

A - 次の記述は、我が国の地上系アナログ標準テレビジョンの文字多重放送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 文字多重放送は、文字や図形で構成されるカラー静止画像情報を通常のテレビ番組とは別のチャンネルで伝送し、受信側でこの信号を復号してカラー静止画像情報としてテレビ受信機に表示する。
- 2 文字多重放送の情報伝送の方式には、大別してパターン伝送方式及びコード伝送方式の2つがあるが、我が国では両者の機能を兼ね備えたハイブリッド方式を用いている。
- 3 パターン伝送方式は、送出側で制作した文字放送画面を電子的に走査し、走査ラインごとに各画素のパターン情報をそのまま伝送し、これらの情報を表示用メモリーに順次記憶して画面を再現する。
- 4 コード伝送方式は、文字コードを伝送し、文字コードに対応するパターンデータをテレビ受信機に備えた文字発生器から読み出して画面を再現する。
- 5 パターン伝送方式及びコード伝送方式のうち、1文字を伝送するのに必要なデータ量が少ないのは、コード伝送方式である。

A - 2 次の記述は、角度変調波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、搬送波を $A \sin \omega_c t$ [V]、変調信号を $B \cos \omega_s t$ [V] で表すものとし、搬送波の振幅及び角速度を A [V] 及び ω_c [rad/s]、変調信号の振幅及び角速度を B [V] 及び ω_s [rad/s] とする。

(1) 周波数変調 (FM) 波の瞬時角周波数は、次式で表される。ただし、 k_f [rad/(s·V)] は電圧を周波数に変換する係数、 $k_f B$ [rad/s] は最大角周波数偏移である。

$$\omega_{fm} = \omega_c + k_f B \cos \omega_s t \text{ [rad/s] -----}$$

FM 波 e_{fm} の位相角は、を積分して得られるので、 e_{fm} は次式で表される。ただし、 C_1 [rad] は積分定数とする。

$$e_{fm} = A \sin \left(\int \omega_{fm} dt \right) = A \sin \left(\omega_c t + \square A + C_1 \right) \text{ [V] -----}$$

(2) 位相変調 (PM) 波の位相角 $\theta(t)$ は、次式で表される。ただし、 k_p [rad/V] は電圧を位相に変換する係数、 $\square B$ [rad] は最大位相偏移である。また、 C_2 [rad] は定数とする。

$$\theta(t) = \omega_c t + \square B \times \cos \omega_s t + C_2 \text{ [rad] -----}$$

式より、PM 波 e_{pm} は次式で表される。

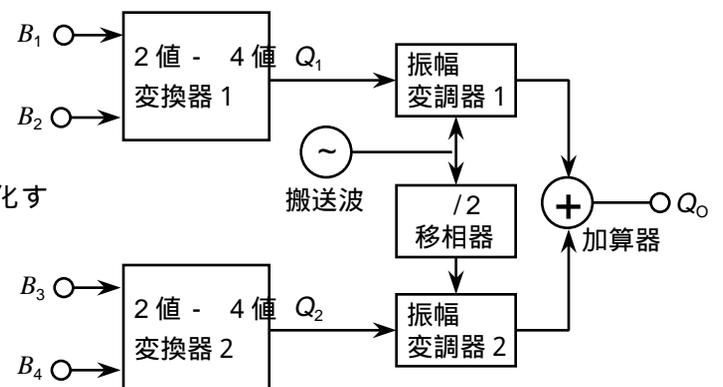
$$e_{pm} = A \sin \left(\omega_c t + \square B \times \cos \omega_s t + C_2 \right) \text{ [V] -----}$$

したがって、変調信号を積分して位相変調すれば FM 波が得られ、微分して周波数変調すれば PM 波が得られる。

A	B
1 $\frac{k_f B}{\omega_s} \sin \omega_s t$	$\frac{\omega_s}{k_p B}$
2 $\frac{k_f B}{\omega_s} \sin \omega_s t$	$k_p B$
3 $\frac{\omega_s}{k_f B} \cos \omega_s t$	$\frac{k_p B}{\omega_s}$
4 $k_f B \omega_s \sin \omega_s t$	$\frac{k_p B}{\omega_s}$
5 $k_f B \omega_s \sin \omega_s t$	$k_p B$

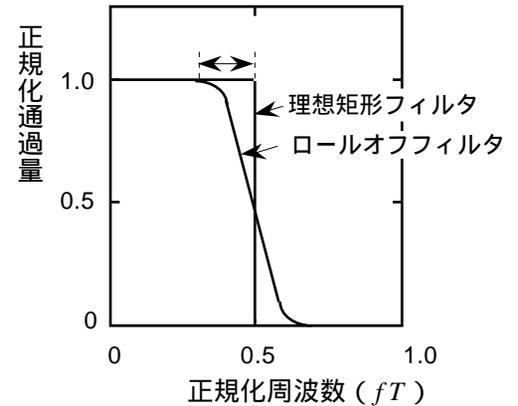
A - 3 次の記述は、図に示す 16QAM 変調器の原理的な構成例について述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

