

A - 1次の記述は、周波数変調（FM）通信に用いられるエンファシス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 エンファシスとは、送信機で周波数変調する前の変調信号の高域成分を強調（プレエンファシス）し、受信機で復調した後プレエンファシスの逆の特性で高域成分を低減（デエンファシス）することをいう。

2 図1に示すプレエンファシス回路の伝達関数 $F_p(P)$ の大きさ $|F_p(P)|$ は、次式で表される。ただし、 P [rad/s]は入力信号の角周波数、時定数 $\tau = CR$ [s]とし、 $P \tau / (R + R_0) = 1$ とする。

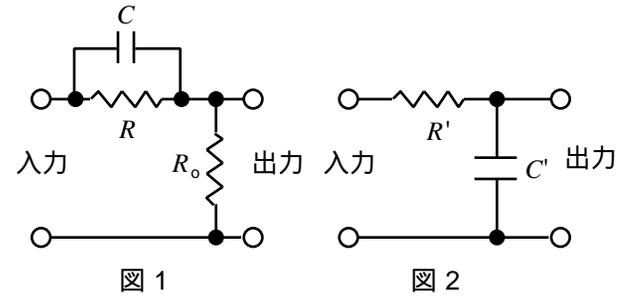
$$|F_p(P)| = \frac{1}{1 + P^2 \tau^2}$$

3 図2に示すデエンファシス回路の伝達関数 $F_d(P)$ の大きさ $|F_d(P)|$ は、次式で表される。ただし、 P [rad/s]は入力信号の角周波数とし、時定数 $\tau' = C'R'$ [s]とする。

$$|F_d(P)| = \frac{1}{1 + P^2 \tau'^2}$$

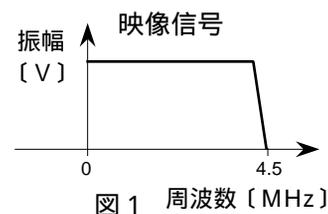
4 送信機のプレエンファシス回路の時定数が τ [s]のとき、受信機のデエンファシス回路の時定数を $1/\tau$ [s]にすることにより、送受信機間の総合した周波数特性は平坦になる。

5 プレエンファシス又はデエンファシス回路の時定数の値として、我が国の地上系アナログの標準テレビジョン放送及びFM放送においては、それぞれ 75 [μ s]及び 50 [μ s]が用いられている。

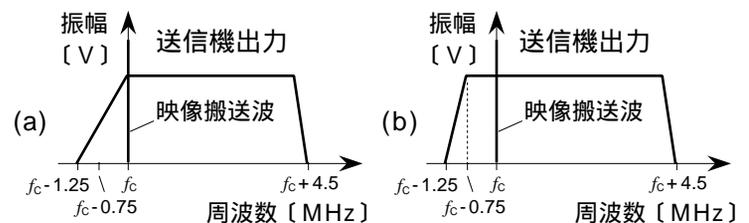


A - 2次の記述は、我が国の地上系アナログ標準テレビジョン放送に用いられる残留側波帯（VSB）伝送方式における映像信号のスペクトルについて述べたものである。□内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

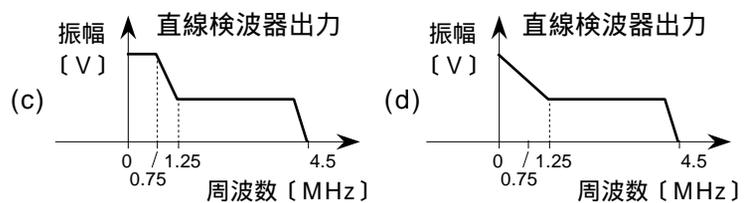
(1) VSB伝送方式の送信機は、図1に示すスペクトルの映像信号で映像搬送波を振幅変調し、これをVSB用帯域フィルタに通して図2の□Aに示すスペクトルの映像電波を出力する。ただし、 f_c [MHz]は、映像搬送波の周波数とする。



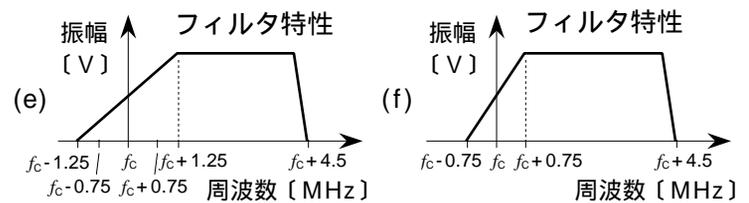
(2) 映像電波を受信し、周波数特性が平坦な直線検波器で検波したときの出力の周波数特性は、図3の□Bのようになり、このままでは高域及び低域の周波数帯の振幅が異なるため、忠実な周波数特性が得られない。



