

FA101

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。

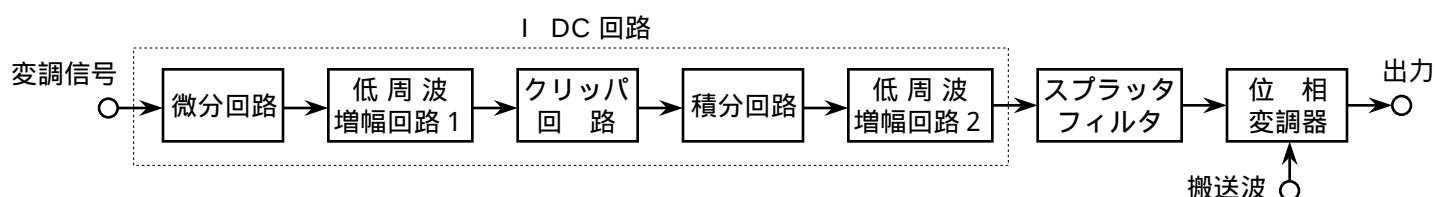
25問 2時間30分

- A - 1 AM (A3E) 送信機において、搬送波を周波数が異なる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として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、搬送波の振幅及び電力をそれぞれ 150 [V] 及び 300 [W] とし、二つの単一正弦波の振幅をそれぞれ 30 [V] 及び 60 [V] とする。

1 300 [W] 2 317 [W] 3 330 [W] 4 354 [W] 5 408 [W]

- A - 2 次の記述は、図に示す瞬時偏移制御 (IDC) 回路を用いた FM (F3E) 送信機の変調器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。

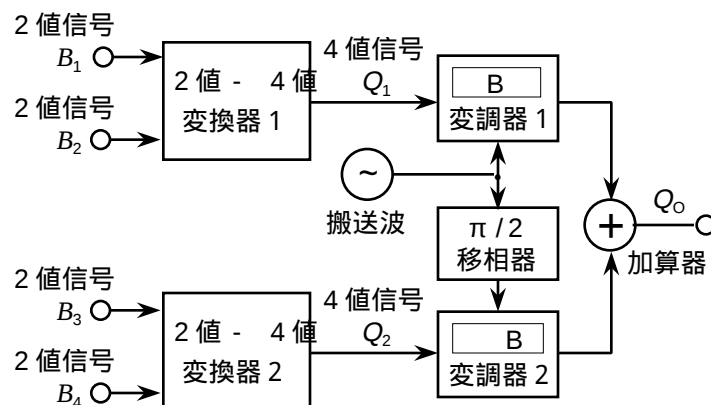
- IDC 回路は、入力の変調信号の周波数と振幅の積の最大値を制限して出力する。
- IDC 回路は、位相変調器の出力の瞬時周波数偏移が一定値を超えないようにする。
- スプラッタフィルタには、低域フィルタを用いる。
- 低周波増幅回路 1 の出力の振幅がクリップレベル以下のとき、IDC 回路の出力レベルは、周波数が高いほど大きくなる。
- 低周波増幅回路 1 の出力の振幅がクリップレベル以上のとき、位相変調器の出力は、周波数変調 (FM) 波である。



- A - 3 次の記述は、図に示す 16QAM 変調器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。ただし、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- 4 値信号 Q_1 及び Q_2 は、それぞれ二つの 2 値信号の入力に対応して、その □ A が 4 通りに変化する。
- 加算器の出力 Q_0 は、二つの □ B 変調波を加算して得られる。
- 2 値信号の変化により、4 値信号 Q_1 が変化し、 Q_2 が変化しないとき、加算器の出力 Q_0 は、□ C。

A	B	C
1 位相	振幅	振幅のみが変化する
2 位相	位相	振幅及び位相が変化する
3 振幅	振幅	位相のみが変化する
4 振幅	位相	位相のみが変化する
5 振幅	振幅	振幅及び位相が変化する



- A - 4 次の記述は、デジタル方式の標準テレビジョン放送に用いられる、映像信号の情報量を減らすための圧縮方式 (MPEG2) 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。