- 1 2値 - 4値変換器1及び2の出力の4値信号 Q_1 及び Q_2 は、それぞれ二つの2値信号の入力 B_1, B_2 及び B_3, B_4 に対応して、その振幅が変化する。
- 2 4値信号 Q_1 及び Q_2 は、振幅がそれぞれ4通りに変化する。
- 3 振幅変調器1及び2の出力は、振幅がそれぞれ4通りに変化する。
- 4 振幅変調器1及び2の出力の搬送波の位相は、常に $\pi/2$ [rad] 異なる。
- 5 加算器の出力 Q_0 は、振幅と位相の組合せが4通りに変化する。



A - 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。

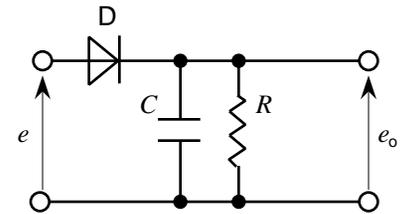
- (1) シンボル（変調信号の一度の変化で送ることのできるデジタルデータ）の間隔が T [s] のとき、図に示す理想矩形フィルタを用いて T [s] 間隔でインパルスを受信する際の必要最小限の帯域は、 $1/(2T)$ [Hz] である。ここで無ひずみとは、ナイキスト間隔でインパルス列を伝送し、受信パルスの中央で行う瞬時検出に対して □A が零であることをいう。また、図の横軸の正規化周波数 fT は、周波数 f [Hz] を $1/T$ [Hz] で正規化したものである。
- (2) ロールオフフィルタは、 $1/(2T)$ [Hz] を超える帯域成分の存在が許される場合の無ひずみ条件を満足するフィルタであり、□A が零になるためには、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 □B となる必要がある。
- (3) ロールオフフィルタの出力は、ロールオフファクタ が小さいほど □C になるが、半面振幅変動が大きくなり、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大きくなる。



	A	B	C
1	波形ひずみ	零	広帯域
2	波形ひずみ	最大	狭帯域
3	符号間干渉	最大	広帯域
4	符号間干渉	零	狭帯域
5	符号間干渉	最大	狭帯域

A - 5 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] の振幅の実効値として、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 0.35、検波効率を 0.8 とする。また、抵抗 [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。

- 1 0.2 [V]
- 2 0.28 [V]
- 3 0.3 [V]
- 4 0.36 [V]
- 5 0.48 [V]



A - 6 次の記述は、スーパーヘテロダイン受信機において生ずることのある混変調及び相互変調による妨害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。

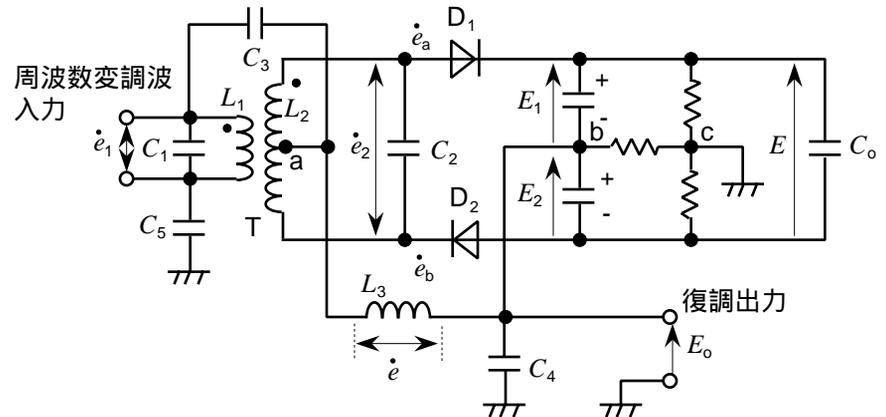
- 1 混変調による妨害は、受信機に希望波及び妨害波が入力されたとき、回路の非直線動作によって妨害波の変調信号成分で希望波の搬送波が変調を受ける現象である。
- 2 希望波の搬送波の周波数が f_d [Hz]、妨害波の搬送波の周波数が f_u [Hz]、妨害波の変調信号の周波数が f_m [Hz] 及び妨害波の側帯成分の周波数が $f_u + f_m$ [Hz] のとき、混変調積の周波数成分 $f_d \pm f_m$ [Hz] によって混変調による妨害が生ずる。
- 3 相互変調による妨害は、受信機に複数の電波が入力されたとき、回路の非直線動作によって各電波の周波数の n 倍の成分の和又は差の成分が生じ、これらが希望周波数又は中間周波数と一致したときに生ずる現象である。ただし、 n は、正の整数とする。
- 4 妨害波の周波数が f_1 [Hz] 及び f_2 [Hz] のとき、回路の非直線性によって生ずる周波数成分のうち、 $2f_1 - f_2$ [Hz] 及び $2f_2 - f_1$ [Hz] は、2 次の相互変調波の成分である。
- 5 混変調及び相互変調による妨害は、中間周波増幅段よりも高周波増幅段又は周波数変換段で生じやすい。