(3) このため、受信した映像電波を図4の□Cに示す周波数特性のフィルタに通してから直線検波器に入力し、検波して元の映像信号を得る。

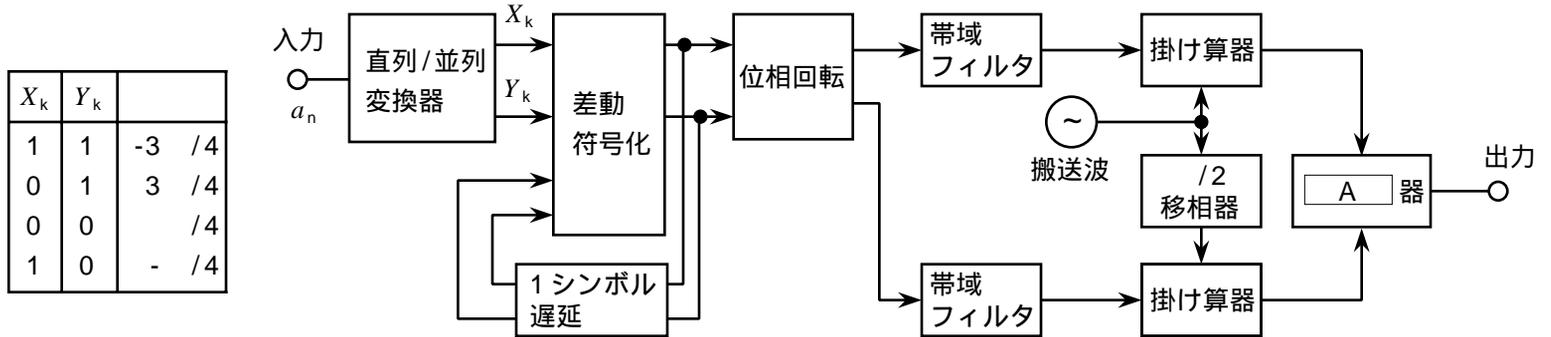


- | | A | B | C |
|---|-----|-----|-----|
| 1 | (a) | (c) | (e) |
| 2 | (a) | (d) | (e) |
| 3 | (a) | (d) | (f) |
| 4 | (b) | (d) | (e) |
| 5 | (b) | (c) | (f) |



A - 3次の記述は、図に示す移動通信等に用いられる 1/4シフト QPSK (4PSK) 変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、 内の同じ記号は、同じ字句を示す。

- (1) 入力のデジタル信号 a_n を直列/並列変換器によって 2 ビットの符号系列に変換し、差動符号化を行った値によって位相回転を与え、直交変調を行った後、 A 器で A して出力する。
- (2) 位相の回転量 [rad] は、直列/並列変換器の出力 X_k 及び Y_k の値の組合せによって表に示すように与えられ、一つ前のシンボルの位相を θ_{n-1} とすると、次のシンボルの位相 θ_n は、 $\theta_n = \theta_{n-1} + \theta$ [rad] で表される。信号点配置図上の信号点の数は八つあり、信号点間を推移するとき、零点を通過 B ことが QPSK と異なる特徴で、QPSK に比べて変調器出力の包絡線の変動が小さく、電力増幅器の非線形ひずみを小さくすることができる。
- (3) 情報の伝送効率は、原理的に C と同等である。



- | | A | B | C |
|---|-----|-----|------|
| 1 | 加算 | する | 8PSK |
| 2 | 加算 | しない | 8PSK |
| 3 | 加算 | しない | QPSK |
| 4 | 掛け算 | しない | 8PSK |
| 5 | 掛け算 | する | QPSK |

A - 4次の記述は、我が国の放送衛星 (BS) によるデジタルテレビジョン放送の標準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) 映像信号の高効率画像符号化方式に、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 A 方式を用いている。
- (2) 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 B 信号及び動き量のみを送信することにより、伝送する情報量を減らす。
- (3) 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、その成分を視覚特性を反映して量子化することにより情報量を減らす。また、可変長符号化方式は、統計的に発生頻度の C 符号ほど短いビット列で表現することにより、伝送するビット数を減らす。

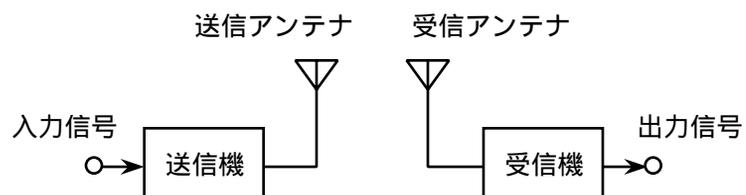
- | | A | B | C |
|---|---------|----|----|
| 1 | MPEG-2 | 差分 | 低い |
| 2 | MPEG-2 | 差分 | 高い |
| 3 | MPEG-2 | 和分 | 低い |
| 4 | ドルビーAC3 | 和分 | 高い |
| 5 | ドルビーAC3 | 差分 | 低い |

