

FA207

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、角度変調波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、角度変調波の搬送波を $A \sin \omega_c t$ [V]、変調信号を $B \cos \omega_s t$ [V] 及び周波数変調波の瞬時角周波数を ω [rad/s] で表すものとする。また、 k_f [rad/(s・V)] は電圧を角周波数に変換する係数、 k_p [rad/V] は電圧を位相に変換する係数、 C_1 [rad] は積分定数、 C_2 [rad] は定数とする。

- 1 ω は、 $\omega = \omega_c + k_f B \cos \omega_s t$ [rad/s] で表される。
- 2 周波数変調波 e_{fm} は、 $e_{fm} = A \sin \left(\int \omega dt \right) = A \sin \left(\omega_c t + \frac{k_f B}{\omega_s} \sin \omega_s t + C_1 \right)$ [V] で表される。
- 3 位相変調波の位相角 φ は、 $\varphi = \omega_c t + k_p B \cos \omega_s t + C_2$ [rad] で表される。
- 4 位相変調波 e_{pm} は、 $e_{pm} = A \sin (\omega_c t + k_p B \cos \omega_s t + C_2)$ [V] で表される。
- 5 変調信号を積分して周波数変調すれば、位相変調波が得られる。

- A - 2 次の記述は、図に示す電力増幅器の総合効率 η_T 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。

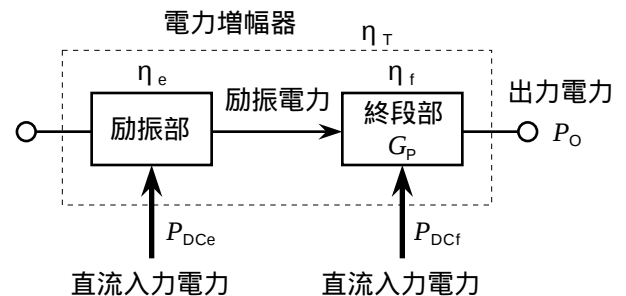
- (1) η_T は、次式で表される。ただし、電力増幅器の出力電力を P_O [W]、終段部への直流入力電力を P_{DCf} [W] 及び励振部への直流入力電力を P_{Dce} [W] とする。

$$\eta_T = \frac{P_O}{P_{Dce} + P_{DCf}} \quad \text{-----}$$

- (2) 式は、励振部の効率 η_e 、終段部の効率 η_f 及び終段部の電力利得 G_p を用いて、整理すると次式で表される。

$$\eta_T = \frac{P_O}{P_{Dce} + P_{DCf}} \quad \text{-----}$$

A	B
1 $P_O / (P_{DCf} + P_{Dce})$	$\sqrt{\eta_e \eta_f G_p}$
2 $P_O / (P_{DCf} + P_{Dce})$	$\eta_e + G_p \eta_f$
3 $P_O / (P_{DCf} + P_{Dce})$	$\eta_e \eta_f G_p / (\eta_e + G_p \eta_f)$
4 $P_O / \sqrt{P_{DCf} P_{Dce}}$	$\sqrt{\eta_e \eta_f G_p}$
5 $P_O / \sqrt{P_{DCf} P_{Dce}}$	$\eta_e \eta_f G_p / (\eta_e + G_p \eta_f)$



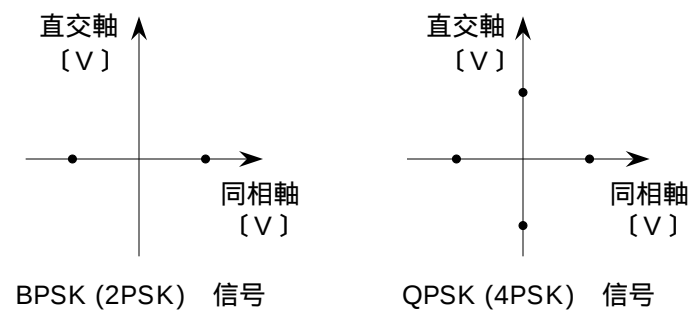
- A - 3 次の記述は、我が国の地上デジタルテレビ放送の標準方式に用いられる直交周波数分割多重 (OFDM) 方式の特徴について述べたものである。□内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

