

FA401

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。

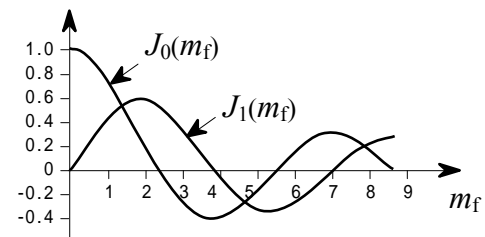
25 問 2 時間 30 分

A - 1 次の記述は、我が国の標準テレビジョン放送等のうち、放送衛星(BS)によるBSデジタル放送(広帯域伝送方式)で使用されている画像の符号化方式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 標準テレビ(SDTV)やハイビジョン(HDTV)の原信号(画像信号)は、情報量が多いため、原信号を圧縮符号化し、情報量を減らして伝送することが必要になる。
- 2 原信号の画像符号化方式は、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などを組み合わせた MPEG-2方式である。
- 3 動き補償予測符号化方式は、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差分信号及び和分信号のみを送信し、時間的な冗長性を除去することにより、伝送する情報量を減らす方式である。
- 4 離散コサイン変換方式は、原画像を八画素四方(8×8画素)の単位で空間周波数成分に変換し、細かい絵柄に対して感度が低い等の人間の視覚特性を反映してその成分を量子化し、空間的な冗長性を除去することにより情報量を減らす方式である。
- 5 可変長符号化方式は、一般に、信号をデジタル化すると、デジタル化した値は均等な確率で発生するのではなく、同じような値が偏って発生する傾向があることから、統計的に発生頻度の高い符号ほど短いビット列で表現して、全体として平均的な符号長を短くし、データの統計的な冗長性を除去することにより、伝送するビット数を減らす方式である。

A - 2 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、800〔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、2〔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4〔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 7,680〔Hz〕
- 2 3,840〔Hz〕
- 3 2,880〔Hz〕
- 4 1,920〔Hz〕
- 5 960〔Hz〕



A - 3 単一正弦波で 80〔%〕変調された AM(A3E)変調波の全電力が、330〔W〕であった。この AM 変調波の両側波帯のうち、一方の側波帯のみの電力の値として、正しいものを下の番号から選べ。

- 1 10〔W〕
- 2 20〔W〕
- 3 30〔W〕
- 4 40〔W〕
- 5 50〔W〕

A - 4 次の記述は、図1に示す QPSK(4PSK)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、入力の搬送波 e_c は、振幅を E_c 、角周波数を ω とすると、 $E_c \cos \omega t$ 〔V〕で表され、 $\pi/2$ 移相器は、入力の搬送波の位相を $\pi/2$ 〔rad〕遅延させるものとする。また、2値符号 $s_1(t)$ 及び $s_2(t)$ は、それぞれ符号が“0”のとき0、“1”のとき1の値をとり、 $s_1(t)$ 及び $s_2(t)$ は、 e_c と同期しているものとする。

- (1) BPSK 変調器 1 の出力 e_1 は、 $E_c \cos \{\omega t + \pi s_1(t)\}$ 〔V〕で表され、BPSK 変調器 2 の出力 e_2 は、次式で表される。

$$e_2 = E_c \cos \{ \square A + \pi s_2(t) \} \text{〔V〕}$$

- (2) e_1 及び e_2 をベクトル合成器で合成すると、 $s_1(t)$ 及び $s_2(t)$ の値が共に1のときの出力の QPSK 波のベクトルは、図2の □B で表され、 $s_1(t)$ の値が1、 $s_2(t)$ の値が0のときの QPSK 波のベクトルは、図2の □C で表される。ただし、 e_c のベクトルは、同相軸上にあるものとする。

- | | | |
|----------------------|---|---|
| A | B | C |
| 1 $\omega t + \pi/2$ | | |
| 2 $\omega t + \pi/2$ | | |
| 3 $\omega t - \pi/2$ | | |
| 4 $\omega t - \pi/2$ | | |
| 5 $\omega t - \pi/2$ | | |