A - 変調度が 30 [%] のときの平均出力電力が 10.45 [kW] の AM (A3E) 送信機において、変調度を 60 [%] に 平均出力電力の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、変調信号は、単一正弦波とし、送信機は理想的な動作をするものとする。

- | | | | | |
|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|
| 1 10.8 [kW] | 2 11.0 [kW] | 3 11.4 [kW] | 4 11.8 [kW] | 5 12.6 [kW] |
|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|

A - 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]、利得がそれぞれ 0 [dB] の送信アンテナ及び受信アンテナ間の伝搬損失を 10 [dB]、受信機の雑音指数を 9 [dB]、ボルツマン定数及び周囲温度 T をそれぞれ 1.38×10^{-23} [J/K] 及び 290 [K] とし、 $kT = -204$ [dBW/Hz] 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、 $10 \log_{10} 2 = 3$ 、 $10 \log_{10} 3 = 5$ 、 1 [W/Hz] を 0 [dBW/Hz] とする。

- 1 30 [dB]
- 2 33 [dB]
- 3 39 [dB]
- 4 42 [dB]
- 5 45 [dB]



A - 次の記述は、我が国の NTSC 方式カラーテレビジョン放送の受信機における輝度信号と色差信号の関係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、光の3原色の赤、緑、青の信号をそれぞれ E_R [V]、 E_G [V] 及び E_B [V] で表すものとする。

(1) 輝度信号 E_Y は、スペクトル感度が □ A 特性になるよう、 E_R 、 E_G 及び E_B を次式の関係の割合で混合して送られ、受信機で再生される。

$$E_Y = \square B [V] \text{ -----}$$

(2) 色差信号として、 E_R 及び E_B からそれぞれ輝度信号を取り除いた $E_R - E_Y$ 及び $E_B - E_Y$ の二つの信号のみが受信機で取り出され、再生される。これらを E_R 、 E_G 及び E_B で表すと、次式のようになる。

$$E_R - E_Y = 0.70E_R - 0.59E_G - 0.11E_B [V] \text{ -----}$$

$$E_B - E_Y = -0.30E_R - 0.59E_G + 0.89E_B [V] \text{ -----}$$

(3) 残りの $E_G - E_Y$ 信号は、式 ~ より受信機内部で演算によって次式のように求められ、受信機で正しい色の再現を行うために必要な輝度及び3原色の情報が得られる。

$$E_G - E_Y = \square C [V] \text{ -----}$$

	A	B	C
1 人間の目と同じ		$0.30E_R + 0.59E_G + 0.11E_B$	$-0.51(E_R - E_Y) - 0.19(E_B - E_Y)$
2 人間の目と同じ		$0.59E_R + 0.30E_G + 0.11E_B$	$-2.68(E_R - E_Y) - 5.26(E_B - E_Y)$
3 平坦な		$0.59E_R + 0.30E_G + 0.11E_B$	$-2.68(E_R - E_Y) - 5.26(E_B - E_Y)$
4 平坦な		$0.30E_R + 0.59E_G + 0.11E_B$	$-0.51(E_R - E_Y) - 0.19(E_B - E_Y)$
5 平坦な		$0.70E_R + 0.59E_G + 0.89E_B$	$-1.96(E_R - E_Y) - 0.37(E_B - E_Y)$

A - 8次の記述は、スーパーヘテロダイン受信機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) 周波数変換器の前段に高周波増幅器を設けるのは、□ A を改善するためである。

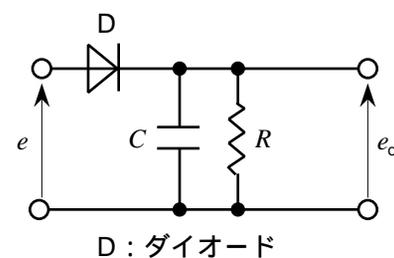
(2) 局部発振器の発振周波数が受信周波数より高いとき、映像周波数は局部発振器の発振周波数より中間周波数だけ □ B 。

(3) ダブルスーパーヘテロダイン受信機は、シングルスーパーヘテロダイン受信機に比べ、映像周波数妨害の低減と □ C の改善を両立させることが容易である。

	A	B	C
1 利得制限感度	高い	近接周波数選択度	
2 利得制限感度	低い	雑音制限感度	
3 利得制限感度	高い	雑音制限感度	
4 雑音制限感度	高い	近接周波数選択度	
5 雑音制限感度	低い	雑音制限感度	

A - 9 図に示す直線検波回路に AM (A3E) 波 $e = E(1 + m \cos pt) \cos t$ [V] を加えたとき、復調出力電圧 e_o [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 [V]、変調度 $m \times 100$ [%] の m の値を 0.4、検波効率を 0.7 とする。また、抵抗 R [Ω] 及びコンデンサ C [F] の時定数 CR [s] は、搬送波の角周波数 [rad/s] 及び変調信号の角周波数 p [rad/s] と $1/(CR) < p$ の関係があるものとする。