A - 次の記述は、無停電電源装置用二次電池の浮動充電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) 二次電池と負荷は、□A 接続する。	常時	10 時間率放電	ある
(2) 停電がなく、通常の使用状態のとき、二次電池の充電電流は、□B による電流と同程度である。	常時	自己放電	ある
(3) 停電などの非常時において、電池から負荷に電力を供給するときの瞬断が □C 。	常時	自己放電	ない
	4 停電時に	自己放電	ない
	5 停電時に	10 時間率放電	ある

A - 8次の記述は、図に示す FM (F3E) 受信機に用いられる比 (レシオ) 検波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。

- 搬送波の周波数 f [Hz] におけるコンデンサ C_3 、 C_4 及び C_5 のリアクタンスがコイル L_3 のリアクタンスに対して無視できるとき、 L_3 の端子電圧 \dot{e} は □ A に等しい。
- ダイオード D_1 及び D_2 には、それぞれ □ B の電圧が加わる。 f が変成器 T のコイル L_1 とコンデンサ C_1 及びコイル L_2 とコンデンサ C_2 の共振周波数 f_0 [Hz] と等しいとき、 \dot{e}_1 と \dot{e}_2 の位相差は $\pi/2$ [rad] である。ただし、 L_1 及び L_2 の \cdot (ドット) は、それぞれの電圧が同極性であることを示す。また、端子 a は L_2 の中点にあるものとする。
- D_1 及び D_2 の検波出力の大きさがそれぞれ E_1 [V] 及び E_2 [V]、検波効率が η のとき、コンデンサ C_0 の両端の電圧の大きさ E は、 $E = E_1 + E_2 = (|\dot{e}_a| + |\dot{e}_b|) \eta$ [V] である。 E は、 C_0 の容量が十分大きいときには入力電圧の変動の影響を受けにくく、ほぼ一定の値になる。また、復調出力の電圧の大きさ E_0 [V] は、端子 bc 間の電位差であるから、 E_0 を \dot{e}_a 及び \dot{e}_b で表せば、 $E_0 = \square$ C である。 $f > f_0$ 又は $f < f_0$ のとき、周波数変調波の周波数に応じて \dot{e}_1 と \dot{e}_2 の位相が変化し、これに伴って E_0 の大きさも変化するので、周波数変調波が復調できる。



A	B	C
1 $\dot{e}_1/2$ [V]	$\dot{e}_a = \dot{e}_1 + \dot{e}_2$ [V] 及び $\dot{e}_b = \dot{e}_1 - \dot{e}_2$ [V]	$(\dot{e}_a - \dot{e}_b)$ [V]
2 $\dot{e}_1/2$ [V]	$\dot{e}_a = \dot{e}_1 + \dot{e}_2/2$ [V] 及び $\dot{e}_b = \dot{e}_1 - \dot{e}_2/2$ [V]	$(\dot{e}_a + \dot{e}_b)/2$ [V]
3 \dot{e}_1 [V]	$\dot{e}_a = \dot{e}_1 + \dot{e}_2/2$ [V] 及び $\dot{e}_b = \dot{e}_1 - \dot{e}_2/2$ [V]	$(\dot{e}_a - \dot{e}_b)/2$ [V]
4 \dot{e}_1 [V]	$\dot{e}_a = \dot{e}_1 + \dot{e}_2/2$ [V] 及び $\dot{e}_b = \dot{e}_1 - \dot{e}_2/2$ [V]	$(\dot{e}_a + \dot{e}_b)/2$ [V]
5 \dot{e}_1 [V]	$\dot{e}_a = \dot{e}_1 + \dot{e}_2$ [V] 及び $\dot{e}_b = \dot{e}_1 - \dot{e}_2$ [V]	$(\dot{e}_a - \dot{e}_b)$ [V]

A - 9次の記述は、図に示すリング復調器を用いた BPSK (2PSK) 波の復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、□内の同じ記号は、同じ字句を示す。また、低域フィルタの通過損失は無視するものとする。

- 基準搬送波が $e_c = E_C \sin(t + \theta)$ [V]、入力の BPSK 波が $e_i = E_i \sin(t + n)$ [V] のとき、各ダイオード D を 2乗特性の領域で動作させたときの復調出力 e_d は、次式で表される。ただし、 E_C [V] 及び θ [rad] は、基準搬送波の振幅及び位相、 E_i [V] 及び ω [rad/s] は、BPSK 波の振幅及び角周波数とする。また、 n は 0 又は 1 の値をとるものとし、 k は定数とする。

$$e_d = k(e_c + e_i)^2 = kE_C^2 \sin^2(t + \theta) + \square A + kE_i^2 \sin^2(t + n) \text{ [V] -----}$$