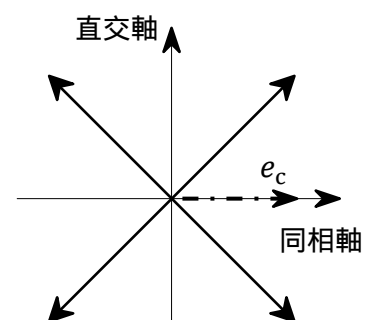
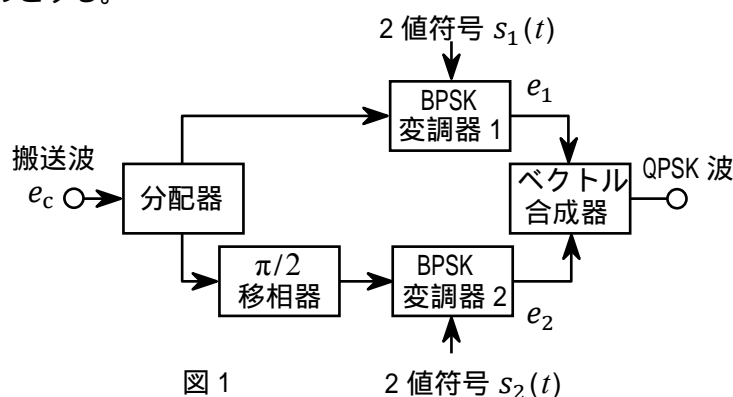
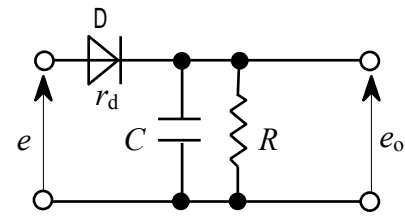


図 1

図 2

A - 5 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 $e = E(1 + m\cos pt)\cos \omega t$ [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 [rad/s] 及び p [rad/s] とし、ダイオードDの順方向抵抗を r_d [] とする。また、抵抗を R []、コンデンサの静電容量を C [F] とする。

- | | | | | | | |
|---|-----|-------|----------|-------------|----------|-----|
| 1 | R | r_d | $1/(CR)$ | ω 及び | $1/(CR)$ | p |
| 2 | R | r_d | $1/(CR)$ | ω 及び | $1/(CR)$ | p |
| 3 | R | r_d | $1/(CR)$ | ω 及び | $1/(CR)$ | p |
| 4 | R | r_d | $1/(CR)$ | ω 及び | $1/(CR)$ | p |
| 5 | R | r_d | $1/(CR)$ | ω 及び | $1/(CR)$ | p |



A - 6 次の記述は、我が国の地上系デジタル方式標準テレビジョン放送の標準方式に用いられる直交周波数分割多重(OFDM)方式の信号を復調するための同期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。

- OFDM方式では、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 □ A □ にするための搬送波 □ A □ に対する同期及び離散フーリエ変換処理に必要な標本を生成するための標本化周波数に対する同期がそれぞれ必要である。
- ガードインターバルは、□ B □ による妨害を軽減するためにOFDM信号のシンボルの後半の一部分を複製し、先頭部分に付け加えたものであるが、シンボルの前後に同じ情報があるので、これを利用して同期をとることができる。
- C □ 信号により高い精度で同期をとることができる。電力拡散信号を加算した □ C □ 信号から生成される □ C □ シンボルは、OFDMセグメントのキャリア番号 0 番に配置される。

- | | A | B | C |
|---|-----|------|-----------------------|
| 1 | 振幅 | 遅延波 | CP(Continuous Pilot) |
| 2 | 振幅 | 遅延波 | AC(Auxiliary Control) |
| 3 | 振幅 | 外部雑音 | CP(Continuous Pilot) |
| 4 | 周波数 | 遅延波 | CP(Continuous Pilot) |
| 5 | 周波数 | 外部雑音 | AC(Auxiliary Control) |

A - 7 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の正しい組合せを下の番号から選べ。

- 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 □ A □ 検波であるが、実際に検出されるのは $|E_0(t)|$ である。
- 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、 $s_0(t) \times s_s(t) =$ □ B □ となる。
- 次に、高周波成分を除去すると、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の余弦に比例する。また、位相変調成分がなく $\varphi_0(t) = 0$ のとき出力は、 $E_0(t) \cos\theta_s$ に比例する。すなわち、 $s_s(t)$ が $s_0(t)$ と □ C □ のとき最大となり、逆に □ D □ の関係にあるとき0となる。