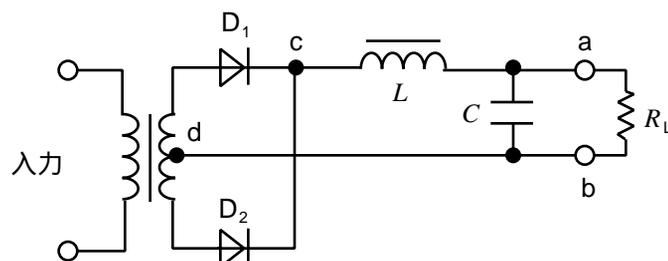
- 0.14 [V]
- 0.2 [V]
- 0.28 [V]
- 0.32 [V]
- 0.42 [V]



A - 10 図に示す単相全波整流回路にチョーク入力形平滑回路を用いたときの出力端 a、b の電圧のリプル率を表す式として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、同一特性のダイオード D_1 及び D_2 に入力される交流の角周波数を [rad/s]、電圧の基準点をトランスの中心端子 d とし、端子 c における電圧は次式で表されるものとする。また、2 の成分に対するコンデンサ C [F] のリアクタンスは、チョークコイル L [H] のリアクタンス及び負荷抵抗 R_L [Ω] より十分小さいものとする。

$$e = \frac{2}{3} - \frac{4}{3} \cos 2t [V]$$

- $1/(2\sqrt{2}^2 LC)$
- $1/(4\sqrt{2}^2 LC)$
- $1/(4\sqrt{2}^2 LC)$
- $1/(6\sqrt{2}^2 LC)$
- $1/(6\sqrt{2}^2 LC)$



A - 11 次の記述は、蓄電池及び発電機を用いた無停電電源装置 (CVCF 又は UPS) 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 電圧及び周波数が変動する交流入力を安定した電圧及び周波数の交流出力に変換する。
- 2 基本構成要素の一つであるインバータは、交流を直流に変換する。
- 3 交流入力短時間停電したとき、インバータの入力端に整流器と並列に接続されている蓄電池の電力を交流電力に変換し、負荷に電力を供給する。
- 4 交流入力長時間停電したとき、CVCF の入力端に商用電源と並列に接続されている発電機からの交流入力により、負荷に電力を供給する。
- 5 インバータ出力のパルス幅変調 (PWM) による制御や多重インバータによる制御は、大電力の CVCF の出力電圧を安定化するのに適している。

A - 12 次の記述は、レーダー方程式のパラメータを変えて最大探知距離を 2 倍にする方法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。ただし、最大探知距離は、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。

- 1 送信電力を 4 倍にする。
- 2 最小受信電力が 4 倍大きい受信機を用いる。
- 3 送信電力を 2 倍にし、最小受信電力が 2 倍 大きい受信機を用いる。
- 4 物標の有効反射断面積を 4 倍にする。
- 5 アンテナの利得を 4 倍にする。ただし、アンテナは送受共用であり、送信利得と受信利得は同じとする。

A - 13 次の記述は、音声信号を伝送するときに用いられる圧伸器 (コンパンダ) 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。

- 1 音声回線における雑音、漏話および誘導雑音の軽減対策として用いられ、音声信号の周波数範囲を圧縮伸張する。
- 2 FM (F3E) 方式で発生する、復調信号の高周波領域における雑音を軽減するために用いられる。
- 3 音声信号の振幅の高レベル領域を送信側では圧縮し、受信側では逆に伸張する方式である。
- 4 伸長比は圧縮比の 2 倍になるように設定される。
- 5 圧縮比を大きくするほど信号対雑音比 (S/N) の改善度は小さくなる。

A - 14 衛星通信回線における総合の搬送波電力対雑音電力比 (C/N) の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、雑音は、アップリンク熱雑音電力、ダウンリンク熱雑音電力、衛星内相互変調ひずみ雑音電力及びシステム内干渉雑音電力のみとし、搬送波電力対雑音電力比は、いずれも 80 (真数) とする。また、各雑音は、相互に相関を持たないものとする。

- 1 10 2 20 3 40 4 80 5 100

A - 15 次の記述は、PCM 回線において、標本化を行ったときの折返し雑音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、□ 内の同じ記号は、同じ字句を示す。また、標本化パルス列は、パルスの幅が無限小の理想的なパルス列とする。

- (1) 標本化周波数が f_s [Hz] のとき、標本化回路の入力信号の最高周波数が $f_s/2$ [Hz] より □ A と折返し雑音が生ずる。
- (2) 周波数が $f_s/2 + f$ [Hz] の入力信号を標本化周波数 f_s [Hz] で標本化して得たパルス列は、そのスペクトルの各周波数成分のうち、□ B の成分が $f_s/2$ [Hz] 以下の周波数帯に混入し、折返し雑音になる。したがって、入力信号の $f_s/2$ [Hz] より □ A 成分は、標本化回路の前段でフィルタなどを用いてあらかじめ除去しておく必要がある。

