が1オクターブ上がるごとに電力密度が3〔dB〕増加する。
- 2 トランジスタから発生する分配雑音は、フリッカ雑音より高い周波数領域で発生する。
- 3 抵抗体から発生する雑音には、熱じょう乱により発生する熱雑音及び抵抗体に流れる電流により発生する電流雑音などがある。
- 4 増幅回路の内部で発生する内部雑音には、熱雑音及び散弾(ショット)雑音などがある。
- 5 外部雑音には、コロナ雑音及び空電雑音などがある。

A-20 次の記述は、図に示すスーパーヘテロダイン方式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。

□ 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。

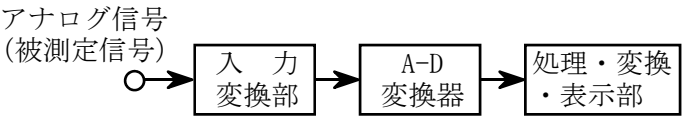
- (1) ディスプレイの垂直軸に入力信号の振幅を、水平軸に □ A □ を表示することにより、入力信号のスペクトルが直視できる。
- (2) 掃引信号発生器で発生する「のこぎり波信号」によって □ B □ した電圧同調形局部発振器の出力と入力信号とを周波数混合器で混合する。その出力は、IFフィルタ、IF増幅器を通った後、検波器を通してビデオ信号となる。ビデオ信号は、ビデオフィルタで帯域制限された後、ディスプレイの垂直軸に加えるとともに、のこぎり波信号を水平軸に加える。入力信号の測定可能な周波数の範囲は、IFフィルタの中心周波数及び □ C □ の周波数範囲によって決まる。
- (3) 周波数の分解能は、□ D □ の帯域幅によってほぼ決まる。



A	B	C	D
1 位相	周波数変調	電圧同調形局部発振器	ビデオフィルタ
2 位相	振幅変調	掃引信号発生器	IFフィルタ
3 周波数	周波数変調	電圧同調形局部発振器	IFフィルタ
4 周波数	振幅変調	電圧同調形局部発振器	IFフィルタ
5 周波数	周波数変調	掃引信号発生器	ビデオフィルタ

B-1 次の記述は、図に示すデジタルマルチメータの原理的な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。

- (1) 入力変換部は、アナログ信号(被測定信号)を増幅するとともに □ ア □ に変換し、A-D変換器に出力する。処理・変換・表示部は、A-D変換器で被測定信号(入力量)と基準量とを比較して得たデジタル出力を処理し、測定結果として表示する。
- (2) A-D変換器における被測定信号(入力量)と基準量との比較方式には、直接比較方式と間接比較方式がある。
- (3) 直接比較方式は、入力量と基準量とを □ イ □ と呼ばれる回路で直接比較する方式であり、間接比較方式は、入力量を □ ウ □ してその波形の □ エ □ を利用する方式である。高速な測定に適するのは、□ オ □ 比較方式である。



1 直流電圧	2 コンパレータ	3 微分	4 ひずみ	5 直接
6 交流電圧	7 ミクサ	8 積分	9 傾き	10 間接

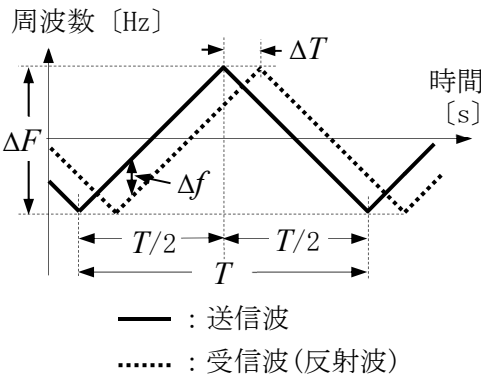
B-2 次の記述は、FM(F3E)受信機の感度抑圧効果について述べたものである。このうち正しいものを1、誤っているものを2として解答せよ。

- ア 感度抑圧効果は、希望波に近接した強いレベルの妨害波が加わると、受信機の感度が抑圧される現象である。
- イ 妨害波の許容限界入力レベルは、希望波の入力レベルが一定の場合、希望波と妨害波との周波数差が大きいほど低くなる。
- ウ 感度抑圧効果による妨害の程度は、妨害波が希望波の近傍にあって変調されているときは無変調の場合よりも大きくなることもある。
- エ 感度抑圧効果は、受信機の高周波増幅部あるいは周波数変換部の回路が、妨害波によって飽和状態になるために生ずる。
- オ 感度抑圧効果を軽減するには、高周波増幅部の利得を規定の信号対雑音比(S/N)が得られる範囲で高くする方法がある。

B-3 次の記述は、対地高度計として航空機に搭載されている FM-CW レーダー(電波高度計)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。