- | | A | B | C | D |
|---|-----|--|----------------------------|----------------------------|
| 1 | 包絡線 | $\frac{1}{2} E_0(t) [\cos\{\omega_c t - \varphi_0(t)\} + \cos\{2\omega_c t + \theta_s + \varphi_0(t)\}]$ | 直角位相($\theta_s = \pi/2$) | 同相($\theta_s = 0$) |
| 2 | 包絡線 | $\frac{1}{2} E_0(t) [\cos\{\omega_c t - \varphi_0(t)\} + \cos\{2\omega_c t + \theta_s + \varphi_0(t)\}]$ | 同相($\theta_s = 0$) | 直角位相($\theta_s = \pi/2$) |
| 3 | 包絡線 | $\frac{1}{2} E_0(t) [\cos\{\theta_s - \varphi_0(t)\} + \cos\{2\omega_c t + \theta_s + \varphi_0(t)\}]$ | 同相($\theta_s = 0$) | 直角位相($\theta_s = \pi/2$) |
| 4 | 遅延 | $\frac{1}{2} E_0(t) [\cos\{\omega_c t - \varphi_0(t)\} + \cos\{2\omega_c t + \theta_s + \varphi_0(t)\}]$ | 同相($\theta_s = 0$) | 直角位相($\theta_s = \pi/2$) |
| 5 | 遅延 | $\frac{1}{2} E_0(t) [\cos\{\theta_s - \varphi_0(t)\} + \cos\{2\omega_c t + \theta_s + \varphi_0(t)\}]$ | 直角位相($\theta_s = \pi/2$) | 同相($\theta_s = 0$) |

A - 8 衛星通信回線の干渉雑音に対する雑音配分量において、システム間干渉雑音電力を総合雑音電力の25 [%] とする場合、システム間干渉雑音電力の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、総合の搬送波電力対雑音電力比(C/N)を13 [dB] とする。また、 $\log_{10} 2 = 0.3$ とする。

- | | | | | | | | | | |
|---|---------|---|---------|---|---------|---|---------|---|---------|
| 1 | 18 [dB] | 2 | 19 [dB] | 3 | 20 [dB] | 4 | 21 [dB] | 5 | 22 [dB] |
|---|---------|---|---------|---|---------|---|---------|---|---------|

A - 9 次の記述は、スーパーヘテロダイン受信機の相互変調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、 a_0 、 a_1 、 a_2 及び a_3 は、それぞれ、直流分、1次、2次及び3次の項の係数を示す。なお、同じ記号の□内
には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 高周波増幅器等の振幅非直線回路の入力を e_i 、出力を e_o として、一般に、入出力特性は、式 $e_o = a_0 + a_1 e_i + a_2 e_i^2 + a_3 e_i^3 + \dots$ で表すことができ、同回路へ、例えば、2つの単一波 f_1 、 f_2 [Hz] を同時に入力した場合、同式の3乗の項で計算すると、出力 e_o には、 f_1 、 f_2 [Hz] 及び両波それぞれの3乗成分の他に □A□ $\times f_1 \pm f_2$ [Hz] 及び □A□ $\times f_2 \pm f_1$ [Hz] が現れる。これらの成分が希望周波数又は中間周波数と一致したときに相互変調積による妨害を生ずる。
- (2) 周波数差の等しい3つの波 F_1 、 F_2 、 F_3 [Hz] ($F_1 < F_2 < F_3$ とする)が存在するとき、他の2波による3次の相互変調積の妨害を最も受けにくいのは □B□ である。
- (3) 相互変調積を小さくするには、高周波増幅器及び周波数変換器の利得を □C□ し、非直線動作をしにくくする。

	A	B	C
1	2	F_2	小さく
2	2	F_1	大きく
3	2	F_3	小さく
4	3	F_1	小さく
5	3	F_2	大きく

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] とする。

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

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。

- pn接合は、単結晶シリコン及び多結晶シリコンなどの材料に不純物を添加して形成する。
- 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。
- 変換効率は、一般的に太陽電池に入射する光のエネルギーに対する最大出力(電気エネルギー)の割合で評価できる。
- 変換効率は、光の反射等の光学的損失、半導体や電極の抵抗損失及びキャリアの再結合による電氣的損失により影響を受ける。
- 受光面の放射照度が一定等の基準条件における温度特性は、温度の上昇とともに短絡電流は微減するが、開放電圧が大幅に増加するので、変換効率は温度の上昇とともに増加する。