MPEG2 は、以下に示す動き補償予測符号化方式、離散コサイン変換方式及び可変長符号化方式を組み合わせで符号化を行い、映像信号の情報量を減らしている。

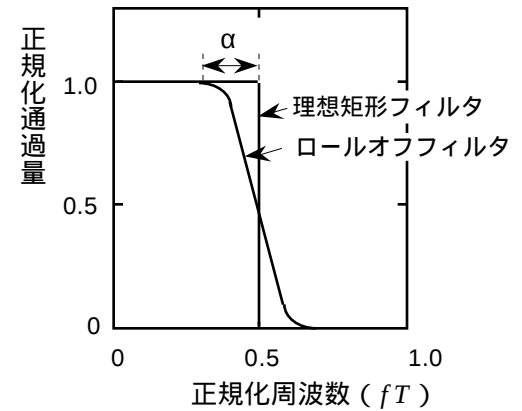
- 動き補償予測符号化方式は、まず、画面を適当な複数のブロックに分割して各ブロックに対して前のフレーム又は前のフィールドの中から現在のブロックと最も似ているブロックを検出し、両者の空間的なずれを予測して □ A の動き量を求める。次に、この動き量に応じて補正したフレーム又はフィールド信号と原信号との差分信号及び動き量のみを送信することにより映像信号の情報量を減らす方式である。
- 離散コサイン変換方式は、原画像を 8 画素四方の単位で □ B 成分に変換し、その成分を人間の視覚特性を反映して量子化することにより映像信号の情報量を減らす方式である。
- 可変長符号化方式は、量子化された信号の出現頻度に応じてビット長の異なる符号を割り当てる方式で、出現頻度の □ C 信号ほど短いビット長で表現し、映像信号の情報量を減らしている。

A	B	C
1 二次元	色差信号	高い
2 二次元	空間周波数	高い
3 二次元	色差信号	低い
4 三次元	色差信号	高い
5 三次元	空間周波数	低い

A - 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の正しい組合せを下の番号から選べ。

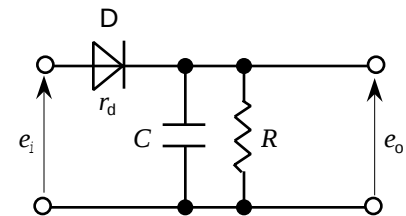
- (1) シンボル（変調信号の一度の変化で送ることのできるデジタルデータ）の間隔が T [s] のとき、図に示す理想矩形フィルタを用いて T [s] 間隔でインパルスを送るための必要最小限の帯域は、□ A □ [Hz] である。ここで無ひずみとは、受信パルスの中央で行う瞬時検出に対して符号間干渉が零であることをいう。
- (2) 理想矩形フィルタは実現が困難なため、図に示すような特性を有するロールオフフィルタが用いられる。このフィルタが無ひずみ条件を満足するためには、フィルタのインパルス応答がシンボル間隔 T の整数倍の時刻で □ B □ となる必要がある。
- (3) ロールオフファクタ α の値を変化させると、符号判定するタイミングのずれ等による符号間干渉は、 α が小さいほど □ C □ なる。

	A	B	C
1	$1/(2T)$	零	多く
2	$1/(2T)$	最大	少なく
3	$1/(2T)$	最大	多く
4	$2/T$	零	少なく
5	$2/T$	最大	多く



A - 6 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 $e_i = E(1 + m \cos \omega_m t) \cos \omega_c t$ [V] を加えたとき、検波効率が最も良く、かつ出力 e_o [V] に斜めクリッピングによるひずみが生じない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_c 及び ω_m [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	r_d 、 CR	$1/\omega_c$ 及び CR	$1/\omega_m$
2	R	r_d 、 CR	$1/\omega_c$ 及び CR	$1/\omega_m$
3	R	r_d 、 CR	$1/\omega_c$ 及び CR	$1/\omega_m$
4	R	r_d 、 CR	$1/\omega_c$ 及び CR	$1/\omega_m$
5	R	r_d 、 CR	$1/\omega_c$ 及び CR	$1/\omega_m$



A - 次の記述は、FM (F3E) 受信機のスレッシュヨルドレベル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 受信入力（搬送波）のレベルを小さくしていくと、あるレベル以下では復調出力の信号電力対雑音電力比 (S/N) が急激に低下する。スレッシュヨルドレベルは、そのときの受信入力（搬送波）レベルをいう。
- 2 スレッシュヨルドレベル以上であれば、復調出力の信号電力対雑音電力比 (S/N) の改善度は、広帯域利得により周波数偏移が大きいほど大きくなる。
- 3 広帯域の周波数変調波は、狭帯域の周波数変調波に比べてスレッシュヨルドレベルが低い。
- 4 スレッシュヨルドレベルでは、搬送波の電圧の実効値は、雑音の電圧の実効値のほぼ $2\sqrt{2}$ 倍である。
- 5 スレッシュヨルドレベルを低くする方法として、受信機の雑音指数を小さくする方法などがある。