- | | A | B |
|---|----|------------------|
| 1 | 高い | $f_s - f/2$ [Hz] |
| 2 | 高い | $f_s - f$ [Hz] |
| 3 | 高い | $f_s/2 - f$ [Hz] |
| 4 | 低い | $f_s - f$ [Hz] |
| 5 | 低い | $f_s/2 - f$ [Hz] |

A - 16 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、1.4 [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。ただし、オシロスコープの立上がり時間を 1 [ns] とする。

- 1 0.5 [ns] 2 0.7 [ns] 3 1 [ns] 4 1.4 [ns] 5 2 [ns]

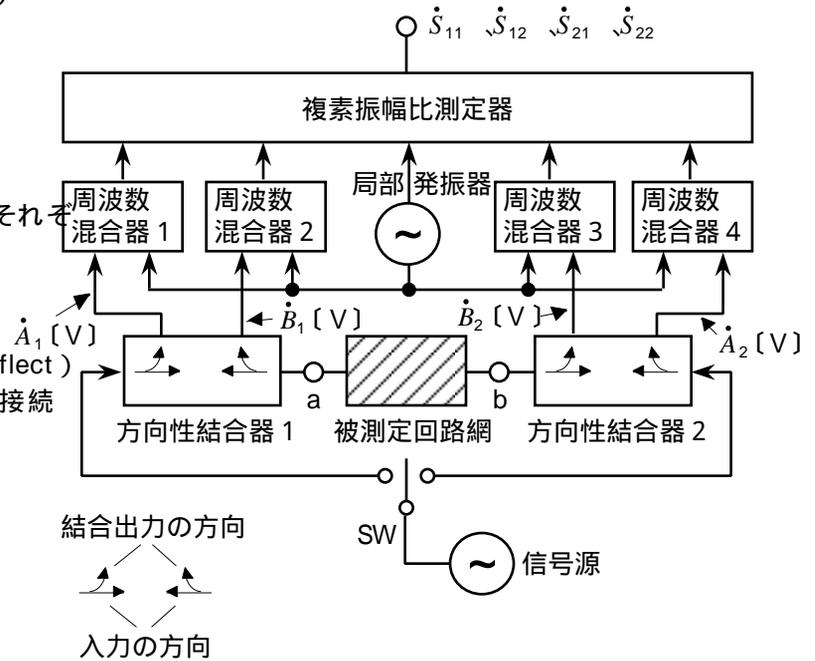
A - 17 次の記述は、オシロスコープ、スーパーヘテロダイン方式スペクトルアナライザ及び FFT アナライザの各測定器に、周期性の方形波など、複数の正弦波の和で表される信号を入力したときに測定できる項目について述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

- 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る。
- 2 スーパーヘテロダイン方式スペクトルアナライザは、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 オシロスコープ及び FFT アナライザは、入力信号の波形を観測することができる。
- 5 スーパーヘテロダイン方式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。

A - 18 次の記述は、図に示すベクトルネットワークアナライザ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、□内の同じ記号は、同じ字句を示す。また、方向性結合器 1 及び方向性結合器 2 の結合出力の複素振幅をそれぞれ $\dot{A}_1 [V]$ 、 $\dot{B}_1 [V]$ 及び $\dot{A}_2 [V]$ 、 $\dot{B}_2 [V]$ とし、それぞれを周波数変換した後、複素振幅比測定器で複素振幅比の測定及び被測定回路網の S パラメータ \dot{S}_{11} 、 \dot{S}_{12} 、 \dot{S}_{21} 及び \dot{S}_{22} の演算を行い、出力するものとする。

- (1) 被測定回路網を端子 a 及び b に接続し、スイッチ (SW) を側につけて (ON) にしたとき、 \dot{S}_{11} は □ A を測定することにより求められ、 \dot{S}_{21} は □ B を測定することにより求められる。
- (2) 二つの方向性結合器の方向性の不完全さ及び測定系の各部の反射などで生ずる誤差を補正するための方法の一つである TRL (Through - Reflect - Line) 法は、次のそれぞれの場合ごとに □ A、□ B 及び □ C を測定し、これらの値より補正值を計算する。
 端子 a と b を直結する。(Through)
 端子 a 及び b にそれぞれ短絡器を接続する。(Reflect)
 端子 a と b の間に伝送特性が既知の伝送線路を接続する。(Line)