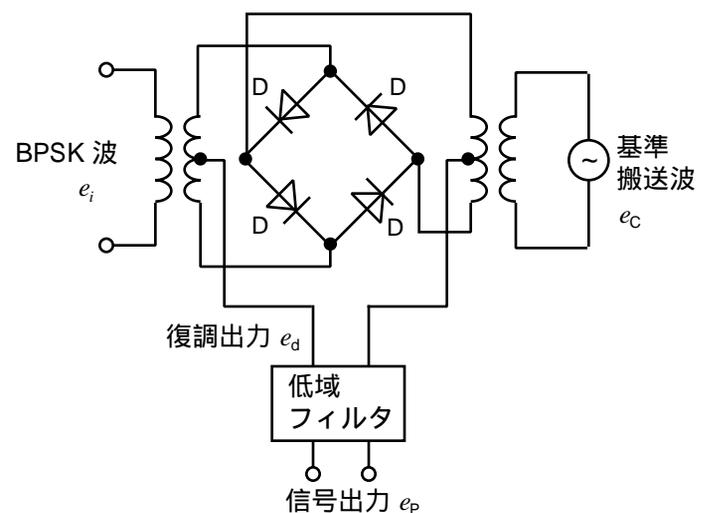
式 の第 1 項及び第 3 項は、信号成分を含まず、低域フィルタで除去されるため、第 2 項を e'_d において変形すると次式が得られる。

$$e'_d = kE_C E_i \{ \square B - \cos(2t + \theta + n) \} \text{ [V] -----}$$

- 式 の高周波成分も同様に低域フィルタで除去されるため、信号出力 e_p として次式が得られる。

$$e_p = kE_C E_i \times \square B \text{ [V] -----}$$

したがって、 $\theta = \square C$ [rad] となるように基準搬送波の位相を保てば、 $n = 0$ では $e_p = -kE_C E_i$ [V]、 $n = 1$ では $e_p = kE_C E_i$ [V] となり、入力の BPSK 波の位相 θ [rad] の変化に対応した正負の信号出力が得られる。



A	B	C
1 $2kE_C E_i \{ \sin(t + \theta) + \sin(t + n) \}$	$\cos(\theta + n)$	0
2 $2kE_C E_i \{ \sin(t + \theta) + \sin(t + n) \}$	$\cos(\theta - n)$	0
3 $2kE_C E_i \sin(t + \theta) \sin(t + n)$	$\cos(\theta + n)$	0
4 $2kE_C E_i \sin(t + \theta) \sin(t + n)$	$\cos(\theta - n)$	0
5 $2kE_C E_i \sin(t + \theta) \sin(t + n)$	$\cos(\theta + n)$	0

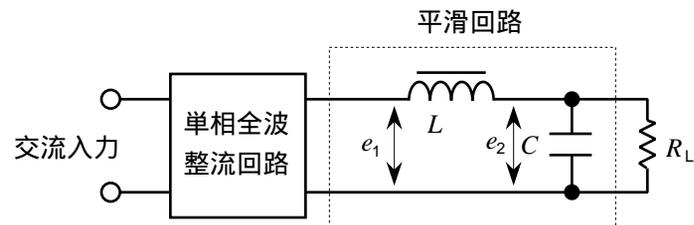
A - 10 次の記述は、図に示すチョーク入力型平滑回路のリプル率について述べたものである。□内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、単相全波整流回路の出力のリプルの角周波数が [rad/s] のとき、チョークコイルのインダクタンス L [H]、コンデンサの静電容量 C [F]、負荷抵抗 R_L [] は、 $L \propto 1/(C)$ 及び $R_L \propto 1/(C)$ の関係があり、また、チョークコイルの抵抗は無視するものとする。

(1) 平滑回路入力のリプル電圧の実効値が e_1 のとき、コンデンサの両端のリプル電圧の実効値の大きさ $|e_2|$ は、次式で表される。このときの $|e_2|$ の値は、交流入力角周波数の □ A □ 倍である。

$$|e_2| = |e_1| / (\square B \square) \quad [V]$$

(2) $|e_2| / |e_1|$ は、平滑回路の出力及び入力のリプル率の比に等しいから、出力のリプル率を 3 [%] 以下にするための L の値は約 □ C □ である。ただし、交流入力角周波数を 50 [Hz]、単相全波整流回路の出力のリプル率を 48 [%]、コンデンサ C の静電容量を 16 [μ F] とする。

	A	B	C
1	2	$2^2 LC$	2.5 [H]
2	2	$2^2 LC$	1.6 [H]
3	2	$\frac{2^2 LC}{}$	1.6 [H]
4	4	$2^2 LC$	1.6 [H]
5	4	$\frac{2^2 LC}{}$	2.5 [H]