- (1) 送信データを N 個の搬送波に分散して送ることによって伝送シンボルの継続時間が従来の単一キャリア方式の約 N 倍に長くなることと、時間軸上に □A を設けることにより、マルチパスによるゴーストが加わっても伝送特性の劣化が少ない。
- (2) 全ての搬送波を □B で変調するという条件のもとで、直交関数系を用いて各搬送波の周波数間隔を最小にすることができる。
- (3) OFDM の一つの搬送波を □C のデジタル信号で変調するため、これらを集合した OFDM の電力スペクトルの形は、肩の部分の傾きが急峻になり、帯域外への電力の漏れが少ない。

A	B	C
1 ガードインターバル	同期させて	低ビットレート、狭帯域
2 ガードインターバル	非同期で	高ビットレート、広帯域
3 ガードインターバル	同期させて	高ビットレート、広帯域
4 ガードバンド	非同期で	低ビットレート、狭帯域
5 ガードバンド	同期させて	高ビットレート、広帯域

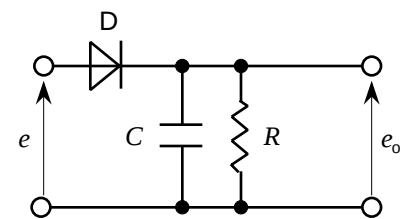
- A - 4 図に示す信号空間ダイアグラムを持つ BPSK (2PSK) 信号及び QPSK (4PSK) 信号を、それぞれ同一の伝送路を通して受信したとき、両者の信号点間距離を等しくするために必要な QPSK 信号の送信電力の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、BPSK 信号の送信電力を P [W] とする。

- 1 $P/\sqrt{2}$ [W]
- 2 P [W]
- 3 $\sqrt{2}P$ [W]
- 4 $2P$ [W]
- 5 $2\sqrt{2}P$ [W]



- A - 5 図に示す直線検波回路に AM (A3E) 波 $e = E(1 + m \cos pt) \cos \omega t$ [V] を加えたとき、復調出力電圧 e_0 [V] の実効値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、搬送波の振幅 E を 1 [V]、変調度 $m \times 100$ [%] の m の値を 0.7、検波効率を 0.8 とする。また、抵抗 R [Ω] とコンデンサ C [F] の時定数 CR [s] は、搬送波の角周波数 ω [rad/s] 及び変調信号の角周波数 p [rad/s] と $\omega = 1/(CR) \cdot p$ の関係があるものとする。

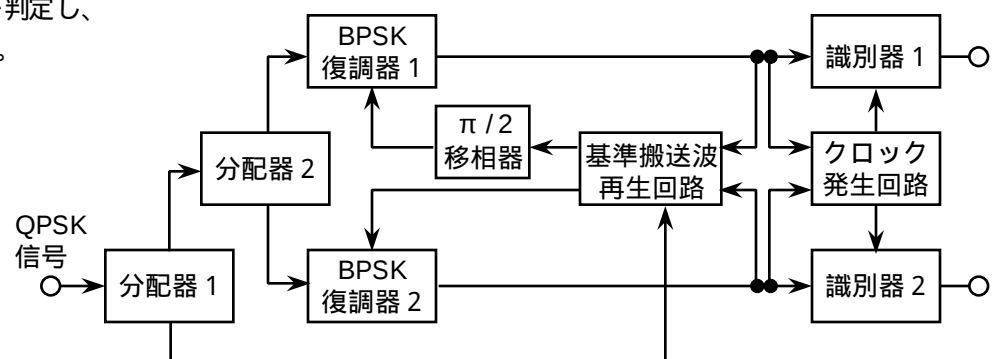
- 1 0.14 [V]
- 2 0.2 [V]
- 3 0.28 [V]
- 4 0.4 [V]
- 5 0.56 [V]