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搬送波電力対雑音電力比 (C/N) の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、送信機の送信電力（平均電力）を 1 [W]、帯域幅を 3 [kHz]、送信アンテナ及び受信アンテナの利得をそれぞれ 3 [dB]、両アンテナ間の伝搬損失を 130 [dB]、受信機の雑音指数を 9 [dB] とし、ボルツマン定数を k 、周囲温度を T としたときの kT の値を 4×10^{-21} [J] とする。また、送信系及び受信系の給電線損失は無視するものとし、 $\log 2 = 0.3$ 、 $\log 3 = 0.5$ とする。

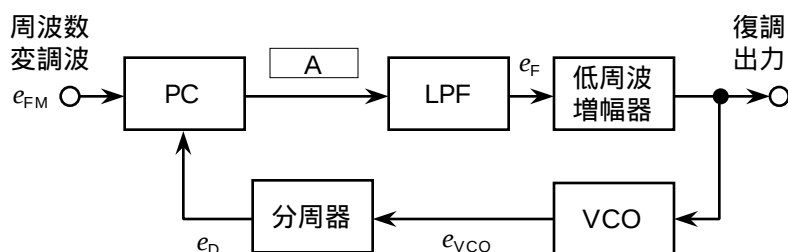
- 1 27 [dB]
- 2 30 [dB]
- 3 33 [dB]
- 4 36 [dB]
- 5 39 [dB]



A - 9 次の記述は、位相同期ループ（PLL）検波器を用いた周波数変調（FM）波の復調について述べたものである。□内に入るべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、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、位相比較器（PC）は、入力周波数変調波 e_{FM} 〔V〕と電圧制御発振器（VCO）の出力 e_{VCO} 〔V〕を分周器で分周した出力 e_D 〔V〕との位相差に比例した□Aを出力する。 e_{FM} の周波数がPLLの周波数引き込み範囲（キャプチャレンジ）内のあるとき、低域フィルタ（LPF）を通した低周波増幅器の出力電圧は、 e_{FM} と e_D の□Bが一致するように、VCOを制御する。
- (2) e_{FM} が無変調で、 e_{FM} と e_D の□Bが一致してPLLが同期（ロック）すると、LPFの出力電圧は□Cになる。 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、LPFの出力 e_F 〔V〕の振幅は、 e_{FM} の周波数偏移に比例して変化するので、低周波増幅器の出力として復調出力を得ることができる。

	A	B	C
1	誤差電圧	周波数及び位相	零
2	誤差電圧	周波数及び振幅	最大
3	誤差電圧	周波数及び位相	最大
4	副搬送波	周波数及び振幅	零
5	副搬送波	周波数及び位相	最大



A - 10 次の記述は、衛星用電源に用いられる太陽電池及び二次電池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) 太陽電池は、軌道上では、1〔m²〕あたり50～100〔W〕程度の発電ができ、日照時は太陽電池から衛星搭載機器に電力が供給されるが、静止衛星では、□Aの日を中心にして前後で約1箇月の間、1日に最長70分程度地球の陰に隠れ（太陽食）、発電ができなくなる。
- (2) 通信衛星は、太陽食の間も通信を継続して行うため、□Bなどの二次電池を搭載している。
- (3) 放送衛星は消費電力が大きく、太陽食の間継続して放送を行うには極めて大きな二次電池が必要になるが、太陽食が発生する時間が放送時間外の真夜中になるよう、衛星軌道位置（経度）をサービスエリアに対応した経度より□Cに±45度ずらしている。

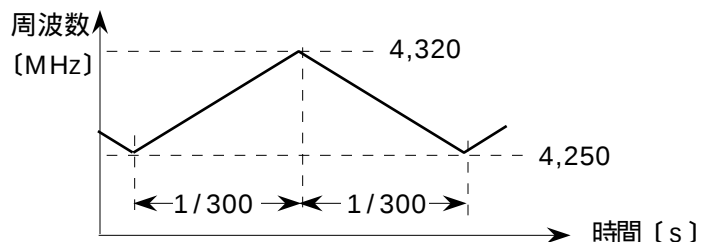
	A	B	C
1	春分及び秋分	ニッケル・水素電池	東
2	春分及び秋分	鉛蓄電池	東
3	春分及び秋分	ニッケル・水素電池	西
4	夏至又は冬至	鉛蓄電池	東
5	夏至又は冬至	ニッケル・水素電池	西