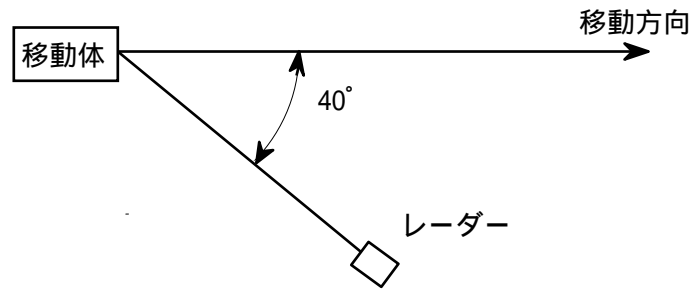
A - 12 次の記述は、航空機の航行援助に用いられるILS (計器着陸装置)について述べたものである。□内に入れるべき字句の正しい組合せを下
の番号から選べ。

- (1) グライド・パスは、滑走路の側方の所定の位置に設置され、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、航空機の降下路面の □A□ の変調信号が強く受信されるような指向性を持つUHF帯の電波を放射する。
- (2) ローカライザは、滑走路末端から所定の位置に設置され、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、航空機の進入方向から見て進入路の □B□ の変調信号が強く受信されるような指向性を持つVHF帯の電波を放射する。
- (3) マーカ・ビーコンは、滑走路進入端から複数の所定の位置に設置され、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、それぞれ特有の変調周波数で振幅変調された □C□ 帯の電波を上空に向けて放射する。

A	B	C
1 下側では150 [Hz]、上側では90 [Hz]	右側では90 [Hz]、左側では150 [Hz]	UHF
2 下側では150 [Hz]、上側では90 [Hz]	右側では150 [Hz]、左側では90 [Hz]	VHF
3 下側では90 [Hz]、上側では150 [Hz]	右側では90 [Hz]、左側では150 [Hz]	VHF
4 下側では90 [Hz]、上側では150 [Hz]	右側では90 [Hz]、左側では150 [Hz]	UHF
5 下側では90 [Hz]、上側では150 [Hz]	右側では150 [Hz]、左側では90 [Hz]	UHF

A - 13 図に示すように、ドプラレーダーを用いて移動体を前方 40° の方向から測定したときのドプラ周波数が、 1 [kHz] であった。この移動体の移動方向の速度の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、レーダーの周波数は 10 [GHz] とし、 $\cos 40^\circ = 0.77$ とする。

- 1 60 [km/h]
- 2 65 [km/h]
- 3 70 [km/h]
- 4 75 [km/h]
- 5 80 [km/h]

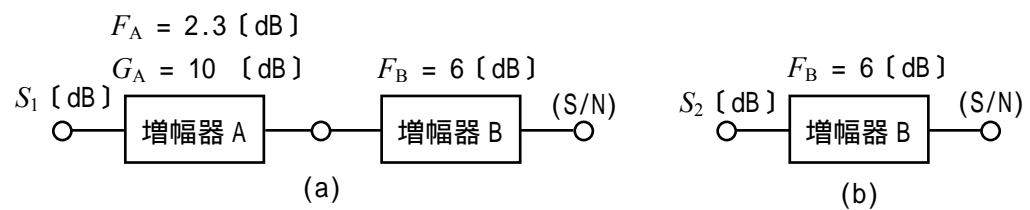


A - 14 次の記述は、衛星通信システムに用いられる時分割多元接続(TDMA)方式について述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

- (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、□ A □ 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。
- (2) パーストの長さや位置を変更することが □ B □ 。
- (3) 各地球局から送られる送信信号が衛星上で重ならないように、各地球局の □ C □ を制御する必要がある。

	A	B	C
1	一定	できる	送信タイミング
2	一定	できない	周波数
3	一定	できない	送信タイミング
4	任意	できない	送信タイミング
5	任意	できる	周波数

A - 15 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 $S_1 \text{ [dB]}$ 及び $S_2 \text{ [dB]}$ 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、 $\log_{10} 1.7 = 0.23$ 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 6 [dB]
- 2 5 [dB]
- 3 4 [dB]
- 4 3 [dB]
- 5 2 [dB]

A - 16 次の記述は、図に示すマイクロ波用サーミスタ電力計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、サーミスタのマイクロ波における表皮効果及び直流電流計の内部抵抗は無視するとともに、導波管回路は整合がとれているものとする。