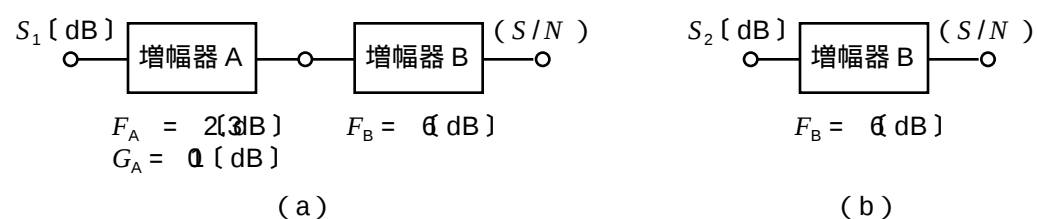
- A - 6 次の記述は、図に示すデジタル通信に用いられる QPSK (4PSK) 復調器の構成例について述べたものである。□ 内に入るべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) BPSK (2PSK) 復調器 1 及び 2 は、QPSK 信号及び位相が $\pi/2$ [rad] 異なる基準搬送波とをそれぞれ掛け算し、両者の位相差に対応した □ A □ の信号パルスを出力する。
- (2) この復調器の基準搬送波再生回路には、逆変調方式が用いられている。逆変調方式は、入力 of 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 □ B □ 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 □ A □ の □ C □ を判定し、その結果に応じて 2 系列符号を出力する。

- | | A | B | C |
|---|----|-----|------|
| 1 | 振幅 | 周波数 | 大小 |
| 2 | 振幅 | 位相 | 大小 |
| 3 | 位相 | 周波数 | 大小 |
| 4 | 位相 | 位相 | 進み遅れ |
| 5 | 位相 | 振幅 | 進み遅れ |



- A - 7 図 (a) 及び (b) に示す二つの回路の出力の信号対雑音比 (S/N) が等しいとき、それぞれの入力信号レベルを S_1 [dB] 及び S_2 [dB] とすれば、 $S_2 - S_1$ の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、各増幅器の入出力端は整合しており、両回路の入力雑音は、熱雑音のみとする。また、増幅器 A の雑音指数 F_A と利得 G_A をそれぞれ 2.3 [dB] 及び 10 [dB]、増幅器 B の雑音指数 F_B を 6 [dB] とし、 $\log 1.7 = 0.23$ とする。なお、図 (a) の回路と図 (b) の回路の帯域幅は、同一とする。



- 1 0 [dB]
- 2 3 [dB]
- 3 6 [dB]
- 4 7.7 [dB]
- 5 10 [dB]

A - 8 次の記述は、受信機の相互変調積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) 受信機の非直線動作により生ずる 3 次の相互変調積 e_{IM} は、次式で表される。ただし、受信機には、周波数が f_1 〔Hz〕及び f_2 〔Hz〕の二つの妨害波 $E_1 \cos \omega_1 t$ 〔V〕及び $E_2 \cos \omega_2 t$ 〔V〕が入力されるものとし、 k は係数、 $\omega_1 = 2\pi f_1$ 〔rad/s〕、 $\omega_2 = 2\pi f_2$ 〔rad/s〕とする。

$$e_{IM} = \square A \text{〔V〕}$$

- (2) この受信機の入力部に 3〔dB〕の抵抗減衰器を挿入すると、 e_{IM} の大きさは、約□Bになる。

	A	B
1	$k(E_1 \cos^3 \omega_1 t + E_2 \cos^3 \omega_2 t)$	$1/(2\sqrt{2})$
2	$k(E_1 \cos^3 \omega_1 t + E_2 \cos^3 \omega_2 t)$	$1/4$
3	$k(E_1 \cos \omega_1 t + E_2 \cos \omega_2 t)^3$	$1/(2\sqrt{2})$
4	$k(E_1 \cos \omega_1 t + E_2 \cos \omega_2 t)^3$	$1/4$
5	$k(E_1 \cos \omega_1 t + E_2 \cos \omega_2 t)^3$	$1/8$

A - 9 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 30〔dB〕のときの送信機の送信電力(平均電力)の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、信号の帯域幅を 3〔kHz〕、送信アンテナ及び受信アンテナの絶対利得をそれぞれ 0〔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〕、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。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〔W〕
- 2〔W〕
- 3〔W〕
- 4〔W〕
- 5〔W〕



