

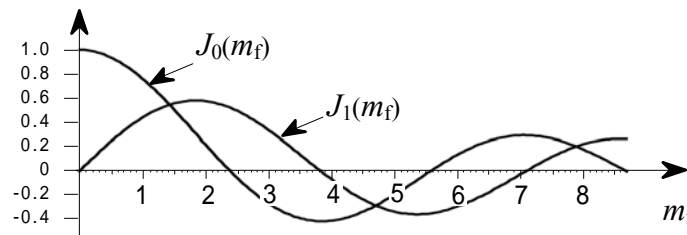
FA907

第一級陸上無線技術士「無線工学 A」試験問題

25 問 2 時間 30 分

A - 1 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 400〔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、1〔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、最大周波数偏移が 2,400〔Hz〕となるときの変調信号の振幅の値として、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 2.0〔V〕
- 2 2.5〔V〕
- 3 3.0〔V〕
- 4 3.5〔V〕
- 5 4.0〔V〕



A - 2 次の記述は、我が国の地上系デジタル放送の標準方式(ISDB-T)に用いられている離散コサイン変換(DCT)及び画像信号のデータ圧縮の原理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 画像信号は、最初に8画素四方(8×8画素)のブロックに分割される。
- 2 2次元DCTでは、分割された画像信号のブロックを周波数成分毎に64種類の基本パターンに分解し、それぞれの周波数成分(DCT係数)を求める。
- 3 2次元DCTで変換した周波数成分(DCT係数)一つ一つは、個々の係数(量子化マトリクスと呼ばれる数値群)で除算される。
- 4 一般的に、2次元DCTで変換した周波数成分(DCT係数)は、低い周波数成分が圧倒的に多く、高い周波数成分はごく少なくなる。
- 5 2次元DCTで変換した周波数成分(DCT係数)のうち、低い周波数成分に対して人間の視覚が鈍感であり、低い周波数成分を高い周波数成分と比較して大きな値の係数(量子化マトリクスと呼ばれる数値群)で除算することで数値が間引かれる。これが画像信号のデータ圧縮の原理である。

A - 3 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 を合成(加算)すると、 $s_1(t)$ の値が 1、 $s_2(t)$ の値が 0 のときの出力の QPSK 波のベクトルは、図 2 の □ B で表され、 $s_1(t)$ 及び $s_2(t)$ の値が共に 0 のときの出力の 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 $\omega t - \pi/2$ | | |

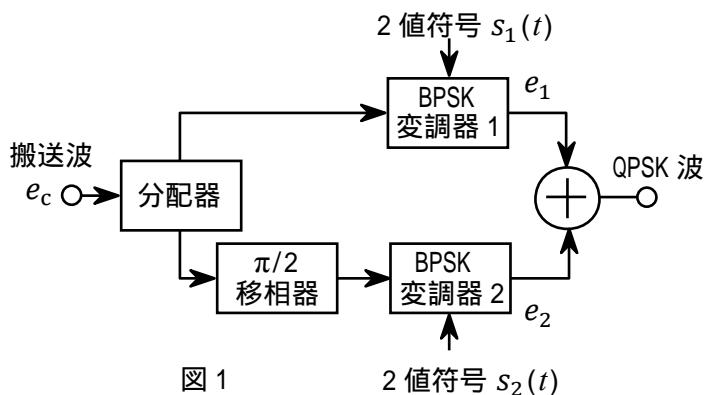


図 1

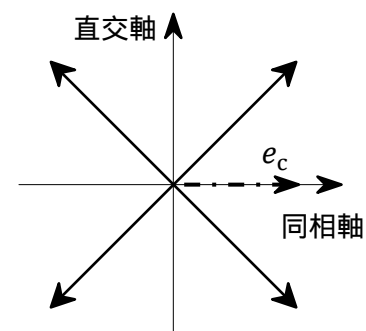
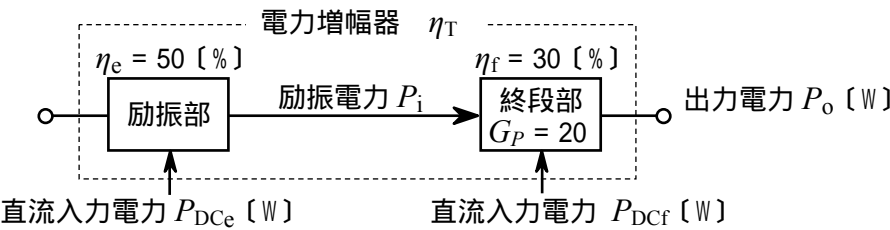