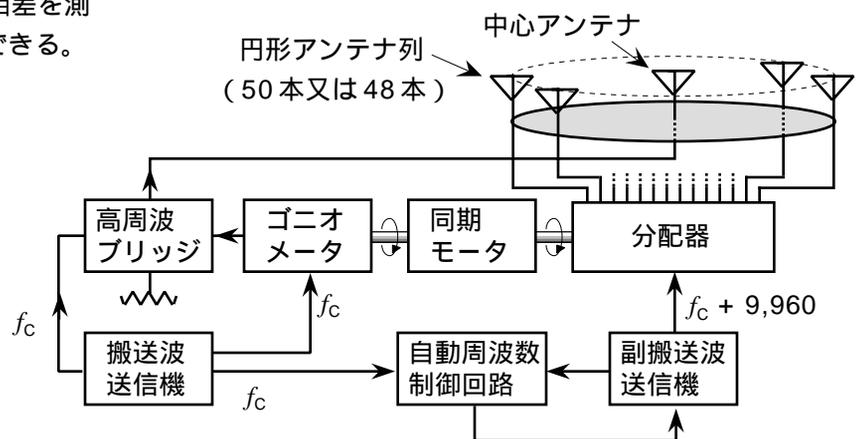
A - 11 次の記述は、ドップラ VOR (DVOR) の原理について述べたものである。□内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

(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。同期モータによりゴニオメータ及び分配器を毎分 1,800 回転で駆動し、ゴニオメータの出力 (搬送波が抑圧された ± 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た振幅変調波を、中心アンテナから放射する。また、副搬送波送信機の出力 (周波数 $f_c + 9,960$ [Hz] の副搬送波) 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と、円周上の各アンテナは毎秒 □ A □ 回に 1 回の割合で電波を放射する。

(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、送受信点間の距離の変化に応じて周波数が変化する周波数変調波になり、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 □ B □ [Hz] の可変位相信号が得られる。

(3) 航空機で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 □ C □ を知ることができる。

	A	B	C
1	60	60	絶対方位
2	60	30	相対方位
3	30	30	相対方位
4	30	60	絶対方位
5	30	30	絶対方位



A - 12 次の記述は、衛星通信システムで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) 地球局は、□ B □ と呼ばれる自局の信号をスロットの時間内に収めて送出する。

(3) 隣り合うスロットの間には、各地球局からの信号が重ならないように □ C □ を設け、フレームの開始は、基準となる地球局が送出する基準バースト信号によって制御する。

	A	B	C
1	一定	バースト	ガードタイム
2	一定	バースト	ガードバンド
3	一定	ドット	ガードバンド
4	任意	ドット	ガードタイム
5	任意	バースト	ガードバンド

A - 13 次の記述は、レーダー方程式を用いたパルスレーダーの最大探知距離の導出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) レーダーのアンテナから送信せん頭出力 P [W] で発射された電波が距離 R [m] にある有効反射断面積 [m²] の物標で反射されたときの反射波の反射電力 P_r は、次式で表される。ただし、アンテナの利得を 30 [dB] とする。

$$P_r = \square A \text{ [W]} \text{ -----}$$

(2) 反射波がレーダーのアンテナに到達したときの受信電力 S は、式 とアンテナの実効面積 A_e [m²] を用いて次式で表される。

$$S = \square A \times \square B \text{ [W]} \text{ -----}$$

(3) したがって、物標を探知するための最小受信電力が -80 [dBm] のとき、このレーダーの最大探知距離は約 □ C □ である。ただし、 P の値を 1,600 [W]、 の値を ² [m²] 及び A_e の値を 4 [m²] とし、1 [mW] を 0 [dBm] とする。

	A	B	C
1	$\frac{10^3 P}{2 R^2}$	$\frac{A_e}{2 R^2}$	20 [km]
2	$\frac{10^3 P}{2 R^2}$	$\frac{A_e}{4 R^2}$	17 [km]
3	$\frac{10^3 P}{4 R^2}$	$\frac{A_e}{2 R^2}$	17 [km]
4	$\frac{10^3 P}{4 R^2}$	$\frac{A_e}{4 R^2}$	14 [km]
5	$\frac{10^3 P}{4 R^2}$	$\frac{A_e}{4 R^2}$	20 [km]

A - 14 次の記述は、衛星通信回線における搬送波レベル及び雑音レベル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、雑音は一様分布の熱雑音とし、搬送波電力を C [W]、雑音電力を N [W]、雑音電力密度を N_d [W/Hz]、雑音温度を T [K]、ボルツマン定数を k [J/K]、回線の占有周波数帯幅を B [Hz] とする。

(1) 搬送波電力対雑音電力比 C/N は、次式で表される。

$$C/N = \square A \text{ (真数)} \text{ -----}$$

式 は、搬送波電力と雑音電力との関係が直接的に表現でき、測定値との対応が容易であるが、 B はって値が変わるので、 B の値が同じ回線を比較する場合などに用いられる。