A - 10 整流回路のリプル率 γ 、電圧変動率 δ 及び整流効率 η を表す式の組合せとして、正しいものを下の番号から選べ。ただし、負荷電流に含まれる直流成分を I_{DC} 〔A〕、交流成分の実効値を i_r 〔A〕、無負荷電圧を V_o 〔V〕、負荷に定格電流を流したときの定格電圧を V_n 〔V〕とする。また、整流回路に供給される交流電力を P_1 〔W〕、負荷に供給される電力を P_2 〔W〕とし、いずれも交流入力の一周期当たりの電力とする。

1	$\gamma = i_r / I_{DC} \times 100 \text{〔\%〕}$	$\delta = V_o (V_n - V_o) / V_o \times 100 \text{〔\%〕}$	$\eta = P_2 / P_1 \times 100 \text{〔\%〕}$
2	$\gamma = i_r / I_{DC} \times 100 \text{〔\%〕}$	$\delta = V_o (V_n - V_o) / V_n \times 100 \text{〔\%〕}$	$\eta = P_2 / P_1 \times 100 \text{〔\%〕}$
3	$\gamma = i_r / I_{DC} \times 100 \text{〔\%〕}$	$\delta = V_o (V_n - V_o) / V_o \times 100 \text{〔\%〕}$	$\eta = P_2 / P_1 \times 100 \text{〔\%〕}$
4	$\gamma = i_r / (i_r + I_{DC}) \times 100 \text{〔\%〕}$	$\delta = (V_o - V_n) / V_n \times 100 \text{〔\%〕}$	$\eta = P_2 / P_1 \times 100 \text{〔\%〕}$
5	$\gamma = i_r / (i_r + I_{DC}) \times 100 \text{〔\%〕}$	$\delta = (V_o - V_n) / V_o \times 100 \text{〔\%〕}$	$\eta = P_2 / P_1 \times 100 \text{〔\%〕}$

A - 11 次の記述は、シリコン太陽電池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 単結晶シリコン、多結晶シリコン及びアモルファスシリコンなどの材料に不純物を添加して pn 接合を作る。
- 2 太陽電池の素子に太陽光を入射すると、pn 接合部で吸収され、そのエネルギーにより電子が励起されて、p 側が正、n 側が負に帯電する。
- 3 1 個の素子からなる太陽電池の出力の開放電圧は、0.5~0.8〔V〕程度である。
- 4 変換効率とは、1 個の素子からなる太陽電池の開放電圧と pn 接合部の禁制帯のエネルギーギャップとの比で表される。
- 5 理論的な変換効率は、25〔%〕程度であるが、実際には、光の反射等の光学的損失と、半導体や電極の抵抗損失やキャリアの再結合等による電氣的損失により、さらに効率は低下する。

A - 12 次の記述は、レーダー等に用いられるパルス圧縮技術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。

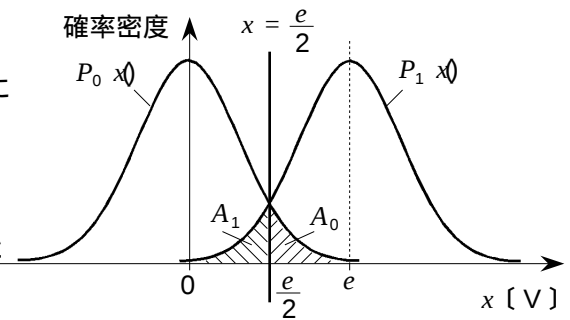
- (1) 線形周波数変調(チャープ)方式によるパルス圧縮技術は、送信時に送信パルス幅 T 〔s〕の中の周波数を、 f_1 〔Hz〕から f_2 〔Hz〕まで直線的に f 〔Hz〕変化させて放射する。
- (2) 受信時には、遅延時間の周波数特性が送信時の周波数変化と□Aの特性を持ったフィルタを通して受信出力を得る。
- (3) このパルス圧縮処理により、受信波形のパルス幅が T から□B〔s〕に圧縮され、尖頭値の振幅は□C倍になり、二つの独立したパラメータにより、探知距離と距離分解能という相反する性能の向上が可能となる。

