

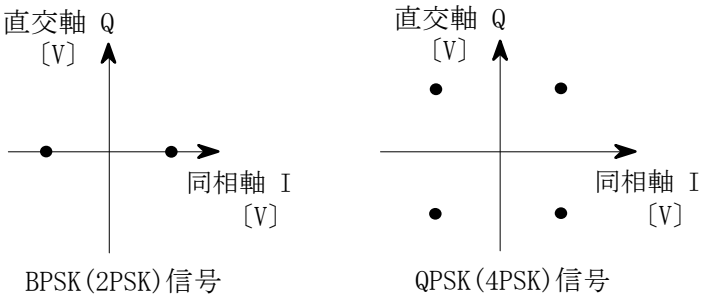
FA701

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 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して誤り率を同じにするために必要な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 [W]
- 2 $2P$ [W]
- 3 $\sqrt{2}P$ [W]
- 4 $2\sqrt{2}P$ [W]
- 5 $P/\sqrt{2}$ [W]



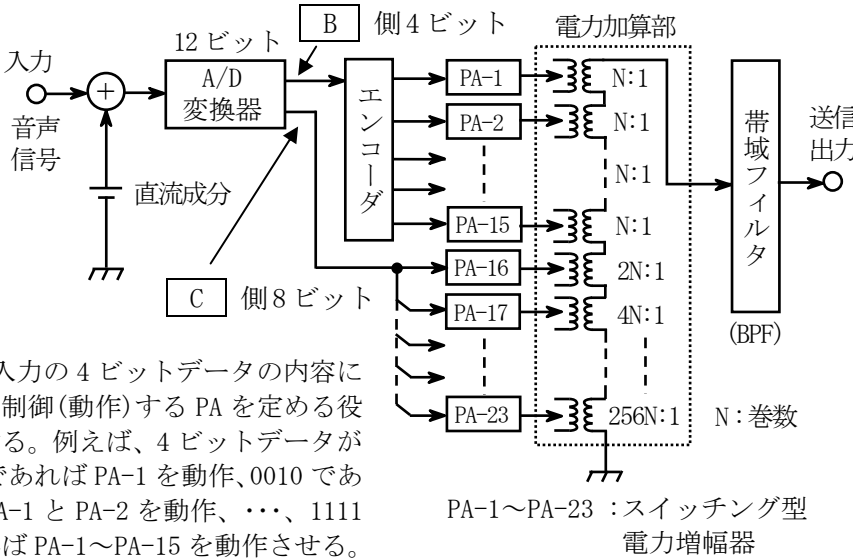
A-2 次の記述は、我が国の標準テレビジョン放送等のうち、放送衛星 (BS) によるBSデジタル放送 (広帯域伝送方式) で使用されている画像の符号化方式等について述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) ハイビジョン (HDTV、高精細度テレビジョン放送) 等の原信号 (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。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 □ A □ などを組み合わせた □ B □ 方式である。
- (2) 原信号の画像符号化方式のうち、□ A □ 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 □ C □ 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 | B | C |
|---|-----------|--------|----|
| 1 | マルチキャリア方式 | JPEG | 低い |
| 2 | マルチキャリア方式 | MPEG-2 | 高い |
| 3 | 可変長符号化方式 | MPEG-2 | 低い |
| 4 | 可変長符号化方式 | MPEG-2 | 高い |
| 5 | 可変長符号化方式 | JPEG | 低い |

A-3 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の正しい組合せ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が動作するものとし、D/A変換の役目をする電力加算部、帯域フィルタ (BPF) は、理想的に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 □ A □ 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 □ B □ 側の4ビットと細かい振幅情報を表す □ C □ 側の8ビットに分けられる。□ B □ 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。□ C □ 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、BPF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出力電力を 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 □ D □ [W] となる。