A - 11 レーダー方程式を用いて求めた、物標の探知に必要な有効反射断面積の最小値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、探知距離を10〔km〕、パルスレーダーの送信尖頭出力電力を1〔MW〕、アンテナの利得を30〔dB〕、アンテナの実効面積を1.6〔m²〕とし、物標は、受信機の受信電力が-80〔dBm〕以上のとき探知できるものとする。

- 1 0.01〔m²〕 2 0.1〔m²〕 3 1〔m²〕 4 10〔m²〕 5 100〔m²〕

A - 12 航空機の対地高度計として搭載されたFM-CWレーダーの送信波と反射波のビート周波数が70〔kHz〕であった。この航空機の対地高度の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、送信周波数は、図に示すように150〔Hz〕の三角波で変調され、4,250～4,320〔MHz〕の間を変化するものとする。

- 1 350〔m〕
2 500〔m〕
3 700〔m〕
4 1,000〔m〕
5 2,000〔m〕



A - 13 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 ）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 2 [dB] 2 3 [dB] 3 6 [dB] 4 9 [dB] 5 12 [dB]

A - 14 次の記述は、衛星通信システムで用いられる時分割多元接続（TDMA）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) 衛星に搭載した一つの中継器を複数の地球局が時分割で使用するため、一定の時間幅のフレームを分割したスロットを各地球局に割り当てる。各地球局は、割り当てられたスロット内に自局の信号を収めるために、元のデジタル信号の伝送速度を大幅に □ A □ てバースト信号として送出する。このため、異なる伝送速度の信号の伝送が □ B □。
- (2) 隣り合うスロットの間には、各地球局からの信号が重ならないように □ C □ を設け、フレームの開始は、基準となる地球局が送出する基準バースト信号によって制御する。

	A	B	C
1	上げ	できない	ガードタイム
2	上げ	できる	ガードタイム
3	上げ	できない	ガードバンド
4	下げ	できる	ガードバンド
5	下げ	できない	ガードタイム

A - 15 次の記述は、マイクロ波多重回線の中継方式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 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。
- 2 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る。
- 3 検波中継方式は、受信波をベースバンド信号まで復調して増幅した後、再度変調してマイクロ波を送信する方式で、FDM方式等においては変復調のひずみが累積される。
- 4 再生中継方式は、パルス符号変調（PCM）方式で用いられ、符号パルスを復調した後再度変調して送信するため、波形ひずみ等が累積される。
- 5 無給電中継方式は、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。

A - 16 次の記述は、容量形可変リアクタンス減衰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) 図 1 に示す回路において、コンデンサの静電容量 C_1 [F] 及び C_2 [F] の値が □ A □ の関係にあるとき、出力端子を解放したときの出力電圧を E_0 [V] と入力電圧を E_i [V] との比 E_0/E_i は、次式で近似される。

$$E_0/E_i = C_1/C_2$$

したがって、 C_1 を変化させることにより減衰量を変えることができる。ただし、 C_2 のリアクタンスの大きさが負荷インピーダンス Z [Ω] の大きさより十分小さくないと減衰量に誤差を生ずる。

- (2) 図 2 は、円形導波管を用いた容量形可変リアクタンス減衰器の構造例である。結合用円板の一方は固定し、他方をピストン軸方向に動かして、二つの円板間の距離 l [m] を変化させることによって結合容量を加減する。また、減衰器の入力及び出力側にインピーダンスの整合をとるための整合用抵抗体を取り付けている。これにより減衰器の直線性とインピーダンス整合は良くなるが、定常的な □ B □ が生ずる欠点がある。

- (3) 円形導波管の直径は、□ C □ 以下で小さいため、電磁波は管内を伝搬しない。また、電磁波の振幅は、入力側の励振モードで決まる一定の割合で指数関数的に減衰する。減衰量の周波数特性は非常に良く、数ギガヘルツまで使用できる。