	A	B	C
1	同一	T/f	$\sqrt{T/f}$
2	同一	$1/f$	$\sqrt{T/f}$
3	逆	T/f	$\sqrt{T/f}$
4	逆	T/f	$\sqrt{T/f}$
5	逆	$1/f$	$\sqrt{T/f}$

A - 13 パルス符号変調 (PCM) 通信方式の再生中継器などで、等化波形を識別再生するときの符号誤り率の値として、正しいものを下の番号から選べ。

ただし、等化波形の振幅 x は、符号が "0" のとき 0 [V]、"1" のとき V の値をとり、かつ、それぞれに平均値が 0 [V] 及び分散が σ^2 [W] のガウス分布の雑音が重畳しているものとし、符号 "0" 及び "1" の生起確率は共にとする。

また、符号が "0" のときの確率密度関数を $P_0(x)$ 、"1" のときの確率密度関数を $P_1(x)$ とすると、 $P_0(x)$ 及び $P_1(x)$ は、図に示すように分布し、信号の識別点を $x = e/2$ [V] としたときの、 $P_0(x)$ と x 軸及び直線 $x = e/2$ とで囲まれた部分の面積 A_0 並びに $P_1(x)$ と x 軸及び直線 $x = e/2$ とで囲まれた部分の面積 A_1 は、ともに 0.01 とする。



- 1 0.01 2 0.02 3 0.05 4 0.07 5 0.1

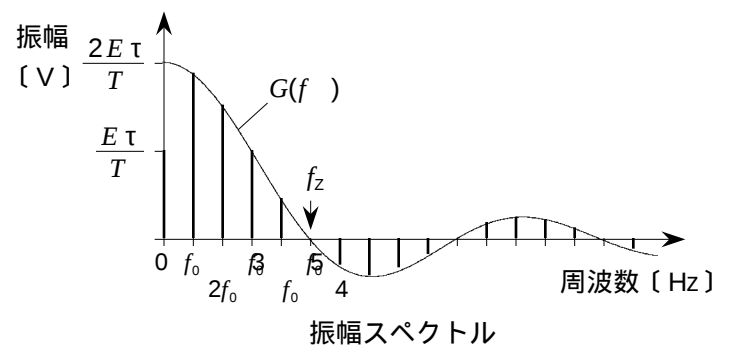
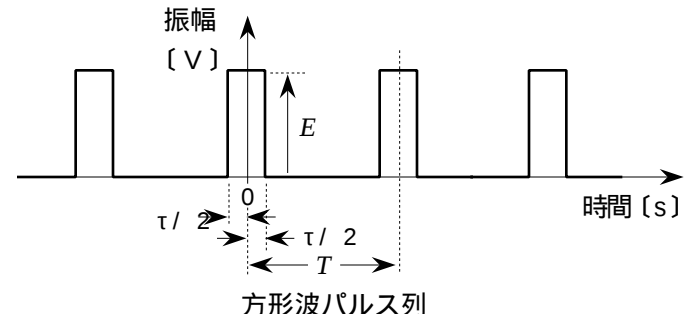
A - 14 次の記述は、図に示す方形波パルス列とその振幅スペクトルについて述べたものである。□内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

(1) 方形波パルス列の直流成分は $E\tau/T$ [V] であり、振幅スペクトルの包絡線 $G(f)$ は、周波数 [Hz] を用いて次式で表される。ただし、方形波パルスのパルス幅を τ [s]、振幅を E [V]、繰り返し周期を T [s] とする。

$$G(f) = \frac{2E\tau}{T} \times \boxed{A} \text{ [V]}$$

(2) 振幅スペクトルは、基本周波数 $f_0 = \boxed{B}$ の整数倍の周波数成分を持つ。

(3) $G(f)$ の大きさが最初に零になる周波数 f_z が $5f_0$ [Hz] のとき、 T の値は $\boxed{C}$ である。



	A	B	C
1	$\frac{\sin(\pi f)}{\pi f}$	$1/T$ [Hz]	5τ [s]
2	$\frac{\sin(\pi f)}{\pi f}$	$1/\tau$ [Hz]	10τ [s]
3	$\frac{\sin(\pi f\tau)}{\pi f\tau}$	$1/T$ [Hz]	5τ [s]
4	$\frac{\sin(\pi f\tau)}{\pi f\tau}$	$1/\tau$ [Hz]	10τ [s]
5	$\frac{\sin(\pi f\tau)}{\pi f\tau}$	$1/T$ [Hz]	2.5τ [s]