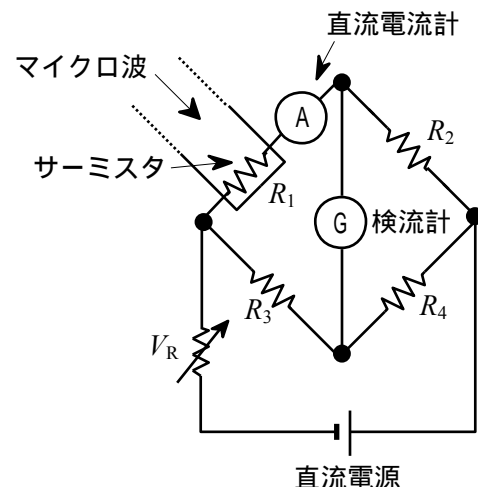
- (1) サーミスタ電力計は、□ A □ 程度までの電力の測定に適している。
- (2) 導波管に取り付けられ、直流ブリッジ回路の一辺を構成しているサーミスタの抵抗 R_1 の値は、サーミスタに加わったマイクロ波電力及びブリッジの直流電流に応じて変化する。マイクロ波が加わらないとき、可変抵抗器 V_R により R_1 を流れる電流を調整してブリッジ回路の平衡をとる。このときの直流電流計の指示値を $I_1 \text{ [A]}$ とすると、 R_1 で消費される直流電力 P_1 は、次式で表される。

$$P_1 = \text{□ B □} \text{ [W]}$$

- (3) マイクロ波を加えると、その電力に応じて R_1 の値が変化しブリッジ回路の平衡がくずれるので、再び V_R を調整して平衡をとる。このときの直流電流計の指示値を $I_2 \text{ [A]}$ とすると、 R_1 に加わったマイクロ波電力 P_m は、次式で求められる。

$$P_m = \text{□ C □} \text{ [W]}$$

	A	B	C
1	10 [W]	$I_1^2 R_2 R_3 / R_4$	$(I_1^2 - I_2^2) R_2 R_3 / R_4$
2	10 [W]	$I_1^2 R_2 / (R_3 R_4)$	$(I_1 - I_2)^2 R_2 / (R_3 R_4)$
3	10 [mW]	$I_1^2 R_2 / (R_3 R_4)$	$(I_1^2 - I_2^2) R_2 / (R_3 R_4)$
4	10 [mW]	$I_1^2 R_2 R_3 / R_4$	$(I_1 - I_2)^2 R_2 R_3 / R_4$
5	10 [mW]	$I_1^2 R_2 R_3 / R_4$	$(I_1^2 - I_2^2) R_2 R_3 / R_4$



A - 17 立上がり時間が3〔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 - 18 次の記述は、標準信号発生器などで使用されているフラクショナルN型のPLL周波数シンセサイザ(分数分周PLL周波数シンセサイザ)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、 T_N は N 分周する期間を、 T_{N+1} は $(N+1)$ 分周する期間とし、図中のアキュムレータは、基準周波数のクロックのサイクル毎に、設定したフラクションを加算していくものであり、その積算値にオーバーフローが発生するたびに分周器の分周比($1/N$ 、 $1/(N+1)$)を切り替えるものである。なお、同じ記号の□内には、同じ字句が入るものとする。

- (1)
- 基準周波数(位相比較周波数) f_{ref} 〔Hz〕よりも□A□周波数分解能(周波数ステップ)を得ることができる。
- (2)
- 周期的に二つの整数値の分周比を切り替えることで、非整数の分周比を実現しており、平均のVCOの周波数 f_0 〔Hz〕は、 $f_0 = \{N + \square B\square\} f_{\text{ref}}$ 〔Hz〕で表される。ここで□B□は、フラクションと呼ぶ。
- (3)
- フラクションの値を分数で表し、その分子を1ステップずつ変化させ、周波数ステップ0.1〔MHz〕の f_0 を得るための分母の値は、□C□である。ただし、 f_{ref} は10〔MHz〕、分子は正の整数とする。
- (4)
- フラクショナルN型のPLL周波数シンセサイザは、□D□を高くできるため、周波数切替え特性や位相雑音特性が改善されるが、分周比を切り替えることによって f_0 の近傍にフラクショナル・スプリアスが発生する。このスプリアスの影響を軽減するためには、デルタ・シグマ()変調器を用いて分周比の切り替えを分散化する方法などがある。