	A	B	C
1	$C_1 = C_2$	挿入損失	管内波長
2	$C_1 = C_2$	定在波	遮断波長
3	$C_1 = C_2$	挿入損失	遮断波長
4	$C_1 = C_2$	定在波	管内波長
5	$C_1 = C_2$	挿入損失	遮断波長

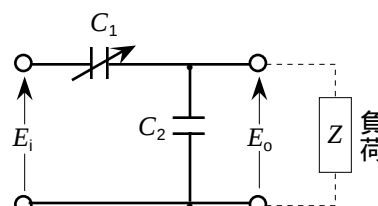


図 1

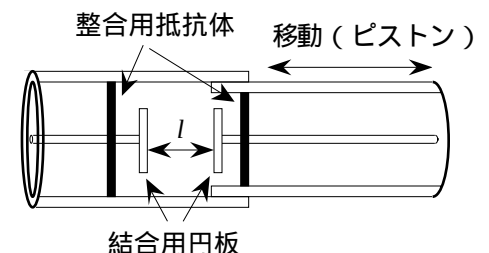


図 2

A - 17 次の記述は、サンプリングオシロスコープ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) サンプリングによって、入力信号は、□ A □周波数領域に変換され、表示器には入力信号と相似な波形が表示される。
- (2) サンプリング周期を入力信号の周期より□ B □しないと、左右が反転した波形になり、観測波形が左右非対象な場合、相似な波形が得られない。
- (3) 周波数が f_H 〔Hz〕の正弦波を一周期に一回ずつ n 個サンプリングして一つの相似波形を得たとき、垂直増幅器の所要高域遮断周波数は、□ C □〔Hz〕であればよい。

	A	B	C
1	低い	長く	f_H/n
2	低い	短く	f_H/n
3	低い	長く	$f_H/(2n)$
4	高い	短く	$f_H/(2n)$
5	高い	長く	f_H/n

A - 18 次の記述は、図に示すスカラーネットワークアナライザを用いた線形増幅回路の入力インピーダンスの測定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) 線形増幅回路の電圧入射波 A_1 〔V〕及び A_2 〔V〕と電圧反射波 B_1 〔V〕及び B_2 〔V〕との関係が、 S パラメータを用いて次式で表されるとき、入力端の反射係数は□ A □で表される。

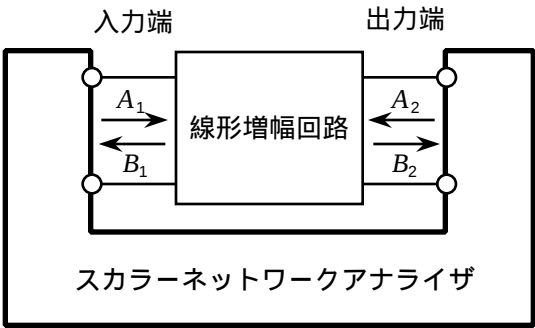
$$\begin{pmatrix} B_1 \\ B_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_1 \\ A_2 \end{pmatrix}$$

- (2) 線形増幅回路の入力端からスカラーネットワークアナライザを見たときのインピーダンスを R_1 〔 Ω 〕、線形増幅回路の入力インピーダンスを Z_i 〔 Ω 〕とすると、 S_{11} は次式で定義される。

$$S_{11} = \square B \square$$

R_1 が50〔 Ω 〕のスカラーネットワークアナライザで測定した S_{11} の値が0.2 のとき、 Z_i の値は□ C □〔 Ω 〕である。

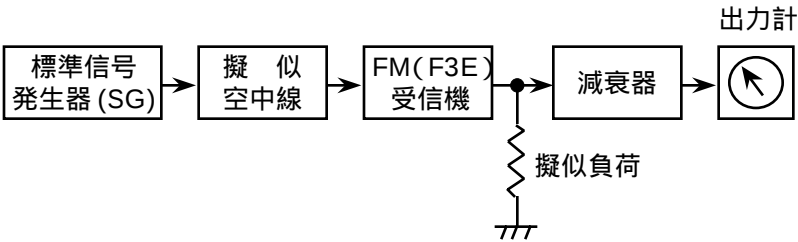
	A	B	C
1	$1/S_{11}$	$(Z_i - R_1)/(Z_i + R_1)$	75
2	$1/S_{11}$	$(Z_i + R_1)/(Z_i - R_1)$	61
3	S_{11}	$2(Z_i - R_1)/(Z_i + R_1)$	61
4	S_{11}	$(Z_i - R_1)/(Z_i + R_1)$	75
5	S_{11}	$(Z_i + R_1)/(Z_i - R_1)$	75