A - 15 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。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

- 1 送信系において、デジタル信号は、擬似雑音符号を乗算することにより、スペクトルが拡散処理された広帯域信号になる。
- 2 送信系で拡散処理により広帯域化されたデジタル信号は、受信系において、送信系と同一の擬似雑音符号を用いた逆拡散処理により、元の狭帯域のデジタル信号に復元される。
- 3 広帯域の受信波に混入した狭帯域の妨害波は、逆拡散処理により広帯域化されるので、受信波への影響は拡散比に応じて軽減される。
- 4 直接波とマルチパス波を受信したときの時間差が擬似雑音符号のチップ幅 (chip duration) より長いときは、マルチパス波の影響を受けやすい。
- 5 各通信チャネルごとに異なる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して多元接続ができる。

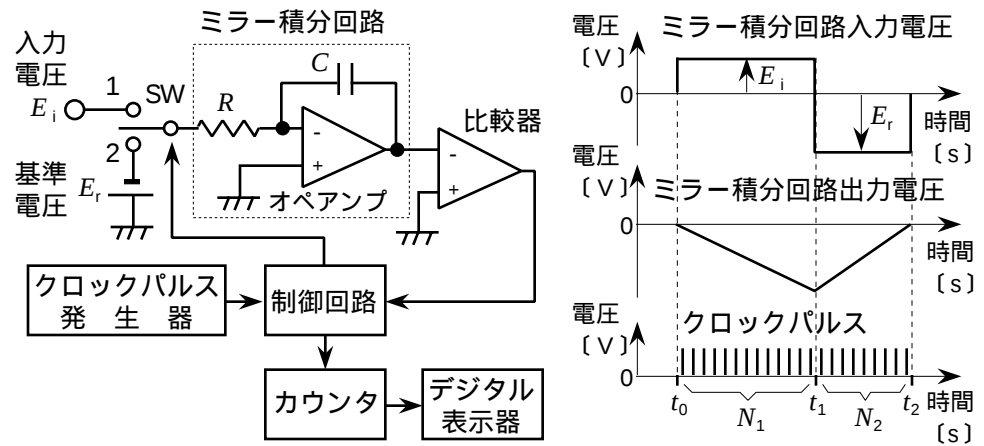
A - 16 次の記述は、回路網の特性を測定するためのベクトルネットワークアナライザについて述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

- 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 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。
- 3 回路網の入力信号として、正弦波が用いられる。
- 4 回路網の入力信号と反射信号の分離には、通常、方向性結合器が用いられる。
- 5 線形回路網及び非線形回路網の解析が可能である。

A - 17 次の記述は、図に示す二重積分方式（デュアルスロープ形）デジタル電圧計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、回路は理想的に動作するものとする。

- (1) スイッチ SW を 1 に入れ、正の入力直流電圧 E_i をミラー積分回路に加えると、その出力電圧が零から負方向に直線的に変化し、同時に比較器が動作する。制御回路は、比較器が動作を始めた時刻 t_0 からクロックパルスを送り、計数値が一定数 N_1 になった時刻 t_1 に SW を 2 に切替え、 E_i と逆極性の負の基準電圧 E_r を加える。ミラー積分回路の出力電圧は、 t_1 から正方向に直線的に変化し、時刻 t_2 で零になる。 t_1 から t_2 までの計数値が N_2 のとき、近似的に $E_i =$ A で表すことができる。
- (2) 積分を 2 回行う本方式の測定精度は、原理的に、積分回路を構成するコンデンサ C 及び抵抗 R の素子値の精度に依存 B 。また、周期性の雑音が入力電圧に加わったとき、 E_i の積分期間を雑音周期の C にすることにより影響を打ち消すことができる。