	A	B	C
1	\dot{B}_1 / \dot{A}_1	\dot{B}_2 / \dot{A}_1	\dot{B}_1 / \dot{A}_2 及び \dot{B}_2 / \dot{A}_2
2	\dot{B}_1 / \dot{A}_1	\dot{B}_2 / \dot{A}_1	\dot{A}_1 / \dot{B}_2 及び \dot{A}_2 / \dot{B}_1
3	\dot{A}_1 / \dot{B}_1	\dot{B}_2 / \dot{A}_1	\dot{A}_1 / \dot{B}_2 及び \dot{A}_2 / \dot{B}_1
4	\dot{A}_1 / \dot{B}_1	\dot{A}_1 / \dot{B}_2	\dot{B}_1 / \dot{A}_2 及び \dot{B}_2 / \dot{A}_2
5	\dot{A}_1 / \dot{B}_1	\dot{A}_1 / \dot{B}_2	\dot{A}_1 / \dot{B}_2 及び \dot{A}_2 / \dot{B}_1



A - 19 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 に示すように、入力電圧を $E_i [V]$ 、出力電圧を $E_o [V]$ 、コンデンサの静電容量を $C_1 [F]$ 及び $C_2 [F]$ とし、 $C_1 = C_2$ であるとき、出力端子を開放したときの電圧比 E_o / E_i は、次式で表される。

$$E_o / E_i = \square A$$

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出力端子に接続する負荷インピーダンス $Z [\]$ 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、一次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	定在波	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_2 / C_1	挿入損失	管内波長
5	C_2 / C_1	定在波	遮断波長

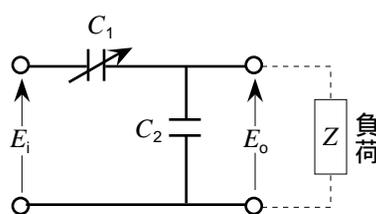


図 1

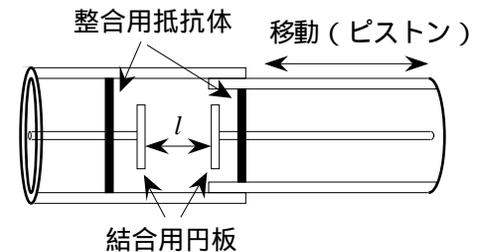


図 2

A - 20 次の記述は、FM (F3E) 受信機の相互変調特性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の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、□内の同じ記号は、同じ字句を示す。また、1 [μV] を 0 [dBμ] とする。

- (1) 図 1 に示す構成例において、標準信号発生器 1 (SG1) と標準信号発生器 2 (SG2) の出力及び受信機のスケルチ回路を断 (OFF) とし、このときの受信機の雑音出力レベルを出力計で測定する。
- (2) SG1 を動作させて無変調の状態を試験周波数 [Hz] に合わせ、受信機の雑音出力が □A□ になるように受信周波数を調整した後、SG1 の周波数を隣接チャネル ($f_r \pm f$) [Hz] に合わせる。次に、SG2 を動作させて無変調の状態下次隣接チャネル ($f_r \pm 2f$) [Hz] に合わせる。
- (3) SG1 及び SG2 の出力を増加していくと、3 次の相互変調により生じた試験周波数 f_r の成分によって受信機の雑音出力が □B□ するので、このときの SG1 又は SG2 の一方の周波数を微調して雑音出力レベルを □A□ にする。次に、SG1 の出力を上げ (例えば 100 [dBμ])、SG2 の出力を調整して雑音出力レベルが (1) で求めた値より 20 [dB] 低くなるようにし、このときの SG1 及び SG2 の出力を記録する。
- (4) SG1 の出力を適当な間隔 (例えば 5 [dBμ] 間隔) で減少し、その都度雑音出力レベルが 20 [dB] 低くなる SG2 の出力を求める。次に、SG1 及び SG2 の出力の整合損失の補正を行い、それぞれ隣接チャネル入力レベル及び次隣接チャネル入力レベルとして図 2 に示すような雑音抑圧 20 [dB] の曲線を描く。この曲線と、二つの入力が等しい点を表す直線との交点 P における入力レベルは、規定の値 (例えば 65 [dBμ]) より □C□ が必要である。