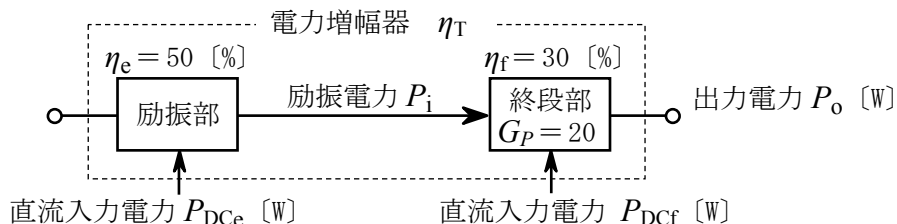
| | A | B | C | D |
|---|------|-----|-----|-----|
| 1 | 送信出力 | MSB | LSB | 25 |
| 2 | 送信出力 | MSB | LSB | 100 |
| 3 | 送信出力 | LSB | MSB | 25 |
| 4 | 電力効率 | LSB | MSB | 100 |
| 5 | 電力効率 | MSB | LSB | 25 |

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。

PA-1～PA-23 : スイッチング型電力増幅器

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



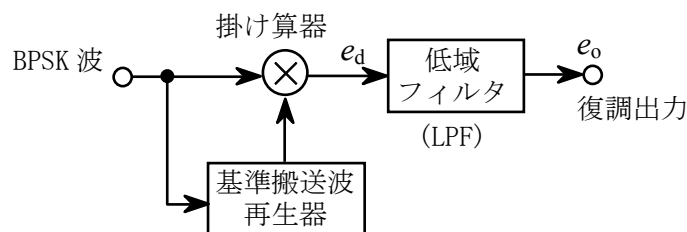
A-5 BPSK (2PSK) 信号の復調 (検波) 方式である遅延検波方式に関する次の記述のうち、誤っているものを下の番号から選べ。

- 1 遅延検波方式は、基準搬送波再生回路を必要としない復調方式である。
- 2 遅延検波方式は、送信側において必ず帯域分割符号化を行わなければならない。
- 3 遅延検波方式は、1 シンボル前の変調されている搬送波を基準搬送波として位相差を検出する方式である。
- 4 遅延検波方式は、受信信号をそのまま基準搬送波として用いるので、基準搬送波も情報信号と同程度に雑音で劣化させられている。
- 5 遅延検波方式は、理論特性上、同じ C/N に対してビット誤り率の値が同期検波方式に比べて大きい。

A-6 次の記述は、図に示す BPSK (2PSK) 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の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、BPSK 波を $A \sin(\omega t + \phi)$ [V]、基準搬送波を $B \sin \omega t$ [V] で表すものとし、 ω [rad/s] は BPSK 波及び基準搬送波の角周波数、 A [V] 及び B [V] はそれぞれ BPSK 波及び基準搬送波の振幅とする。また、 ϕ は BPSK 波が伝送するデジタル信号に対応して 0 [rad] 又は π [rad] の値をとるものとする。

- (1) 基準搬送波再生器に用いられる通倍方式は、入力の BPSK 波の位相の変化に対し、□ A □ した出力の位相が常に同相になることを利用して位相が一定な基準搬送波を得る方式である。
- (2) BPSK 波と基準搬送波を掛け算器で掛け算して得た出力 e_d の高周波成分の角周波数は、 2ω [rad/s] であり、これを低域フィルタ (LPF) で除去したときの復調出力 e_o は、(□ B □) $\times \cos \phi$ [V] で表される。
- (3) 図に示す復調器の検波方式は、□ C □ である。

- | | A | B | C |
|---|------|--------|------|
| 1 | 3 通倍 | AB | 遅延検波 |
| 2 | 3 通倍 | $AB/2$ | 同期検波 |
| 3 | 2 通倍 | $AB/2$ | 同期検波 |
| 4 | 2 通倍 | AB | 同期検波 |
| 5 | 2 通倍 | AB | 遅延検波 |