A

B

C

D

1

細かい

$\frac{T_{N+1}}{T_N+T_{N+1}}$

100

f_{ref}

2

細かい

$\frac{T_N}{T_N+T_{N+1}}$

10

f_{ref}

3

細かい

$\frac{T_{N+1}}{T_N+T_{N+1}}$

10

f_0

4

粗い

$\frac{T_{N+1}}{T_N+T_{N+1}}$

10

f_{ref}

5

粗い

$\frac{T_N}{T_N+T_{N+1}}$

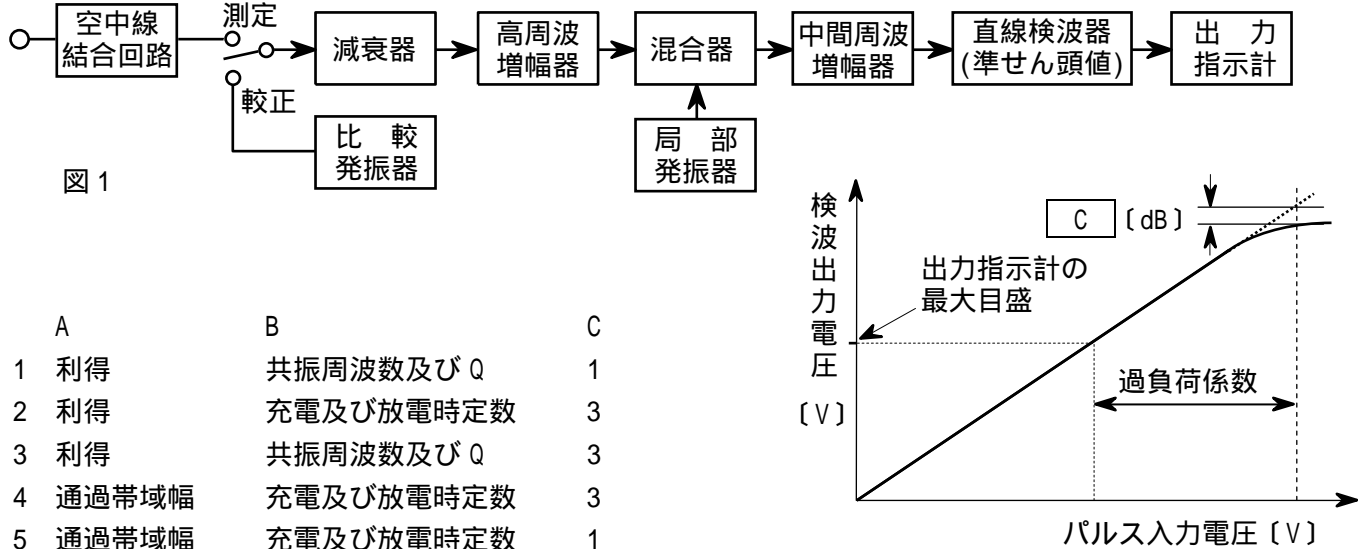
100

f_0

フラクショナルN型のPLL周波数シンセサイザの原理的構成図

A - 19 次の記述は、図1に示す雑音電界強度測定器(妨害波測定器)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。なお、同じ記号の□内には、同じ字句が入るものとする。

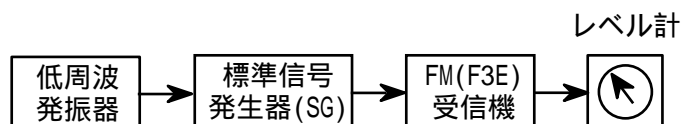
- (1)
- 人工雑音などの高周波雑音の多くはパルス性雑音であり、高調波を多く含むため、同じ雑音でも測定器の□A□、直線性、検波回路の時定数等によって出力の雑音の波形が変化し、出力指示計の指示値が異なる。このため、雑音電界強度を測定するときの規格が定められている。
- (2)
- 準せん頭値は、規定の□B□を持つ直線検波器で測定された見掛け上のせん頭値であり、パルス性雑音を検波したときの出力指示計の指示値と無線通信に対する妨害度とを対応させるために用いる。
- (3)
- パルス性雑音のせん頭値は、出力指示計の指示値に比べて大きいことが多いので、測定器入力端子から直線検波器までの回路の直線動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。



A - 20 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復調出力(雑音)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。

- (1) 受信機のスケルチを断(OFF)、標準信号発生器(SG)を試験周波数に設定し、1,000〔Hz〕の正弦波により最大周波数偏移の許容値の70〔%〕の変調状態で、受信機に20〔dBμV〕以上の受信機入力電圧を加え、受信機の復調出力が定格出力の1/2となるように □ A □ 出力レベルを調整する。
- (2) SG を断(OFF)にし、受信機の復調出力(雑音)レベルを測定する。
- (3) SG を接(ON)にし、その周波数を変えずに □ B □ で、その出力を受信機に加え、SG の出力レベルを調整して受信機の復調出力(雑音)レベルが(2)で求めた値より20〔dB〕低い値とする。このときのSG の出力レベルから受信機入力電圧を求める。この値が求める雑音抑圧感度である。なお、受信機入力電圧は、信号源の開放端電圧で規定されているため、SG の出力が終端表示となっている場合には、測定値が □ C □ 〔dB〕異なる。