図 2

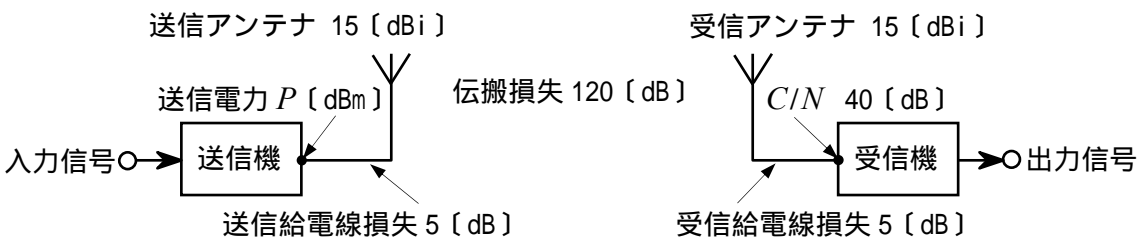
A - 4 図に示す電力増幅器の総合効率 η_T の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、励振部及び終段部の電力効率をそれぞれ $\eta_e = P_i / P_{DCe}$ 及び $\eta_f = P_o / P_{DCf}$ とし、その値をそれぞれ 50 [%] 及び 30 [%] とする。また、終段部の電力利得 G_P の値を 20 (真数) とする。

- 1 29 [%]
- 2 26 [%]
- 3 23 [%]
- 4 20 [%]
- 5 17 [%]



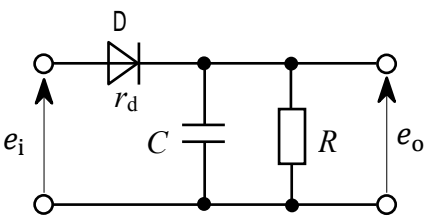
A - 5 図に示す通信回線において、受信機の入力に換算した搬送波電力対雑音電力比 (C/N) が 40 [dB] のときの送信機の送信電力 (平均電力) P [dBm] の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、送信給電線及び受信給電線の損失をそれぞれ 5 [dB]、送信アンテナ及び受信アンテナの絶対利得をそれぞれ 15 [dBi]、両アンテナ間の伝搬損失を 120 [dB] 並びに受信機の雑音指数を 2.5 (真数)、等価雑音帯域幅を 10 [MHz]、ボルツマン定数 k 及び周囲温度 T をそれぞれ 1.38×10^{-23} [J/K] 及び 290 [K] とするものとし、1 [mW] を 0 [dBm] とする。

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



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 $e_i = E(1 + m \cos pt) \cos \omega t$ [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 、 $1/\omega$ CR 及び CR $1/p$
- 2 R r_d 、 $1/\omega$ CR 及び CR $1/p$
- 3 R r_d 、 $1/\omega$ CR 及び CR $1/p$
- 4 R r_d 、 $1/\omega$ CR 及び CR $1/p$
- 5 R r_d 、 $1/\omega$ CR 及び CR $1/p$



A - 7 次の記述は、スーパーヘテロダイン受信機の映像 (イメージ) 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。

- (1) 受信希望波の周波数 f_d を局部発振周波数 f_0 でヘテロダイン検波して中間周波数 f_i を得るが、周波数の関係において、 f_0 に対して f_d と対称の位置にある周波数、すなわち f_d から □ A □ 離れた周波数 f_u も同じようにヘテロダイン検波される可能性があり、 f_u を映像周波数という。
- (2) 映像周波数に相当する妨害波があるとき、受信機出力に混信となつて現れることを抑圧する能力を映像周波数選択度などという。
- (3) この映像周波数による混信の軽減法には、中間周波数を □ B □ して受信希望波と妨害波との周波数間隔を広げる方法や □ C □ の選択度を良くする方法などがある。

| | A | B | C |
|---|--------|----|----------|
| 1 | $2f_i$ | 高く | 高周波増幅回路 |
| 2 | $2f_i$ | 低く | 中間周波増幅回路 |
| 3 | $4f_i$ | 低く | 中間周波増幅回路 |
| 4 | $4f_i$ | 高く | 中間周波増幅回路 |
| 5 | $4f_i$ | 高く | 高周波増幅回路 |