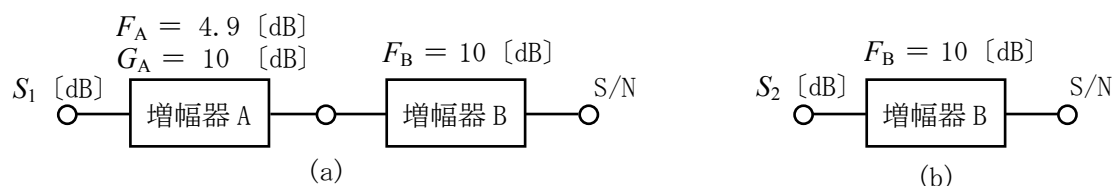


A-7 次の記述は、スーパーヘテロダイン受信機において、スプリアス・レスポンスを生ずることがあるスプリアスの周波数について述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、スプリアスの周波数を f_{SP} [Hz]、局部発振周波数を f_0 [Hz]、中間周波数を f_{IF} [Hz] とし、受信機の間周波フィルタは理想的なものとする。

- (1) 局部発振器の出力に高調波成分 $2f_0$ [Hz] が含まれていると、 $f_{SP} = \square A$ のとき、混信妨害を生ずることがある。
- (2) 局部発振器の出力に低調波成分 $f_0/2$ [Hz] が含まれていると、 $f_{SP} = \square B$ のとき、混信妨害を生ずることがある。
- (3) 周波数混合器の非直線動作により、 $f_{SP} = \square C$ のとき、混信妨害を生ずることがある。

- | | A | B | C |
|---|-------------------|----------------------|----------------------|
| 1 | $2f_0 \pm f_{IF}$ | $(f_0/2) \pm f_{IF}$ | $f_0 \pm (f_{IF}/2)$ |
| 2 | $2f_0 \pm f_{IF}$ | $f_0 \pm 2f_{IF}$ | $f_0 \pm (f_{IF}/2)$ |
| 3 | $2f_0 \pm f_{IF}$ | $f_0 \pm 2f_{IF}$ | $2f_0 \pm 2f_{IF}$ |
| 4 | $f_0 \pm 2f_{IF}$ | $f_0 \pm 2f_{IF}$ | $f_0 \pm (f_{IF}/2)$ |
| 5 | $f_0 \pm 2f_{IF}$ | $(f_0/2) \pm f_{IF}$ | $2f_0 \pm 2f_{IF}$ |

A-8 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 4.9 [dB] 及び 10 [dB]、増幅器 B の雑音指数 F_B を 10 [dB] とし、 $\log_{10} 3.1 = 0.49$ 、 $\log_{10} 2 = 0.3$ 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 2 [dB]
- 2 3 [dB]
- 3 4 [dB]
- 4 6 [dB]
- 5 7 [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。

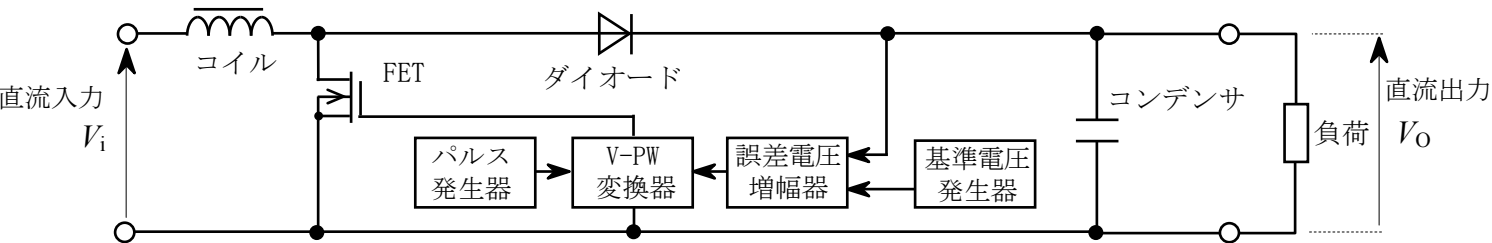
- (1) 高周波増幅器等の振幅非直線回路の入力を e_i 、出力を e_o として、一般に入出力特性は、式 $e_o = a_0 + a_1e_i + a_2e_i^2 + a_3e_i^3 + \dots$ で表すことができ、同回路へ、例えば、2つの単一波 f_1 、 f_2 [Hz] を同時に入力した場合、同式の3乗の項で計算すると、出力 e_o には、 f_1 、 f_2 [Hz] 及び両波それぞれの3乗成分の他に □ A □ $\times f_1 \pm f_2$ [Hz] 及び □ A □ $\times f_2 \pm f_1$ [Hz] が現れる。これらの成分が希望周波数又は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。

| | | | |
|---|---|-------|-----|
| | A | B | C |
| 1 | 3 | F_1 | 小さく |
| 2 | 3 | F_2 | 大きく |
| 3 | 2 | F_1 | 大きく |
| 4 | 2 | F_2 | 小さく |
| 5 | 2 | F_3 | 小さく |
- (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 □ B □ 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 □ C □ し、非直線動作をしにくくする。