	A	B	C
1	受信機	無変調	3
2	受信機	変調状態	3
3	受信機	無変調	6
4	低周波発振器	変調状態	6
5	低周波発振器	無変調	3



B - 1 次の記述は、BPSK や QAM 変調方式における帯域制限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、図2及び図3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り、図2の縦軸の正規化振幅スペクトルは、 $|H_D(f)/T|$ を表す。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 図1のパルスの高さ1、シンボル周期を T 〔s〕とする矩形波のベースバンドデジタル信号 $h_D(t)$ のスペクトル $H_D(f)$ は、フーリエ変換により次式で表される。

$$H_D(f) = \int_{-\infty}^{\infty} h_D(t) e^{-j2\pi ft} dt = T \times \text{ア}$$

- (2) (1)のフーリエ変換した正規化振幅スペクトル($|H_D(f)/T|$)は、図2に示す形状で周波数 □ イ □ 〔Hz〕を中心として無限に広がる。よって、この $h_D(t)$ で搬送波を変調すると同じスペクトル形状で帯域が広がるため、帯域制限が必要になる。

- (3) $h_D(t)$ をフィルタを用いて帯域制限し、□ ウ □ 干渉を生じないようにするためには、フィルタのインパルス応答がシンボル周期 T 〔s〕の整数倍の時刻ごとにゼロクロスしなければならない。このことは、ナイquist間隔でインパルス列を伝送し、受信パルスの中央で行う瞬時検出に対して □ ウ □ 干渉が零であることをいう。

- (4) (3)の基準を満足するロールオフフィルタは、図3に示すような特性を有し、ロールオフファクタ α は、0 α 1の値をとる。ロールオフフィルタの出力の周波数帯域幅は、 α が小さいほど □ エ □ なるが、半面、振幅変動が大きくなり、シンボル判定のタイミングがずれると □ ウ □ 干渉特性の劣化が大きくなる。なお、 α は、帯域制限の傾斜の程度を示す係数であり、図3では、 $\alpha = 1.0$ 、 $\alpha = 0.5$ 及び理想矩形フィルタとして $\alpha = 0$ の時の特性を示している。

- (5) $h_D(t)$ をロールオフフィルタで帯域制限した信号で搬送波を変調した場合、その搬送波の周波数帯域幅は、シンボル周期 T 〔s〕及び α で表すと、周波数帯域幅 = □ オ □ 〔Hz〕となる。なお、図2では、図3に示す理想矩形フィルタとして $\alpha = 0$ の時の通過帯域幅を $h_D(t)$ のスペクトル(絶対値)に重ねて示している。

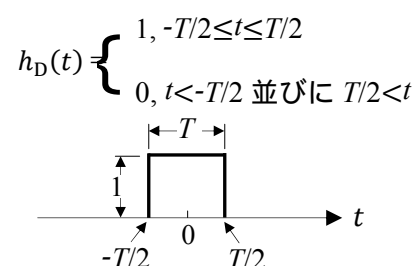


図1 ベースバンドデジタル信号 $h_D(t)$

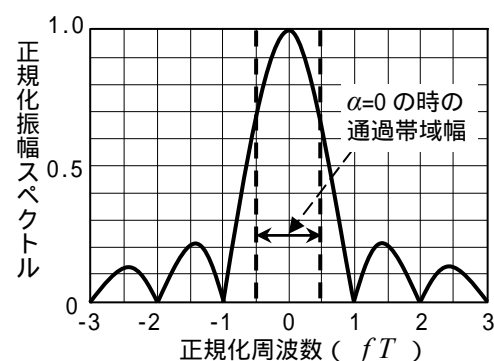


図2 $h_D(t)$ のスペクトル(絶対値)