A	B	C
1 $E_r N_2 / N_1$	する	整数分の一
2 $E_r N_2 / N_1$	しない	整数倍
3 $E_r N_2 / N_1$	する	整数倍
4 $E_r N_1 / N_2$	しない	整数分の一
5 $E_r N_1 / N_2$	する	整数倍



A - 18 次の記述は、オシロスコープ、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、周期性の方形波など、複数の正弦波の和で表される信号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。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

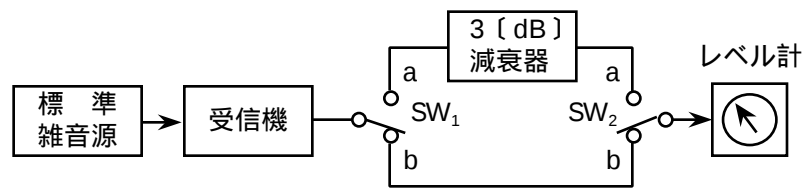
- 1 オシロスコープは、入力信号に含まれる個々の正弦波の振幅を測定することができない。
- 2 スペクトルアナライザ及び FFT アナライザは、入力信号に含まれる個々の正弦波の振幅を測定することができる。
- 3 FFT アナライザは、入力信号に含まれる個々の正弦波の相対位相を測定することができる。
- 4 スペクトルアナライザ及び FFT アナライザは、入力信号に含まれる個々の正弦波の周波数を測定することができる。
- 5 スペクトルアナライザは、入力信号の振幅の時間に対する変化を、時間軸上の波形として観測することができる。

A - 19 立上がり時間が 4 [ns] のオシロスコープを用いて、パルス波形の立上がり時間を測定したところ、5 [ns] が得られた。このパルス波形の真の立上がり時間の値として、最も近いものを下の番号から選べ。

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

A - 20 次の記述は、受信機の雑音指数を求めるため、図に示す構成例を用いて測定した結果について述べたものである。このときの受信機の雑音指数の値（真数）として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、ボルツマン定数を k [J/K]、周囲温度を T [K] 及び受信機の帯域幅を B [Hz] とするとき、 kTB の値を 1.2×10^{-17} [W] とする。

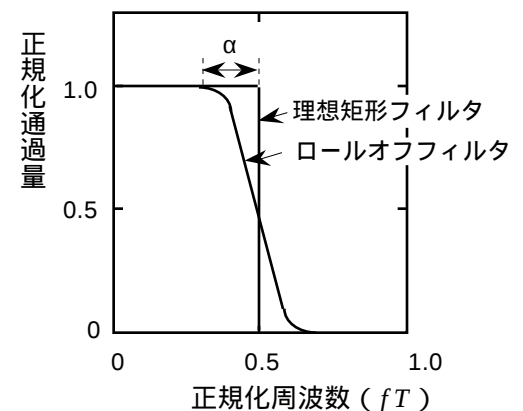
- (1) スイッチ SW_1 及び SW_2 を b 側に接続し、電源を断（OFF）にした標準雑音源を受信機に接続した状態で受信機の雑音出力を測定したときのレベル計の指示値は、50 [mW] であった。
- (2) 次に、スイッチ SW_1 及び SW_2 を a 側に接続して標準雑音源の電源を接（ON）にし、標準雑音源の出力レベルを調整してレベル計の指示値を (1) と同じ値にしたときの標準雑音源の出力レベルは、 6×10^{-7} [W] であった。



1 2 2 3 3 4 4 5 5 6

B - 1 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] 間隔でインパルスが無ひずみ伝送す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 波形ひずみ 2 変調信号 3 $2/T$ 4 大きく 5 零
6 符号間干渉 7 搬送波 8 $1/(2T)$ 9 小さく 10 最大