A-10 次の記述は、図に示すPWM(パルス幅変調)制御のDC-DCコンバータの原理的な構成例についてその動作を述べたものである。□ 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) FETの導通(ON)時間、つまり □ A □ の出力のパルス幅を変化させ、直流出力の電圧 V_O を制御する。FETが導通(ON)している期間では、□ B □ にエネルギーが蓄積される。

| | | | |
|---|---------|-------|------|
| | A | B | C |
| 1 | パルス発生器 | コイル | できない |
| 2 | パルス発生器 | コンデンサ | できない |
| 3 | V-PW変換器 | コイル | できる |
| 4 | V-PW変換器 | コンデンサ | できない |
| 5 | V-PW変換器 | コンデンサ | できる |
- (2) FETが断(OFF)になると、□ B □ に蓄積されたエネルギーによって生じた電圧と直流入力電圧 V_i が重畳され、ダイオードを通して負荷に電力が供給される。直流出力の電圧 V_O [V] は、直流入力電圧 V_i [V] より高くすることが □ C □ 。



- A-11 次の記述は、鉛蓄電池の一般的な充電方法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。
- 定電圧充電は、直流電源と電池との間に抵抗を直列に入れて充電電流を制限する方法である。充電電流は初期には大きいが高過大ではなく、また、終期には所定値以下になるようにセットできる。
 - 定電流充電は、電池の端子電圧に関係なく一定の電流で充電する方法である。
 - 定電流・定電圧充電は、充電の初期及び中期は定電流で比較的急速に充電し、その後定電圧に切り換え充電する方法である。
 - トリクル充電では、電池を停電時の予備電源とし、停電時のみ電池を負荷に接続するという使い方において、電池が負荷に接続されていないときは、常に充電状態に保っておくため、自己放電電流に近い電流で絶えず充電する。
 - 浮動充電では、整流電源(直流電源)に対して負荷と電池が並列に接続された状態で、負荷を使用しつつ充電する。

A-12 デジタルオシロスコープのサンプリング方式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。

- 実時間サンプリング方式は、単発性のパルスなど周期性のない波形の観測に適している。
- 等価時間サンプリング方式は、繰返し波形の観測に適している。
- 等価時間サンプリング方式の一つであるシーケンシャルサンプリング方式は、トリガ時点を基準にして入力信号の波形のサンプリング位置を一定時間ずつ遅らせてサンプリングを行う。
- 等価時間サンプリング方式の一つであるシーケンシャルサンプリング方式は、トリガ時点と波形記録データが非同期であるため、トリガ時点以前の入力信号の波形を観測するプリトリガ操作が容易である。
- 等価時間サンプリング方式の一つであるランダムサンプリング方式は、入力信号の波形をランダムにサンプリングしてデータを一度記憶した後、トリガ時点を基準にして並べ変えて波形を再構成する。

A-13 パルスレーダーのPPI スコープを1 海里の距離レンジで用いているときの表示画面における距離分解能の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、表示画面の直径を30 [cm]、パルス幅を0.2 [μ s]、PPI スコープ上の輝点の直径を1 [mm]とし、1 海里は1,852 [m]、PPI スコープの掃引は均一であり、パルス波形の崩れはないものとする。また、距離分解能は、2つの目標を距離方向で完全に区別できる最短距離を求めるものとする。

- 1
- 20 [m]
- 2
- 25 [m]
- 3
- 33 [m]
- 4
- 38 [m]
- 5
- 42 [m]

A-14 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150 [Hz]、左側では90 [Hz] | VHF |
| 2 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 |
| 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-15 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の正しい組合せを下の番号から選べ。

- (1)