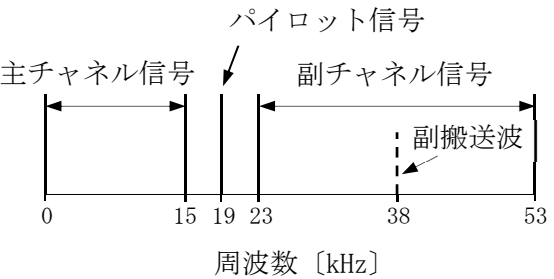
- (1) 図に示す三角波で周波数変調された電波を真下の地面／海面に送信波として発射し、その反射波である受信波と送信波の周波数差 Δf [Hz] から地面／海面までの距離を測定するものである。三角波の周期を T [s]、送信波の周波数偏移幅を ΔF [Hz] とすれば、送信周波数の時間当たりの変化率は、□ ア で表される。
- (2) Δf は、(1) で表される変化率と送信された電波が受信されるまでの時間 ΔT を用いて □ イ で表される。
- (3) 地面／海面までの距離を h [m]、電波の伝搬速度を c [m/s] とすれば、 ΔT は、□ ウ で表される。
- (4) (2) で表される Δf に、(3) で表される ΔT を代入すると Δf は、□ エ で表される。
- (5) よって、対地高度である地面／海面までの距離 h は、(4) から □ オ として求めることができる。



- | | | | | |
|------------------------|--------------------------------|--------------|---------------------------|---------------------------------|
| 1 $2\Delta F/T$ [Hz/s] | 2 $(2\Delta F/T)\Delta T$ [Hz] | 3 h/c [s] | 4 $2\Delta F h/(cT)$ [Hz] | 5 $cT\Delta f/(4\Delta F)$ [m] |
| 6 $\Delta F/T$ [Hz/s] | 7 $(\Delta F/T)\Delta T$ [Hz] | 8 $2h/c$ [s] | 9 $4\Delta F h/(cT)$ [Hz] | 10 $cT\Delta f/(2\Delta F)$ [m] |

B-4 次の記述は、図に示す我が国の FM 放送(アナログ超短波放送)における主搬送波を変調するステレオ複合(コンポジット)信号等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。

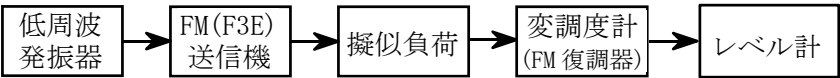
- (1) 左チャンネル信号及び右チャンネル信号から和信号及び差信号を作り、その内の □ ア 信号を主チャンネル信号として、0～15 [kHz] の帯域で伝送する。副チャンネル信号としては、38 [kHz] の副搬送波を □ イ 信号で □ ウ 変調し、23～53 [kHz] の帯域で伝送する。
- (2) 19 [kHz] のパイロット信号は、受信側で副チャンネル信号を復調するときに必要な □ エ を作るために付加する。
- (3) 「主搬送波の最大周波数偏移」は(±)75 [kHz] である。パイロット信号による主搬送波の周波数偏移は「主搬送波の最大周波数偏移」の 10 [%] である。また、主チャンネル信号及び副チャンネル信号による主搬送波の周波数偏移の最大値は、それぞれ「主搬送波の最大周波数偏移」の □ オ [%] である。



- | | | | | |
|-----|-------|-----------|--------|-------|
| 1 和 | 2 パルス | 3 搬送波抑圧振幅 | 4 主搬送波 | 5 15 |
| 6 差 | 7 位相 | 8 狭帯域周波数 | 9 副搬送波 | 10 45 |

B-5 次の記述は、図に示す FM(F3E) 送信機のプレエンファシス特性の測定法の一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。

- (1) 変調度計の高域フィルタ (HPF) を断 (OFF)、低域フィルタ (LPF) の遮断周波数を □ ア [kHz] 程度に設定する。
- (2) 送信機は、指定チャンネルに設定して送信し、変調は、□ イ 波の 1,000 [Hz] で周波数偏移許容値の 70 [%] に設定する。
- (3) (2) の変調状態での復調出力レベルを測定し、そのときの低周波発振器の出力レベルを記録する。
- (4) 低周波発振器の周波数を 300 [Hz] とし、(3) のときと □ ウ 復調出力レベルが得られるように低周波発振器の出力レベルを変化させその値を記録する。
- (5) 低周波発振器の周波数を 500 [Hz]、2,000 [Hz] 及び 3,000 [Hz] と順次変えて(4)と同様な測定を行い低周波発振器の出力レベルの値を記録する。
- (6) (3) の □ エ の出力レベルを基準として、(4)及び(5)における出力レベルとの比を基にプレエンファシス特性を求め、その特性が法令等で規定された許容値範囲内であることを確認する。
- (7) 低周波発振器の出力レベルを一定として、復調出力レベルを測定する方法も可能である。その場合、1,000 [Hz] を基準として測定するが、□ オ [Hz] で飽和しないように注意する。



- | | | | | |
|-------|------|-------------|----------|--------|
| 1 150 | 2 同じ | 3 6 [dB] 低い | 4 低周波発振器 | 5 変調度計 |
| 6 15 | 7 三角 | 8 正弦 | 9 3,000 | 10 500 |