B - 2 次の記述は、ARSR（航空路監視レーダー）及び ASR（空港監視レーダー）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) ARSR は、山頂などに設置され、半径約 □ア の範囲にある航空路を航行する航空機の位置を探知する。これで得た情報と、□イ を併用して得た航空機の高度情報を用いることにより、航空機の位置を 3 次元的に把握することが可能である。
- (2) ARSR 及び ASR に用いられる移動目標指示装置（MTI）は、移動する航空機の反射波の位相などがドプラ効果によって変化することを利用しており、受信した物標からの反射パルスと、これを □ウ に等しい時間だけ遅らせたものとの □エ をとると、山岳、地面及び建物などの固定物標からの反射パルスを除去することができる。
- (3) この方法は、原理的に反射パルスのドプラ周波数がパルスの繰り返し周波数の □オ 倍（ n は正の整数）になるような速度を持つ移動物標からの反射パルスも除去されるので、その対策が必要である。

1 DME（航行援助用距離測定装置） 2 n 3 200 海里約 370 [km] 4 パルス幅 5 差
6 SSR（航空用二次監視レーダー） 7 $1/n$ 8 500 海里約 930 [km] 9 パルスの繰り返し周期 10 積

B - 3次の記述は、無線送受信機で発生するひずみ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 非直線ひずみは、単一の周波数信号が非直線回路を通して高調波成分を生ずるときや、複数の周波数成分を持つ信号が非直線回路を通してそれらの周波数の組合せによる周波数成分を生ずるときなどに発生する。
- イ 非直線ひずみのうち、混変調の原因になるのは主として偶数次（2次、4次、6次・・・）のひずみである。
- ウ 非直線回路は、周波数変調や位相変調された信号に対してはひずみを発生させるが、振幅変調された信号に対してはひずみを発生させない。
- エ 非直線ひずみは、非直線回路に負帰還を施しても軽減できない。
- オ 直線ひずみは、利得（減衰量）の周波数特性が平坦でない減衰ひずみや伝搬時間が周波数に対して一定でない群遅延ひずみの総称である。

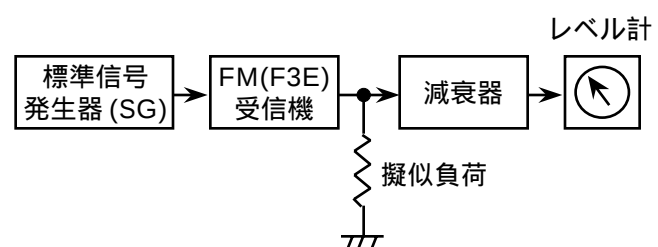
B - 4次の記述は、衛星通信に用いる SCPC 方式について述べたものである。□内に入れるべき字句を下の番号から選べ。

- (1) 音声信号の一つのチャンネルに対して □ア□ 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、□イ□ 多元接続方式の一つである。
- (2) 要求割当て（デマンドアサインメント）方式は、固定割当て（プリアサインメント）方式に比べて、通信容量が □ウ□ 多数の地球局が衛星の中継器を共同使用する場合、回線の利用効率が高い。
- (3) ボイスアクティベーションは、□エ□ 期間だけ無線周波信号を送信する方式であり、□オ□ を改善するために用いられる。

- | | | | | |
|-----------|---------|--------------------------|------|--------|
| 1 音声信号がある | 2 時分割 | 3 音声信号出力の信号対雑音比（ S/N ） | 4 一つ | 5 小さい |
| 6 雑音がない | 7 周波数分割 | 8 単一搬送波当たりの電力の利用効率 | 9 複数 | 10 大きい |

B - 5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受信機入力レベルで表すものとする。また、1〔 μV 〕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 □ア□ にし、受信機の出力をレベル計で確認する。SG から無変調出力を所定のレベルで受信機に加え、希望周波数に完全に同調をとると、レベル計の指示値は □イ□。
- (2) SG を断（OFF）にし、減衰器の減衰量を調整してレベル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 □ウ□ 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 □エ□ し、レベル計の指示が (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 4〔dB μ 〕のとき、求める雑音抑圧感度は、□オ□〔dB μ 〕である。



- | | | | | |
|----------|--------|---------|------|--------|
| 1 接（ON） | 2 変えて | 3 最小になる | 4 4 | 5 多く |
| 6 断（OFF） | 7 変えずに | 8 最大になる | 9 24 | 10 少なく |