A - 19 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の正しい組合せ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雑音出力を、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。また、擬似空中線の損失はないものとし、1〔 μ V〕を0〔dB μ 〕とする。

- (1) 標準信号発生器（SG）を接（ON）、受信機のAGC 及びスケルチを断（OFF）にし、受信機の出力を出力計で確認する。SG から無変調出力を所定のレベルで擬似空中線を通して受信機に加え、希望周波数に完全に同調をとると、出力計の指示値は□ A □になる。
- (2) SG を断（OFF）にし、減衰器の減衰量を調整して出力計の指示を所定の値（例えば1〔mW〕）にする。
- (3) SG を接（ON）にし、その周波数を変えずに無変調でその出力を受信機に加える。次に、減衰器の減衰量を20〔dB〕だけ□ B □し、出力計の指示が(2)と同じ値になるようSG の出力を調整する。このときのSG の出力が、例えば1〔dB μ 〕のとき、求める雑音抑圧感度は、□ C □〔dB μ 〕である。

	A	B	C
1	最大	少なく	21
2	最大	多く	1
3	最小	少なく	21
4	最小	多く	21
5	最小	少なく	1



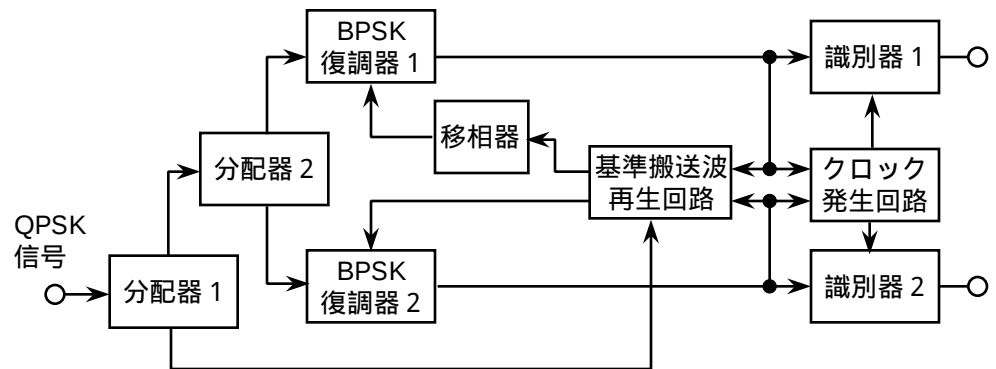
A - 20 次の記述は、計数形周波数計（カウンタ）の ± 1 カウント誤差について述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

- 1 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。
- 2 ± 1 カウント誤差による周波数の測定値の誤差は、測定する信号の周波数が高いほど大きくなる。
- 3 ± 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 [ms] のとき α [kHz] の桁に生ずる。
- 4 ± 1 カウント誤差による周波数の測定値の誤差率は、測定する信号の周波数とゲート時間の積が大きいほど小さくなる。
- 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ことにより、入力信号の周波数が低いときの ± 1 カウント誤差の影響を小さくすることができる。

B - 1 次の記述は、図に示すデジタル通信に用いられる QPSK（4PSK）復調器の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。ただし、同じ記号の□内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) BPSK（2PSK）復調器 1 及び 2 には、QPSK 信号及び互いに位相が□ア[rad]異なる基準搬送波が加えられる。各復調器は、加えられた 2 つの信号を□イし、両者の位相差に対応した□ウの信号パルスを出力する。
- (2) この構成例の基準搬送波再生回路には、逆変調方式が用いられており、分配器 1 からの QPSK 信号を BPSK 復調器 1 及び 2 から出力された信号パルスで□エ変調し、基準搬送波を得る。
- (3) 識別器 1 及び 2 は、BPSK 復調器 1 及び 2 から出力された信号パルスの□ウの□オを判定し、その結果に応じて 2 系列符号を出力する。