A - 8 単一通信路における周波数変調 (FM) 波の S/N 改善係数 I [dB] の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、変調指数を m_f 、等価雑音帯域幅を B [Hz]、最高変調周波数を f_p [Hz] とすると、 I (真数) は、 $I = 3 m_f^2 B / (2 f_p)$ で表せるものとし、 B を 32 [kHz]、 f_p を 3 [kHz]、最大周波数偏移を 12 [kHz] とする。また、 $\log_{10} 2 = 0.3$ とする。

- 1 16 [dB]
- 2 18 [dB]
- 3 20 [dB]
- 4 24 [dB]
- 5 28 [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 とすると、一般に入出力特性は、式 $e_o = a_0 + a_1e_i + a_2e_i^2 + a_3e_i^3 + \dots$ 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 □ $\times f_1 \pm f_2$ 〔Hz〕及び □ $\times f_2 \pm f_1$ 〔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。

| | A | B | C |
|---|---|-------|-----|
| 1 | 2 | F_1 | 大きく |
| 2 | 2 | F_3 | 小さく |
| 3 | 2 | F_2 | 小さく |
| 4 | 3 | F_1 | 小さく |
| 5 | 3 | F_2 | 大きく |
- (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 □ である。
- (3) 相互変調積を小さくするには、できるだけ、高周波増幅器等の利得を □ し、非直線動作をしにくくする。

A - 10 次の記述は、電源回路に用いるツェナー・ダイオード(Dz)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) Dz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Dzに流せる電流が制限される。

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

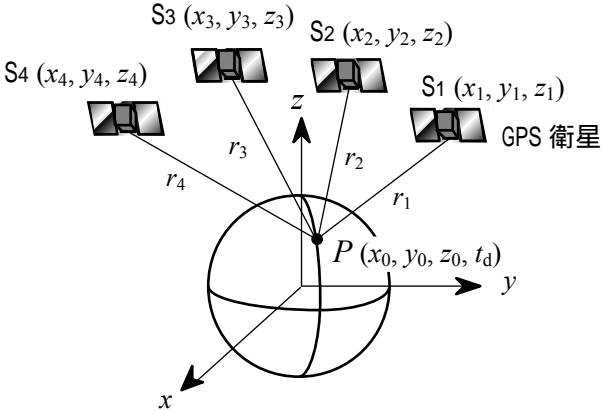
A - 11 次の記述は、発電機と組合せた一般的な無停電電源装置(UPS)について述べたものである。このうち正しいものを下の番号から
選べ。

- 無停電電源装置の出力は、一般的にPWM制御を利用してその波形が正弦波に近く、また、定電圧・定周波数を得ることができる。
- 無停電電源装置の基本構成要素の一つであるインバータは、交流電力を直流電力に変換するものである。
- 定常時には、商用電源からの交流入力を安定した直流電力に変換し、その直流電力を負荷に供給する。
- 商用電源が瞬時停電したときは、発電機から負荷に電力を供給する。
- 商用電源が長時間停電したときは、蓄電池に蓄えられていた直流電力を負荷に供給する。

A - 12 次の記述は、図に示すGPS(全世界測位システム)の測位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。

- GPS衛星と受信点PのGPS受信機との間の距離は、GPS衛星から発射した電波が、受信点PのGPS受信機に到達するまでに要した時間 t を測定すれば、 t と電波の伝搬速度 c との積から求められる。
- 通常、GPS受信機の時計の時刻は、GPS衛星の時計の時刻に対して誤差があり、GPS衛星とGPS受信機の時計の時刻の誤差を t_d とすると擬似距離 r_1 とS1の位置 (x_1, y_1, z_1) 及び受信点Pの位置 (x_0, y_0, z_0) は、 $r_1 = \square$ A の関係が成り立つ。
- (2)と同様に受信点Pと他の衛星S2、S3及びS4との擬似距離 r_2 、 r_3 及び r_4 を求めて4元連立方程式を立てれば、各GPS衛星からの航法データに含まれる軌道情報からS1、S2、S3及びS4の位置は既知であるため、四つの未知変数 (x_0, y_0, z_0, t_d) を求めることができる。このように三次元の測位を行うためには、少なくとも □ B 個の衛星の電波を受信する必要がある。