音声信号の一つのチャネルに対して□A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、□B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□C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。

| A | B | C |
|------|-------|-----|
| 1 複数 | 周波数分割 | 小さい |
| 2 複数 | 時分割 | 大きい |
| 3 複数 | 時分割 | 小さい |
| 4 一つ | 周波数分割 | 小さい |
| 5 一つ | 周波数分割 | 大きい |

A-16 次の記述は、雑音为重畳しているBPSK信号を理想的に同期検波したときに発生するビット誤り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。ただし、BPSK信号を識別する識別回路において、図のように符号が“0”のときの平均振幅値をA [V]、“1”のときの平均振幅値を−A [V]として、分散が σ^2 [W]で表されるガウス分布の雑音がそれぞれの信号に重畳しているとき、符号が“0”のときの振幅xの確率密度を表す関数を $P_0(x)$ 、“1”のときの振幅xの確率密度を表す関数を $P_1(x)$ 及びビット誤り率をPとする。

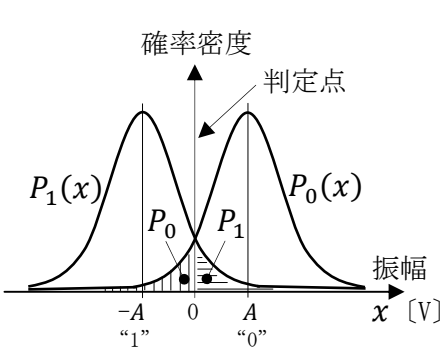
- (1)

図に示すように、雑音がそれぞれの信号に重畳しているときの振幅の正負によって、符号が“0”か“1”かを判定するものとするとき、ビット誤り率Pは、符号“0”と“1”が現れる確率を1/2ずつとすれば、判定点($x=0$ [V])からはみ出す面積 P_0 及び P_1 により次式から算出できる。 $P=(1/2)\times(\square A)$
- (2)

誤差補関数(erfc)を用いるとPは、 $P=(1/2)\times\{\text{erfc}(A/\sqrt{2\sigma^2})\}$ で表せる。

同式中の $(A/\sqrt{2\sigma^2})$ は、 $(\sqrt{A^2/(2\sigma^2)})$ であり、 A^2 と σ^2 は、それぞれベースバンドにおける信号電力と雑音電力であるから、それらの比であるSNR(真数)を用いて $(\sqrt{A^2/(2\sigma^2)})$ を表すと、 $(\sqrt{SNR/2})$ となる。

また、このSNRを搬送波周波数帯における搬送波電力と雑音電力の比であるCNRと比較すると理論的にCNRの方が□B[dB]低い値となる。



| | A | B |
|---|------------------|---|
| 1 | $P_0 \times P_1$ | 6 |
| 2 | $P_0 \times P_1$ | 3 |
| 3 | $P_0 + P_1$ | 9 |
| 4 | $P_0 + P_1$ | 6 |
| 5 | $P_0 + P_1$ | 3 |

A-17 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。

- (1) 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。
- (2) $\pi/4$ 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 | ガウス | 位相 | 同期パルス |
| 2 | ガウス | 振幅 | 位相遷移 |
| 3 | ガウス | 位相 | 位相遷移 |
| 4 | ロールオフ | 振幅 | 位相遷移 |
| 5 | ロールオフ | 位相 | 同期パルス |

A-18 次の記述は、搬送波零位法による周波数変調 (FM) 波の周波数偏移の測定方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) FM波の搬送波及び各側帯波の振幅は、変調指数 m_f を変数(偏角)とするベッセル関数を用いて表され、このうち搬送波の振幅は、零次のベッセル関数 $J_0(m_f)$ の大きさに比例する。 $J_0(m_f)$ は、 m_f に対して図1に示すような特性を持つ。
- (2) 図2に示す構成例において、周波数 f_m [Hz] の単一正弦波で周波数変調した FM (F3E) 送信機の出力の一部をスペクトルアナライザに入力し、FM波のスペクトルを表示する。単一正弦波の振幅を零から次第に大きくしていくと、搬送波及び各側帯波のスペクトル振幅がそれぞれ消長を繰り返しながら、徐々にFM波の占有周波数帯幅は □ A □ なる。
- (3) 搬送波の振幅が □ B □ になる度に、 m_f の値に対するレベル計の値(入力信号電圧)を測定する。周波数偏移 f_d は、 m_f 及び f_m の値を用いて、 $f_d = \square C$ であるので、測定値から入力信号電圧対周波数偏移の特性を求めることができ、搬送波の振幅が □ B □ となるときのだけでなく、途中の振幅でも周波数偏移を知ることができる。