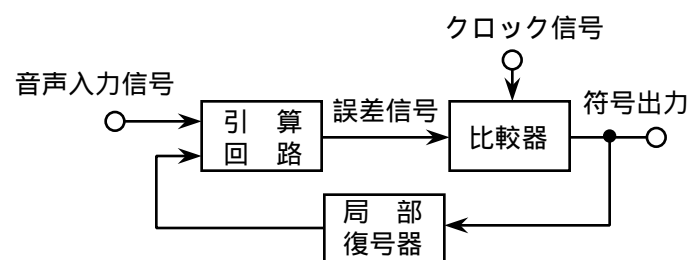
- | | |
|-------|-----------|
| 1 大小 | 6 進み遅れ |
| 2 振幅 | 7 $\pi/4$ |
| 3 周波数 | 8 $\pi/2$ |
| 4 位相 | 9 π |
| 5 掛け算 | 10 加算 |



B - 2 次の記述は、図に示す音声信号の波形符号化方式の一つである定差変調（デルタ変調）方式の構成とその動作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。ただし、同じ記号の□内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 過去の信号の値から予測した値と、現在の信号の値との差を□ア及び符号化して伝送する方式の一種である。
- (2) 引算回路は、音声入力信号から局部復号器の出力信号を差し引いて誤差信号を出力する。比較器は、この誤差信号が正であれば符号 "1" を、また、負であれば符号 "0" をクロック信号に同期して出力し、その一部を局部復号器に入力する。局部復号器は、基本的に□イとして動作し、その入力信号の "1" 又は "0" に応じて出力電圧を + 又は - だけ変化させ、音声信号の波形をクロック信号の一周期の間にだけ振幅が変化する□ウで近似して引算回路に出力する。
- (3) 1 つの標本の符号化を□エで行うため、符号器の構成が簡単になるが、□ウが入力信号に追従できないと、その差が雑音の増加になる。この改善のため、入力信号の変化が急激なところでは□オの値を大きくする□オデルタ変調方式がある。

- | | |
|---------|---------|
| 1 適応 | 6 制限 |
| 2 微分器 | 7 正弦波形 |
| 3 8 ビット | 8 積分器 |
| 4 階段波形 | 9 1 ビット |
| 5 量子化 | 10 標本化 |



B - 3 次の記述は、衛星通信回線の雑音温度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) アンテナを含む地球局の受信系の性能を定量的に表現するための G/T [dB/K] は、一般に、受信機の低雑音増幅器の入力端で測定される □ア G [dB] と低雑音増幅器の □イ 端で換算した雑音温度 T [K] との比が用いられる。
- (2) 低雑音増幅器の等価雑音温度 T_e [K] は、増幅器の内部で発生し、出力端に加わる雑音電力を入力端の値に換算し、雑音温度に変換したものであり、出力端の全雑音電力は、□ウ [W] で表される。ただし、 k [J/K] はボルツマン定数、 T_0 [K] は周囲温度、 B [Hz] 及び g (真数) は、それぞれ低雑音増幅器の帯域幅及び利得である。
- (3) 低雑音増幅器の雑音指数 F は、等価雑音温度 T_e [K] 及び周囲温度 T_0 [K] と、 $F =$ □エ の関係がある。
- (4) システム雑音温度は、アンテナ雑音温度と受信機雑音温度との □オ で表される。

- | | | | | |
|--------------------|-------------------|-------------|-----|-------|
| 1 $k(T_0 - T_e)Bg$ | 2 $1 + (T_e/T_0)$ | 3 低雑音増幅器の利得 | 4 積 | 5 入力 |
| 6 $k(T_0 + T_e)Bg$ | 7 T_e/T_0 | 8 アンテナの利得 | 9 和 | 10 出力 |

B - 4 次の記述は、図に示す整流回路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。ただし、両回路図の交流入力 (正弦波) 及び負荷抵抗 R_L はそれぞれ等しく、変圧器 T は同一規格で無損失、ダイオード D は理想ダイオードとする。

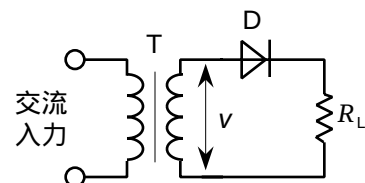


図1 単相半波整流回路

- ア 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。
- イ 図2の負荷に流れる電流の平均値は、図1の負荷に流れる電流の平均値の2倍である。
- ウ 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2倍である。
- エ 図2の負荷が消費する電力は、図1の負荷が消費する電力の2倍である。
- オ 両回路に平滑容量を付加したとき、図2の各ダイオードに必要な逆耐電圧は、図1のダイオードに必要な逆耐電圧の1/2 である。