	A	B	C
1	最大	減少	小さい
2	最大	増加	大きい
3	最小	増加	大きい
4	最小	減少	大きい
5	最小	増加	小さい

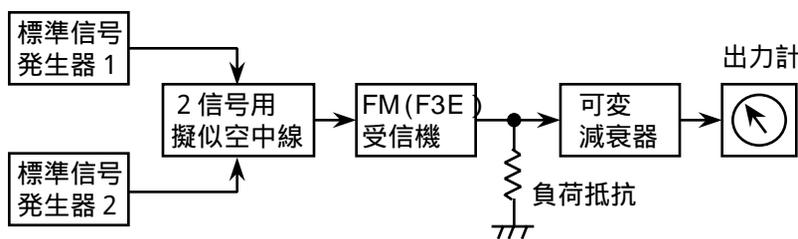


図 1

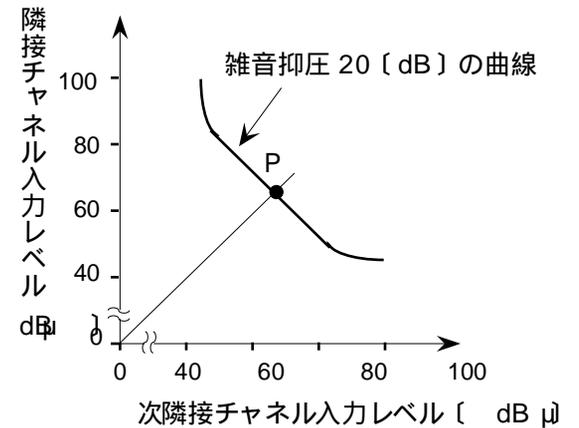
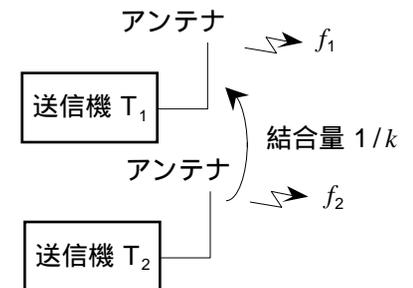


図 2

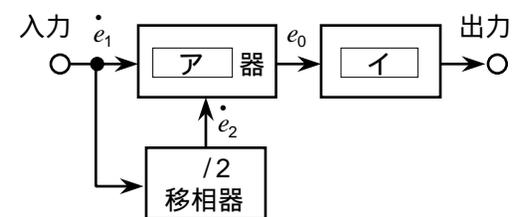
B - 1 次の記述は、図に示す送信機間で生ずる相互変調積について述べたものである。このうち正しいものを 1、誤っているものを 2 として解答せよ。ただし、相互変調積は、送信周波数 f_1 [MHz] の送信機 T_1 に、送信周波数が f_1 よりわずかに高い f_2 [MHz] の送信機 T_2 の電波が入り込み、 T_1 で生ずるものとする。また、 T_1 及び T_2 の送信電力は等しく、アンテナ相互間の結合量を $1/k$ ($k > 1$) とする。

- ア 2 次及び 4 次の相互変調積は、その周波数が T_1 の送信周波数から十分離れているので容易に除去できる。
- イ 3 次の相互変調積の周波数成分の数は、二つである。
- ウ 3 次の相互変調積には、その振幅が $1/k$ に比例する成分及び $1/k^2$ に比例する成分がある。
- エ T_1 及び T_2 の送信電力がそれぞれ 2 [dB] 減少すると、3 次の相互変調積の全電力は 6 [dB] 減少する。
- オ 3 次の相互変調積の成分として $f_1 - 0.3$ [MHz] 及び $f_1 + 0.6$ [MHz] が観測されるとき、 f_2 の値は、 $f_1 + 0.9$ [MHz] である。



B - 2 次の記述は、図に示すクォドラチャ検波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を下の番号から選べ。ただし、□内の同じ記号は、同じ字句を示す。

- (1) クォドラチャ検波器は、入力の周波数変調波 e_1 [V] とこの信号を $1/2$ 移相器に通して得た出力 e_2 [V] とを □ア□ し、□イ□ を通して信号波を取り出す。 $1/2$ 移相器は、 e_1 の周波数 f [Hz] が □ウ□ の周波数 f_0 [Hz] に等しいときは e_1 を $1/2$ 移相した e_2 を出力し、 f_0 の近傍では、 e_2 の移相量は f の大きさに応じて変化する。
- (2) e_1 及び e_2 の波形が振幅制限された方形波のとき、□ア□ 器の出力 e_0 も方形波となり、 e_0 の一周期における平均値は信号波の □エ□ に比例するので、□イ□ を通すと信号波が得られる。
- (3) e_0 の平均値が信号波の □エ□ に比例するのは、周波数偏移に比例して e_0 の □オ□ が変化するためである。



- | | | | | |
|-------|-------|----------|----------|----------------|
| 1 搬送波 | 2 周波数 | 3 低域フィルタ | 4 振幅 | 5 衝撃係数 (デューティ) |
| 6 加算 | 7 乗算 | 8 信号波 | 9 高域フィルタ | 10 繰返し周期 |

B -3 次の記述は、多元接続を用いた衛星通信システムの回線の割当て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。