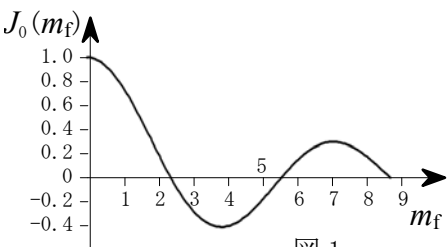


図 1

| | A | B | C |
|---|----|----|-------------|
| 1 | 広く | 零 | $m_f f_m$ |
| 2 | 広く | 極大 | f_m / m_f |
| 3 | 狭く | 極大 | f_m / m_f |
| 4 | 狭く | 零 | $m_f f_m$ |
| 5 | 狭く | 極大 | $m_f f_m$ |

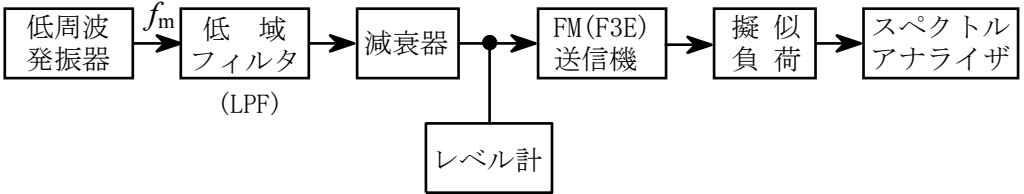
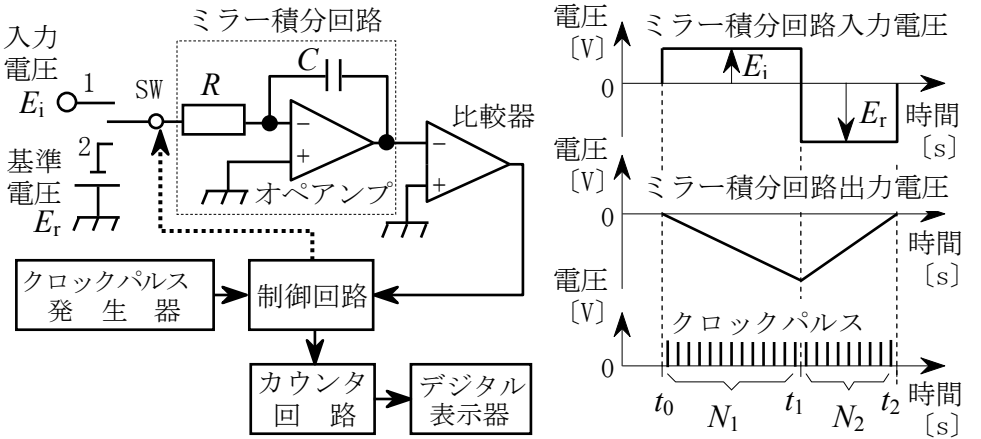


図 2

A-19 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カウンタに送り、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 $E_i = \square A$ 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 | $E_r N_1 / N_2$ | しない | 整数分の一 |
| 2 | $E_r N_1 / N_2$ | する | 整数倍 |
| 3 | $E_r N_2 / N_1$ | しない | 整数倍 |
| 4 | $E_r N_2 / N_1$ | する | 整数分の一 |
| 5 | $E_r N_2 / N_1$ | する | 整数倍 |