- | A | B |
|---|---|
| 1 $\sqrt{(x_0 - x_1)^2 - (y_0 - y_1)^2 - (z_0 - z_1)^2} + t_d \times c$ | 4 |
| 2 $\sqrt{(x_0 - x_1)^2 + (y_0 - y_1)^2 + (z_0 - z_1)^2} + t_d \times c$ | 3 |
| 3 $\sqrt{(x_0 - x_1)^2 + (y_0 - y_1)^2 + (z_0 - z_1)^2} + t_d \times c$ | 4 |
| 4 $\sqrt{(x_0 + x_1)^2 - (y_0 + y_1)^2 - (z_0 + z_1)^2} + t_d \times c$ | 4 |
| 5 $\sqrt{(x_0 + x_1)^2 - (y_0 + y_1)^2 - (z_0 + z_1)^2} + t_d \times c$ | 3 |



A - 13 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) 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"/> A <input type="text"/> 倍になる。 | 1 0.7 | 1.4 | 1.4 |
| (2) 送信電力を 4 倍にすると、 R_{\max} の値は、約 <input type="text"/> B <input type="text"/> 倍になる。 | 2 0.7 | 0.7 | 1.4 |
| (3) 物標の有効反射断面積を 4 倍にすると、 R_{\max} の値は、約 <input type="text"/> C <input type="text"/> 倍になる。 | 3 1.4 | 0.7 | 1.4 |
| | 4 1.4 | 0.7 | 0.7 |
| | 5 1.4 | 1.4 | 0.7 |

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。

| | A | B | C |
|---|------|---------|---------|
| (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、 <input type="text"/> A <input type="text"/> 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。 | 1 任意 | インターリーブ | 送信タイミング |
| (2) 地球局は、 <input type="text"/> B <input type="text"/> と呼ばれる自局の信号を与えられたスロットの時間内に収めて送出する。 | 2 任意 | バースト | 周波数 |
| (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 <input type="text"/> C <input type="text"/> を制御する必要がある。 | 3 一定 | インターリーブ | 周波数 |
| | 4 一定 | インターリーブ | 送信タイミング |
| | 5 一定 | バースト | 送信タイミング |

A - 15 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。誤っているもの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。

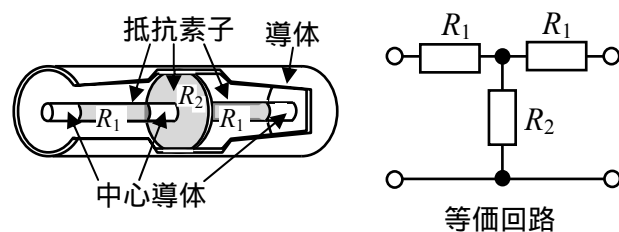
- 2.5 [GHz] 帯の電波が利用されている。
- 使用帯域幅によって異なるサブキャリア間隔にするスケーラブル OFDM が採用されている。これにより、システムの使用帯域幅が変わっても高速移動の環境で生じるドブラ効果の影響をどの帯域幅でも同一とすることが可能である。
- OFDM を使用した WiFi と呼ばれる無線 LAN(小電力データ通信システム)と比較すると、WiMAX は OFDM のサブキャリア数が多いため、長距離及び見通し外通信などにおけるマルチパス伝搬環境下で高速なデータ伝送が可能である。
- 通信方式は、一般に周波数の有効利用の面で有利な時分割複信(TDD)方式が規定されている。
- 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適応変調が可能である。

A - 16 次の記述は、デジタル移動体通信に用いる変調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。