(2) 搬送波電力対雑音電力密度比 C/N_d 及び搬送波電力対雑音温度比 C/T は、それぞれ次式で表される。

$$C/N_d = \square B \text{ [Hz]} \text{ -----}$$

$$C/T = \square C \text{ [W/K]} \text{ -----}$$

式 及び は、それぞれ B 関係なく値が求められるので、 B の値が異なる搬送波相互間での比較などに用いられる。

	A	B	C
1	$CkTB$	$C/(NB)$	$C/(kN_d)$
2	$CkTB$	$C/(NB)$	Ck/N_d
3	$C/(kTB)$	CB/N	Ck/N_d
4	$C/(kTB)$	CB/N	$C/(kN_d)$
5	$C/(kTB)$	$C/(NB)$	Ck/N_d

A - 15 次の記述は、我が国の携帯・自動車電話システム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) 移動局とネットワークの間は、常時回線が接続されていないので、通信の要求の都度、該当する移動局を選択し、無線の通信チャンネルのうち空いている通信チャンネルを設定する □ A □ 機能を持つ。

(2) 複数の移動局が同時刻に通信要求を行うときの信号の衝突を軽減し、効率良く通信チャンネルを設定するための □ B □ 制御技術を用いている。

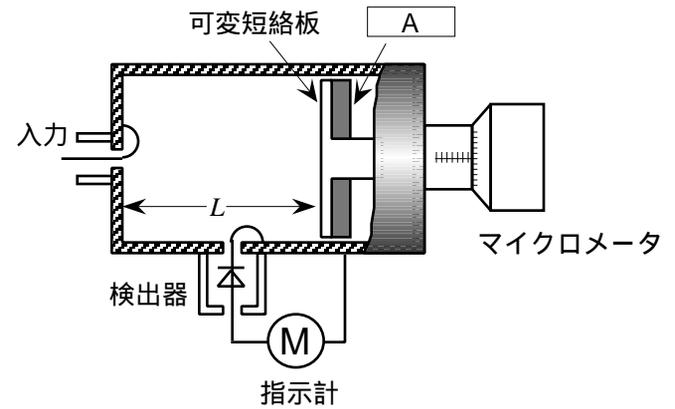
(3) 通話中の移動局が移動して基地局がカバーするエリアを出るとき、新しい通信チャンネルを隣接の基地局経由に切り替える □ C □ 機能を持つ。

	A	B	C
1	マルチチャンネルアクセス	ランダムアクセス	ハンドオーバ
2	マルチチャンネルアクセス	ハンドオーバ	ランダムアクセス
3	ハンドオーバ	ランダムアクセス	マルチチャンネルアクセス
4	ランダムアクセス	マルチチャンネルアクセス	ハンドオーバ
5	ランダムアクセス	ハンドオーバ	マルチチャンネルアクセス

A - 16 次の記述は、図に示すマイクロ波の周波数測定に用いる H_{011} (TE_{011}) 形空洞周波数計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。

- 空洞共振器として直円筒形を用いており、その一端に可変短絡板を設け、空洞の軸長 L をマイクロメータと直結した駆動機構で変えることによって空洞の容積を連続的に可変できる。また、可変短絡板の裏面には □ A を装着して裏面に回り込む H_{011} 以外のモードの成分を除去し、不要な共振が現れないようにしている。
- 空洞の共振周波数は、空洞の機械的寸法によって決まるので、被測定周波数に共振するように空洞の軸長を変えて検出器に接続した指示計の指示が最大になるようにする。このときの軸長と共振周波数の関係をあらかじめ較正しておけば、共振時の □ B から周波数を直接求めることができる。
- 測定精度は、負荷時の空洞の □ C によって決まるため、空洞の内壁には銀メッキなどを施す。

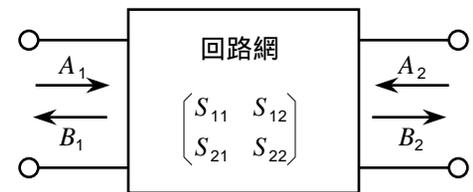
A	B	C
1 金属板	指示計の指示値	共振周波数
2 金属板	軸長	先鋭度 Q
3 電波吸収体	軸長	先鋭度 Q
4 電波吸収体	指示計の指示値	共振周波数
5 電波吸収体	軸長	共振周波数