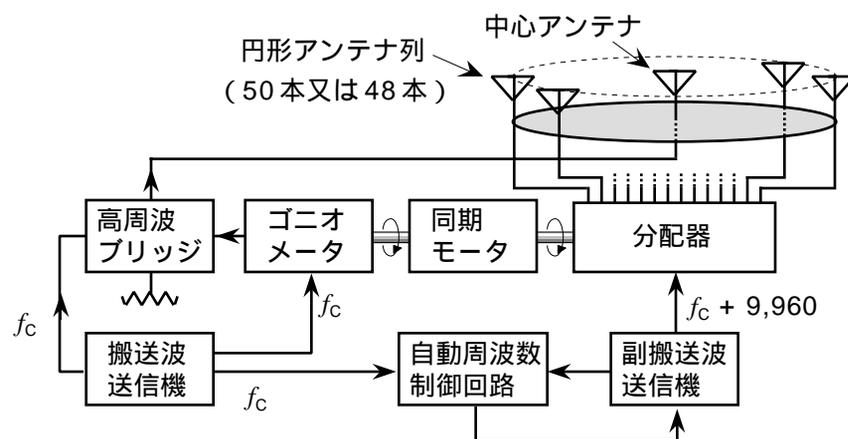
- (1) 固定割当て（プリアサイメント）方式は、各地球局の回線の □ア をあらかじめ固定的に割り当てる方式で、局間のトラヒックの変動が □イ ネットワークに用いられる。
- (2) 各地球局から要求（電話の場合は呼）が発生するたびに回線を設定する方式を □ウ 方式といい、特に □エ の海事衛星通信のように通信容量が □オ、かつ衛星の中継器を多数の地球局が共同使用する場合に回線の利用効率を高めるのに有効である。

- 1 多い 2 少ない 3 大きく 4 インマルサット 5 MCPC
6 小さく 7 周波数 8 チャンネル容量 9 インテルサット 10 要求割当て（デマンドアサイメント）

B -4 次の記述は、ドップラ VOR（DVOR）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、□の同じ記号は、同じ字句を示す。

- (1) 図に示す構成例において、搬送波送信機は、周波数 f_c [Hz] の搬送波を出力する。同期モータは、ゴニオメータ及び分配器を毎分 □ア 回転で駆動し、ゴニオメータの出力（搬送波が抑圧された $f_c \pm 30$ [Hz] の両側波帯成分）及び搬送波を高周波ブリッジで合成して得られた □イ 波が中心アンテナから放射される。また、送信周波数が $f_c + 9,960$ [Hz] の副搬送波送信機の出力を分配器によって円形アンテナ列の各アンテナに順次に給電する。
- (2) 全方向性の中心アンテナから放射される電波の 30 [Hz] の成分は、方位測定の基準位相信号として用いられる。また、円形アンテナ列から放射される電波を航空機で受信すると、受信波は送受信点間の距離の変化に応じて □ウ が変化する □ウ 変調波になり、これを復調すると受信点の方位によって位相が異なる周波数 □エ [Hz] の可変位相信号が得られる。航空機は、基準位相信号および可変位相信号の位相差を測定することにより、自機の □オ を知ることができる。

- 1 1,800 2 3,600
3 30 4 60
5 相対方位 6 絶対方位
7 振幅 8 周波数
9 振幅変調 10 周波数変調



B -5 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を下の番号から選べ。ただし、□内の同じ記号は、同じ字句を示す。

- (1) FM 波の搬送波及び各側帯波の振幅は、周波数変調指数 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 □ア 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の □イ 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が □ウ。
- (3) 周波数偏移 f_d の値は、 □ア の振幅が □エ になるように単一正弦波の振幅を設定し、このときの m_f の値から次式より求める。

$$f_d = \text{オ} \text{ [Hz]}$$

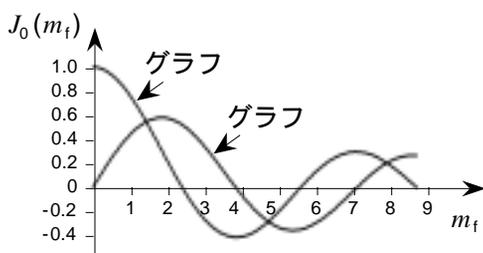


図1

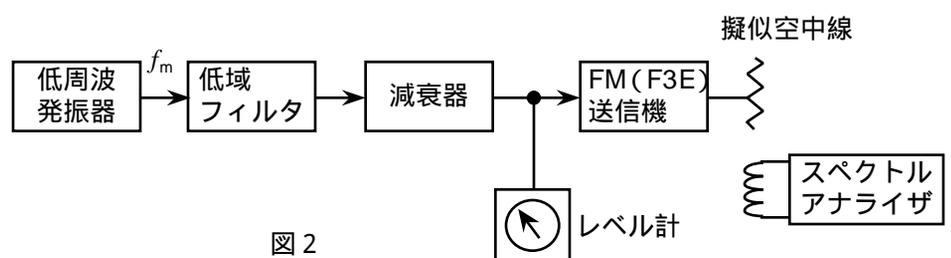


図2

- 1 狭まる 2 搬送波 3 最大 4 $m_f f_m$ 5 グラフ
6 側帯波 7 広がる 8 f_m / m_f 9 零 10 グラフ