- GMSK 方式は、 A フィルタにより帯域制限した NRZ 信号系列を変調ベースバンド信号として、変調指数 0.5 で FSK 変調したものであり、MSK 方式よりさらに狭帯域化が実現されている。また、 B が一定であるため、電力増幅器に C 級増幅器が使える。
- $\pi/4$ シフト QPSK 方式は、同一の情報系列の場合でも必ず $\pi/4$ [rad] の C が加えられるため、同一シンボルが連続しても QPSK に比べてタイミング再生が容易である。また、 B 変動が緩和される。

| | A | B | C |
|---|--------|----|-------|
| 1 | ローloff | 振幅 | 位相遷移 |
| 2 | ローloff | 位相 | 同期パルス |
| 3 | ガウス | 位相 | 同期パルス |
| 4 | ガウス | 振幅 | 位相遷移 |
| 5 | ガウス | 位相 | 位相遷移 |

A - 17 図に示す抵抗素子 R_1 [] 及び R_2 [] で構成される同軸形抵抗減衰器において、減衰量を 12 [dB] にするための抵抗素子 R_2 の値を表す式として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、同軸形抵抗減衰器の入力端には出力インピーダンスが Z_0 [] の信号源、出力端には Z_0 [] の負荷が接続され、いずれも整合しているものとする。また、 Z_0 は純抵抗とし、 $\log_{10} 2 = 0.3$ とする。



- 1 $Z_0/6$ [] 2 $8Z_0/15$ [] 3 $15Z_0/8$ [] 4 $3Z_0/5$ [] 5 $5Z_0/3$ []

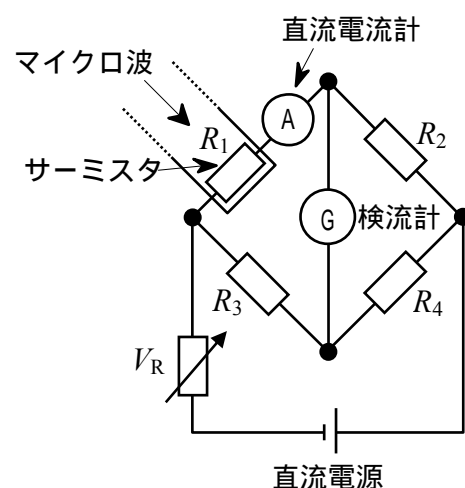
A - 18 次の記述は、図に示すマイクロ波用サーミスタ電力計の動作原理について述べたものである。[] 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、サーミスタのマイクロ波における表皮効果及び直流電流計の内部抵抗は無視するとともに、導波管回路は整合がとれているものとする。

- (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 [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。

$$P_1 = [B] [W]$$

- (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 [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。

$$P_m = [C] [W]$$



| 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 - 19 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。

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

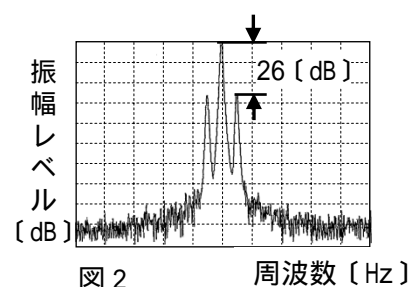
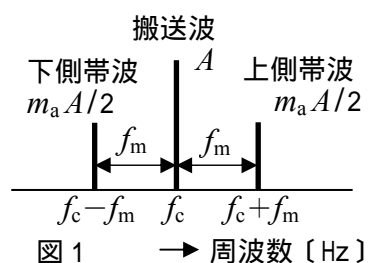
- (2) 上下側帯波の振幅 $m_a A / 2$ [V] を S [V] とすると m_a は、次式で示される。