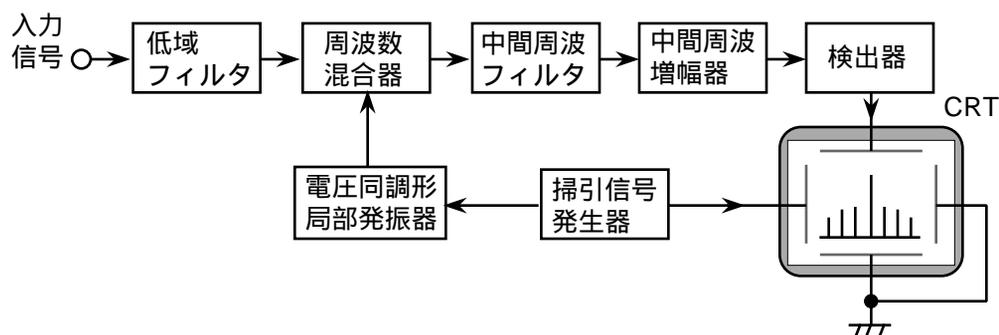
A - 17 次の記述は、回路網の特性を測定するためのネットワークアナライザについて述べたものである。□内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

- 図に示す回路網の S パラメータをネットワークアナライザで測定すると、電圧入射波 (A_1 [V]、 A_2 [V]) と電圧反射波 (B_1 [V]、 B_2 [V]) の関係は、□ A で表される。
- 解析可能な回路網は、□ B である。
- S パラメータを測定するときの回路網に入力する信号は、一般に □ C が用いられる。

A	B	C
1 $\begin{pmatrix} A_1 \\ A_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} B_1 \\ B_2 \end{pmatrix}$	線形回路網及び非線形回路網	正弦波
2 $\begin{pmatrix} A_1 \\ A_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} B_1 \\ B_2 \end{pmatrix}$	線形回路網のみ	方形波
3 $\begin{pmatrix} A_1 \\ B_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} B_1 \\ A_2 \end{pmatrix}$	線形回路網のみ	正弦波
4 $\begin{pmatrix} B_1 \\ B_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_1 \\ A_2 \end{pmatrix}$	線形回路網及び非線形回路網	方形波
5 $\begin{pmatrix} B_1 \\ B_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_1 \\ A_2 \end{pmatrix}$	線形回路網のみ	正弦波



A - 18 次の記述は、図に示すスーパーヘテロダイン方式のスペクトルアナライザの原理的な構成例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。



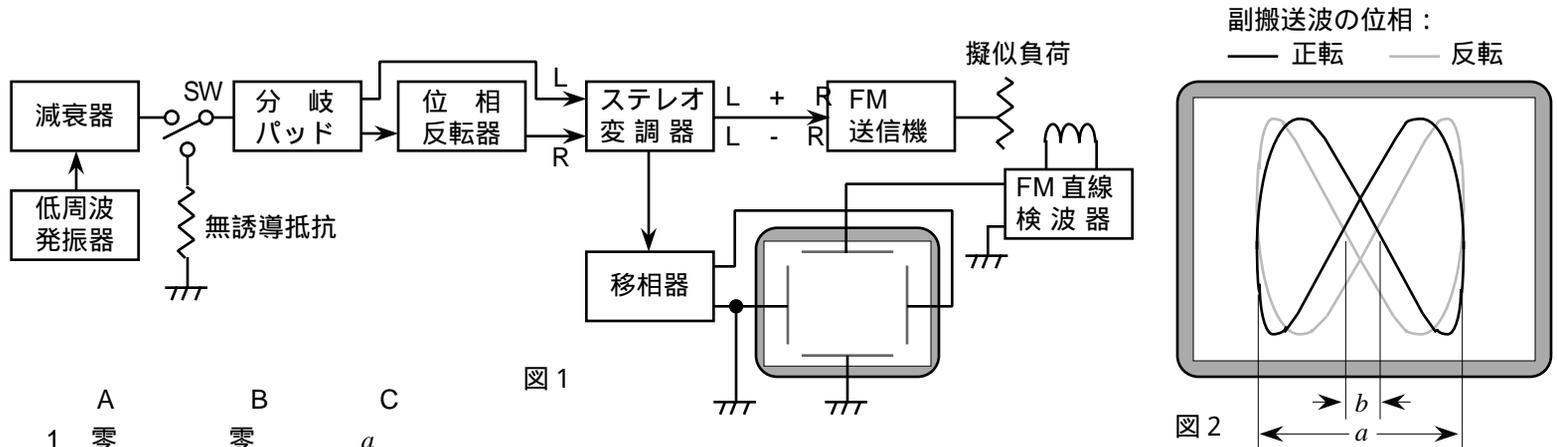
- 入力信号が方形波など複数の正弦波の和で表される周期性の信号のとき、個々の正弦波の振幅、周波数及び位相を測定することができる。
- 測定によって得られる全ての情報を用いると、入力信号の波形を再現することができる。
- 周波数分解能は、低域フィルタの通過帯域幅によって決まる。
- 測定時間は、周波数分解能が高いほど遅くなる。
- 雑音の分布が一様分布のとき、CRT 画面上に表示される雑音のレベルは、周波数分解能が高いほど高くなる。

A - 19 立ち上がり時間 10 [ns] のパルス波形を立ち上がり時間 10 [ns] のオシロスコープを用いて観測したとき、スコープ上のパルス波形の立ち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 7 [ns] 2 10 [ns] 3 14 [ns] 4 20 [ns] 5 28 [ns]