A-20 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。

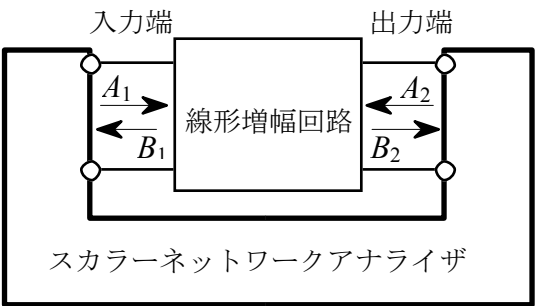
$$\begin{pmatrix} B_1 \\ B_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_1 \\ A_2 \end{pmatrix}$$

- (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。

$$S_{11} = \text{□ B □}$$

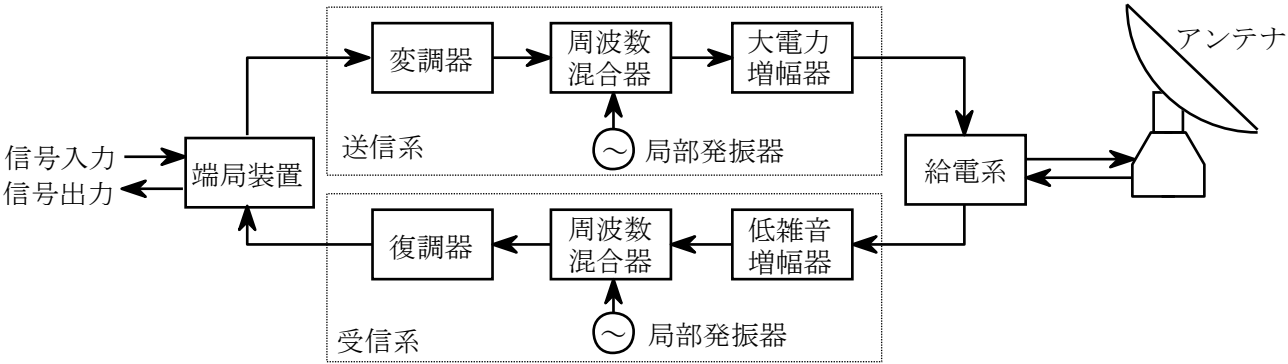
R_1 が 50 [Ω] のスカラーネットワークアナライザで測定した S_{11} の値が 0.2 のとき、 Z_i の値は □ C □ [Ω] である。

| | 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} | $(Z_i + R_1) / (Z_i - R_1)$ | 75 |
| 4 | S_{11} | $2(Z_i - R_1) / (Z_i + R_1)$ | 61 |
| 5 | S_{11} | $(Z_i - R_1) / (Z_i + R_1)$ | 75 |



B-1 次の記述は、図に示す衛星通信地球局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。

- (1) 送信系の大電力増幅器(HPA)として、クライストロンは以前から用いられてきたが、現在では、進行波管(TWT)などが用いられている。TWT は、クライストロンに比べて使用可能な周波数帯域幅が □ ア □ 。
- (2) アンテナを天空に向けたときの等価雑音温度は、通常、地上に向けたときと比べて □ イ □ なる。受信系の等価雑音温度をアンテナ系の等価雑音温度に近づけることにより、利得対雑音温度比(G/T)を改善できる。このため、受信系の低雑音増幅器には、□ ウ □ や HEMT が用いられている。
- (3) 送信系及び受信系において良好な周波数変換を行うため、□ エ □ が高く、位相雑音のレベルが低い特性の局部発振器が用いられる。また、周波数を混合した後で、帯域フィルタ(BPF)で必要な周波数成分だけを取り出す際に、不要な周波数成分が出力されないように注意するとともに、□ オ □ をするように入出力のレベルを適切な値に設計し、相互変調積などが発生しないようにする。



| | | | | |
|------|------|-------------|-------------|---------|
| 1 広い | 2 高く | 3 PIN ダイオード | 4 周波数安定度 | 5 非線形動作 |
| 6 狭い | 7 低く | 8 GaAsFET | 9 出力インピーダンス | 10 線形動作 |

B-2 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 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。
- イ 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。
- ウ 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。
- エ 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。
- オ 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。