$$m_a = [A]$$

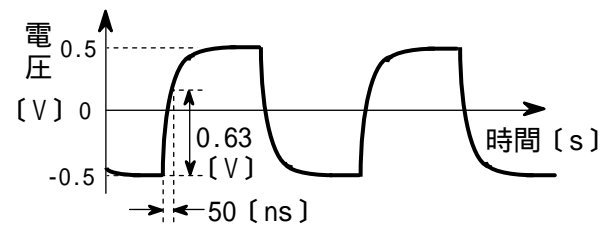
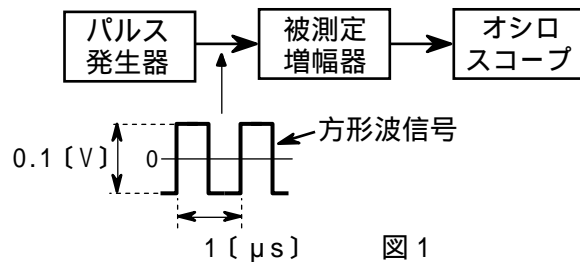
- (3) よって、例えば、図 2 の測定例の画面上の搬送波と上下側帯波の振幅の差が、26 [dB] の時の変調度は、[B] [%] となる。

- (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 [C] 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 | 50 | 減少 |
| 2 S/A | 10 | 増加 |
| 3 S/A | 50 | 増加 |
| 4 $2S/A$ | 10 | 減少 |
| 5 $2S/A$ | 50 | 減少 |



A - 20 図 1 に示す被測定増幅器に方形波信号を加え、その出力をオシロスコープで観測したところ、図 2 に示すような測定結果が得られた。この被測定増幅器の高域遮断周波数の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、入力波形は理想的な方形波とする。また、被測定増幅器の高域における周波数特性は 6 [dB/oct] で減衰し、低域遮断周波数は入力信号の最低周波数より十分低く、パルス頂部の傾斜(サグ)は発生しないものとする。



- 1 $\frac{5}{\pi} \text{ [MHz]}$ 2 $\frac{10}{\pi} \text{ [MHz]}$ 3 $\frac{15}{\pi} \text{ [MHz]}$ 4 $\frac{20}{\pi} \text{ [MHz]}$ 5 $\frac{21}{\pi} \text{ [MHz]}$

B - 1 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。このうち正しいものを 1、誤っているものを 2 として解答せよ。

- ア 送信系で拡散符号により情報を広帯域に一樣に拡散し電力スペクトル密度の高い雑音状にするため、信号の存在を検知するのが容易である。
- イ 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、送信系と異なる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。
- ウ 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にくい。
- エ 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。
- オ 広帯域の受信波に混入した狭帯域の妨害波は、逆拡散処理により平均電力スペクトル密度が大きくなり妨害を与える。

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 □ 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 □ $P_1 \text{ [W]}$ と複数波の全入力電力 $P_2 \text{ [W]}$ 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。

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

B - 3 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の基本的な機能等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。

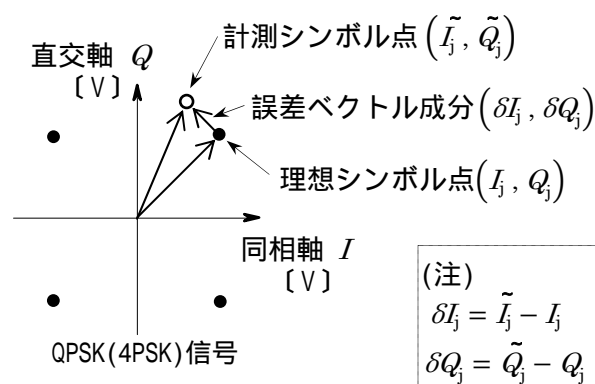
- ア 回路網と測定器を接続するケーブルなどの接続回路による測定誤差は、測定前の校正によっても補正することはできない。
- イ 回路網の入力信号と反射信号の分離には、2 抵抗型のパワー・スプリッタが用いられる。
- ウ 回路網の h パラメータ、 Z パラメータ及び Y パラメータは、 S パラメータから導出して得られる。
- エ 回路網の入力信号、反射信号及び伝送信号の振幅と位相をそれぞれ測定し、 S パラメータを求める装置である。
- オ 回路網の入力信号の周波数を掃引し、各種パラメータの周波数特性を測定できる。