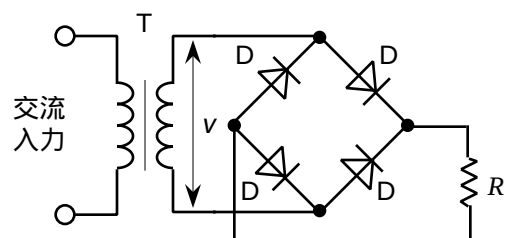
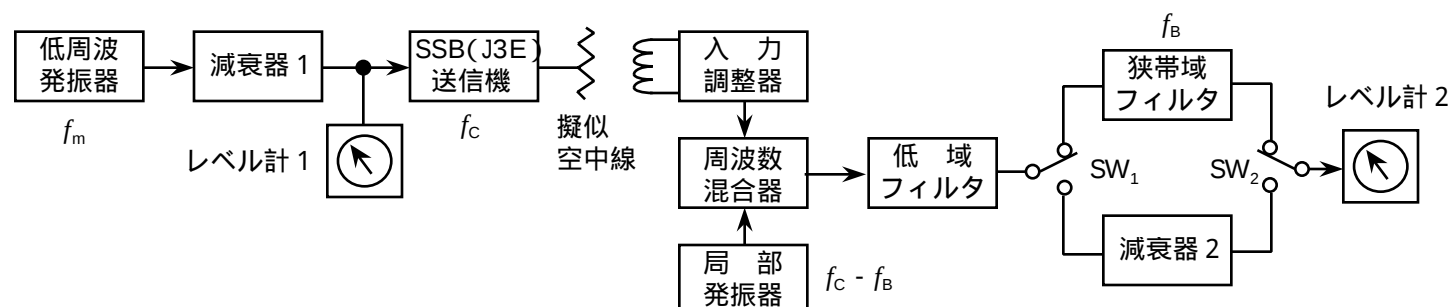


図2 単相ブリッジ形整流回路

B - 5 次の記述は、図に示す構成例を用いた SSB (J3E) 送信機の搬送波電力減衰比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。ただし、同じ記号の □内には、同じ字句が入るものとする。また、SSB 波は、上側波帯を用いているものとする。

- (1) 低周波発振器の出力を送信機に加え、レベル計 1 で確認しながら減衰器 1 を調整して規定の飽和レベルにする。また、擬似空中線と入力調整器とを □ア に結合する。低周波発振器の発振周波数が f_m [Hz] 及び送信機の搬送周波数が f_c [Hz] のとき、送信機出力には SSB 波の □イ [Hz] の周波数成分のほか、漏れた搬送波の f_c [Hz] の周波数成分が含まれている。
- (2) f_c [Hz] より狭帯域フィルタの中心周波数 f_B [Hz] だけ低い周波数 $f_c - f_B$ [Hz] にした局部発振器の出力及び入力調整器の出力を、周波数混合器に入力する。混合器の出力には、二つの入力の周波数の和及び差の成分が現れるので、差の成分を低域フィルタで取り出すと、 f_B [Hz] 及び □ウ [Hz] の周波数成分が得られる。
- (3) スイッチ SW_1 及び SW_2 を 側に接続して狭帯域フィルタにより f_B [Hz] の周波数成分のみを取り出し、局部発振器の発振周波数を微調整してレベル計 2 の指示が □エ になるようにする。次に、スイッチ SW_1 及び SW_2 を 側に接続し、減衰器 2 を調整してレベル計 2 の指示が、スイッチを 側に接続したときと同じになるようにする。
- (4) 狭帯域フィルタの損失を L_B [dB]、減衰器 2 の読みを A [dB]、周波数混合器の f_B [Hz] における変換損失を L_1 [dB] 及び □ウ [Hz] における変換損失を L_2 [dB] とし、また、低域フィルタの損失を無視し、入力調整器の出力における漏れた搬送波の電力を P_C [dBm]、SSB 波の電力を P_m [dBm] とすれば、搬送波電力減衰比 $P_C - P_m$ は、□オ [dB] となる。



- | | | | | |
|---------|-----|-------------------------|---------------|----------------|
| 1 最小の振れ | 2 疎 | 3 $L_B - A + L_1 - L_2$ | 4 $f_c + f_m$ | 5 $f_c - f_m$ |
| 6 最大の振れ | 7 密 | 8 $L_B + A - L_1 - L_2$ | 9 $f_B + f_m$ | 10 $f_B - f_m$ |