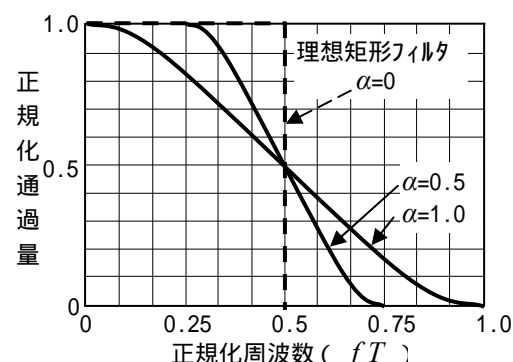


図3 ロールオフフィルタの特性

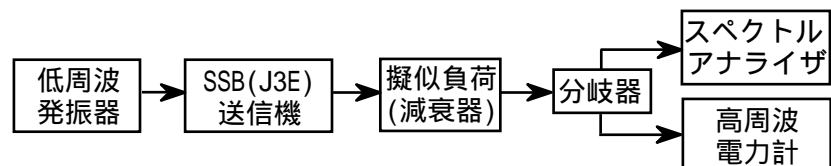
- | | | | | | | | | | |
|---|--------------------------------|---|--------------------------------|---|----|---|-----------------------|----|----------------------|
| 1 | $\frac{\sin \pi f T}{\pi f T}$ | 2 | $\frac{\pi f T}{\sin \pi f T}$ | 3 | 0 | 4 | $\frac{1}{T}$ | 5 | マルチパス |
| 6 | シンボル間 | 7 | 広く | 8 | 狭く | 9 | $\frac{1+\alpha}{2T}$ | 10 | $\frac{1+\alpha}{T}$ |

B - 2 次の記述は、SCPC方式の衛星通信の中継器などに用いられる電力増幅器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) 電力効率を良くするために増幅器が□ア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総和は□イ。
- (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□ウ 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□エすることなどがある。
- (4) しかし、あまり入力バックオフを□エしてしまうと、中継器の□オを低下させてしまうことから、一つの中継器に収容できる回線数が減少する。

- | | | | | |
|-------|--------|--------|-----------|--------|
| 1 非線形 | 2 増加する | 3 出力電力 | 4 電力利用効率 | 5 大きく |
| 6 線形 | 7 減少する | 8 入力電力 | 9 帯域外放射特性 | 10 小さく |

B - 3 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において、SSB(J3E)送信機の変調条件及び測定器の条件など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、搬送波電力減衰比とは、一つの変調周波数の信号によって飽和レベルで変調したときの平均電力に対する搬送波電力(本来抑圧されるべきもの)の比であり、法令等に基づく送信装置の条件として40〔dB〕以上低い値であることが定められているものとする。また、割当周波数は、搬送波周波数から1,400〔Hz〕高い周波数であること及び測定手順としては、スペクトルアナライザの画面に上側波帯と搬送波を表示して、それぞれの電力(dBm)を測定するものとする。



- ア SSB(J3E)送信機の変調条件の一つとして、変調周波数は、1,500〔Hz〕の方形波とする。
- イ スペクトルアナライザの中心周波数は、搬送波周波数+700〔Hz〕に設定する。
- ウ スペクトルアナライザの掃引周波数(周波数SPAN)は、約5〔KHz〕に設定する。
- エ スペクトルアナライザの分解能帯域幅(RBW)は、3〔KHz〕程度に設定する。
- オ 測定結果として、測定した上側波帯電力と搬送波電力の差を求め、その差が40〔dB〕以上あることを確認する。

B - 4 次の記述は、パルス符号変調(PCM)方式の標本化、量子化及び標本化パルス列の復調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) 折返し雑音を除去するため、標本化回路の□ア段に低域フィルタ(LPF)を設ける。
- (2) アパーチャ効果は、標本化パルスの□イが大きくなるほど標本化パルス列に含まれるアナログ信号の高域の周波数成分が減衰する現象である。
- (3) 均一量子化を行ったときの信号電圧対量子化雑音電圧比(S/N_Q)の大きさは、量子化ステップ数に□ウする。
- (4) 規定の標本化周波数より大幅に高い周波数で信号を標本化するオーバーサンプリングを行って量子化すると、単位周波数帯域当たりの雑音電力は、□エなる。このように、高い周波数で標本化しておいてから、フィルタで信号の存在していた帯域のみに帯域制限すると、帯域内の量子化雑音電力は□エなる。
- (5) 標本化パルス列の復調の際に用いる低域フィルタ(LPF)で、帯域外の周波数成分を完全に除去しきれないと高周波成分が混入してきて□オとなる。

- | | | | | |
|------------------|------|-------|---------|--------|
| 1 衝撃係数(デューティレシオ) | 2 入力 | 3 比例 | 4 補間雑音 | 5 大きく |
| 6 振幅 | 7 出力 | 8 反比例 | 9 過負荷雑音 | 10 小さく |

B - 5 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 非直線ひずみは、非直線回路に負帰還を施すことにより軽減できる。
- エ 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。
- 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。