B - 4 次の記述は、我が国の地上系デジタル放送の標準方式(ISDB-T)において、親局や放送波中継局またはフィールド等での伝送信号に含まれる雑音、歪み等の影響を評価する指標の一つである MER(Modulation Error Ratio：変調誤差比)の原理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。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) デジタル放送では、CNR(C/N)がある値よりも □ ア □ になると全く受信できなくなる、いわゆる □ イ □ 現象があるため、親局や放送波中継局等の各段の CNR 劣化量を適切に把握する必要がある、その回線品質を管理する手法において MER が利用されている。
- (2) MER は、デジタル変調信号を復調して、 I - Q 平面に展開した際、各理想シンボル点のベクトル量の絶対値を二乗した合計を、そこからの誤差ベクトル量の絶対値を二乗した合計で除算し、□ ウ □ 比で表すことができる。
- (3) 図は、理想シンボル点に対する計測シンボル点とその誤差ベクトルとの関係を QPSK の信号空間ダイアグラムを用いて例示したものである。
- (4) j をシンボル番号、 N をシンボル数とすると、MER は、□ ウ □ 比として次式で表すことができる。

$$\text{MER} = 10 \log_{10} \square \text{エ} \text{ [dB]}$$

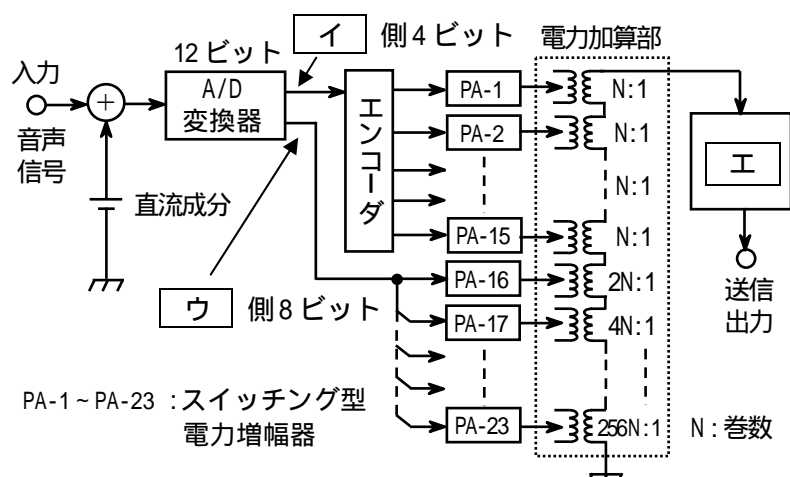
- (5) 測定信号の CNR の劣化要因が加法性白色ガウス雑音のみで、復調法等それ以外の要因が MER の測定に影響がない場合、理論的に MER は CNR と等価になる。MER を利用すれば □ オ □ CNR の信号でも精度よく測定できるため、高品質な親局装置出力等の監視に有効である。



- | | | | | |
|-------|------|--|------|--------------------------|
| 1 小さく | 2 電圧 | 3 $\left\{ \frac{\sum_{j=1}^N (\sqrt{I_j^2 + Q_j^2})}{\sum_{j=1}^N (\sqrt{\delta I_j^2 + \delta Q_j^2})} \right\}$ | 4 低い | 5 クリフエフェクト(cliff effect) |
| 6 大きく | 7 電力 | 8 $\left\{ \frac{\sum_{j=1}^N (I_j^2 + Q_j^2)}{\sum_{j=1}^N (\delta I_j^2 + \delta Q_j^2)} \right\}$ | 9 高い | 10 ゴースト(ghost) |

B - 5 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 □ ア □ 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 □ イ □ 側の4ビットと細かい振幅情報を表す □ ウ □ 側の8ビットに分けられる。□ イ □ 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。□ ウ □ 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、□ エ □ 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電力を 400 [W] 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 □ オ □ [W] となる。ただし、D/A変換の役目をする電力加算部、□ エ □ は、理想的に動作するものとする。



エンコーダ：入力の 4 ビットデータの内容により、制御(動作)する PA を定める役目をする。例えば、4 ビットデータが 0001 であれば PA-1 を動作、0010 であれば PA-1 と PA-2 を動作、...、1111 であれば PA-1～PA-15 を動作させる。

- | | | | | |
|--------|-------|-------|----------------|--------|
| 1 送信出力 | 2 MSB | 3 同相軸 | 4 高域フィルタ (HPF) | 5 25 |
| 6 電力効率 | 7 LSB | 8 直交軸 | 9 帯域フィルタ (BPF) | 10 100 |