B-3 次の記述は、FFT アナライザ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) 入力信号の各周波数成分ごとの □ ア の情報が得られる。
- (2) 解析可能な周波数の上限は、□ イ の標本化周波数 f_s [Hz] で決まる。
- (3) 移動通信で用いられるバースト状の信号など、限られた時間内の信号を解析 □ ウ 。
- (4) 被測定信号を再生して表示するには、□ エ 変換を用いる。
- (5) エイリアシングによる誤差が生じないようにするには、原理的に入力信号の周波数を標本化周波数 f_s [Hz] の □ オ 制限する必要がある。

- 1 振幅及び位相

2 A-D 変換器

3 できる

4 ラプラス

5 2 倍以下に
- 6 振幅のみ

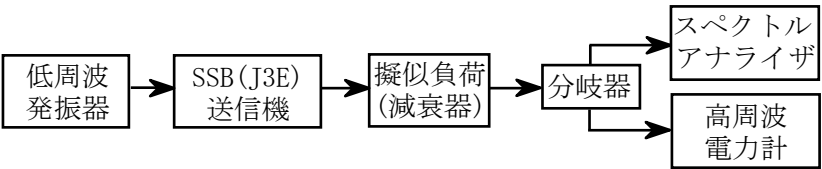
7 D-A 変換器

8 できない

9 逆フーリエ

10 1/2 倍以下に

B-4 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。

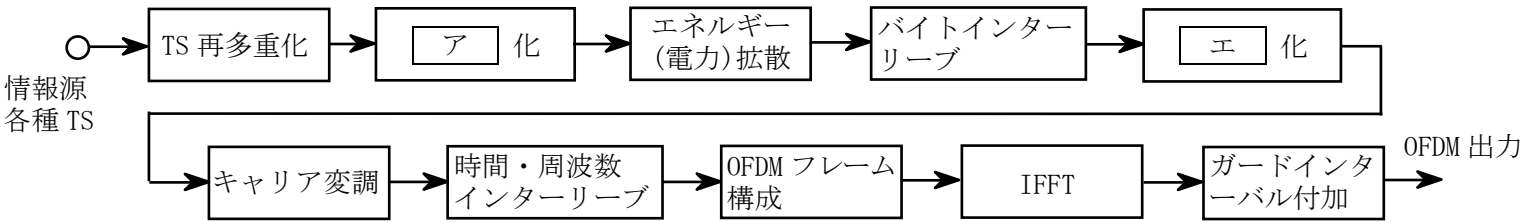
イ スペクトルアナライザの中心周波数は、搬送波周波数 + 700 [Hz] に設定する。

ウ スペクトルアナライザの掃引周波数 (周波数 SPAN) は、約 30 [Hz] 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-5 次の記述は、我が国の標準テレビジョン放送のうち地上系デジタル放送の標準方式 (ISDB-T) で用いられる送信システムについて、図の伝送路符号化部基本構成に示す主要なブロック中、五つのブロックの働きについてそれぞれ述べたものである。□ 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) 「TS 再多重化」では、放送の各種 TS (Transport Stream) が入力され、16 バイトのヌルデータを付加したパケットストリームに変換する。
- (2) 「□ ア 化」では、「TS 再多重化」で付加された 16 バイトのヌルデータを誤り訂正のためのパリティバイトに置き換えて、パケット単位で誤りを訂正できるようにする。誤り訂正符号は、□ ア (外符号) が使われる。
- (3) 「エネルギー (電力) 拡散」では、変調波のエネルギーを特定のところに集中 □ イ とともに、受信側で信号からクロック再生を容易にするため、同じ値のデジタル符号 (“0” または “1”) が長く □ ウ ように、擬似乱数符号系列と伝送するデジタル符号を加算する。
- (4) 「バイトインターリーブ」では、受信側で □ エ (内符号) により誤り訂正を行った後のバースト誤りを拡散させることによって、□ ア (外符号) の誤り訂正の性能を向上させる。
- (5) 「時間・周波数インターリーブ」では、誤り訂正の効果を高め、移動受信性能と □ オ を向上させる。

- 1 グレイ符号

2 させる

3 続かない

4 AMI 符号

5 耐マルチパス性能
- 6 リードソロモン符号

7 することを抑える

8 続く

9 畳込み符号

10 交差偏波識別度