A - 20 次の記述は、我が国の FM ステレオ放送に用いられるパイロット信号と副搬送波の位相差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。

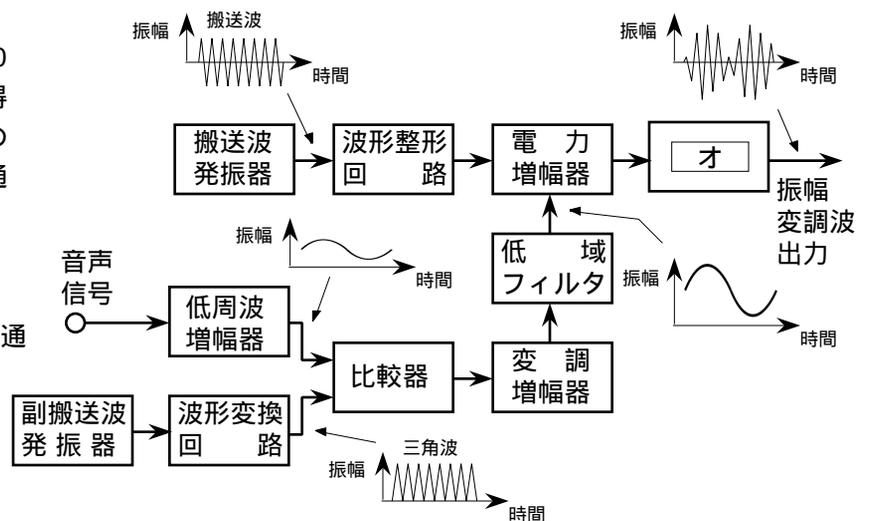
- (1) 図1の構成例において、スイッチ SW を 側に入れ、ステレオ変調器への左チャンネル入力 (L) 及び右チャンネル入力 (R) を零とする。次に、ステレオ変調器から 19 [kHz] のパイロット信号を FM 送信機及び移相器に出力する。FM 送信機から出力される周波数変調波の変調度 (最大周波数偏移が ± 75 [kHz]) のときの変調度を 100 [%] とし、その出力を FM 直線検波器で受信及び検波してオシロスコープの垂直軸に加え、移相器の出力を水平軸に加えてリサージュ図形を描かせ、二つのパイロット信号の位相差が □ A となるように移相器を調整する。
- (2) SW を 側に入れ、低周波発振器から正弦波 (例えば 1 [kHz]) を加えて変調する。このとき R 信号は位相反転器を通るため、主チャンネル信号 (L - R) は □ B となり、副チャンネル信号 (L + R) は、副搬送波の位相が正弦波の正負に応じて反転する波形になる。
- (3) FM 送信機に L + R 信号及び L - R 信号を加え、所定の変調度 (例えば 45 [%]) で変調し、その出力を FM 直線検波器で受信及び検波してオシロスコープの垂直軸に加えるとともに、移相器を通したパイロット信号を水平軸に加えると、図2に示すような周波数比 2 : 1 のリサージュ図形が得られる。パイロット信号と副搬送波の位相差は、a 及び b の長さの比 b/a に比例し、同相のとき、b □ C である。



	A	B	C
1	零	零	a
2	零	零	0
3	零	最大	a
4	90度	最大	0
5	90度	零	a

B - 1 次の記述は、図に示す中波放送用 AM (A3E) 送信機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。ただし、□内の同じ記号は、同じ字句を示す。

- (1) 比較器は、低周波増幅器で増幅した音声信号と、100 ~ 150 [kHz] の副搬送波を波形変換回路で変換して得られた三角波とを比較し、□ア 波出力する。この □ア 波を変調増幅器で □イ し、低域フィルタを通して得た音声信号を電力増幅器に加える。
- (2) 電力増幅器は、搬送波を波形整形回路で整形した □ウ で音声信号を □イ し、□エ 波を出力する。電力増幅器の出力は、高調波を含むので、□オ を通して振幅変調波を出力する。



- 1 方形波 2 パルス位相 (位置) 変調 (PPM) 3 高域フィルタ 4 スwitching 増幅 (D級増幅) 5 線形増幅
6 正弦波 7 パルス幅変調 (PWM) 8 帯域フィルタ 9 パルス振幅変調 (PAM) 10 低雑音増幅

B - 2 次の記述は、SCPC 方式の衛星通信に用いる中継器の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。

- (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、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、単一波を入力したときの飽和出力電力に比べて □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 □エ 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 □オ するなどがある。

- | | | | | |
|-------------|--------|-------------|--------|---------|
| 1 線形 | 2 非線形 | 3 大きく | 4 入力電力 | 5 出力電力 |
| 6 P_1/P_2 | 7 増加する | 8 P_2/P_1 | 9 小さく | 10 減少する |

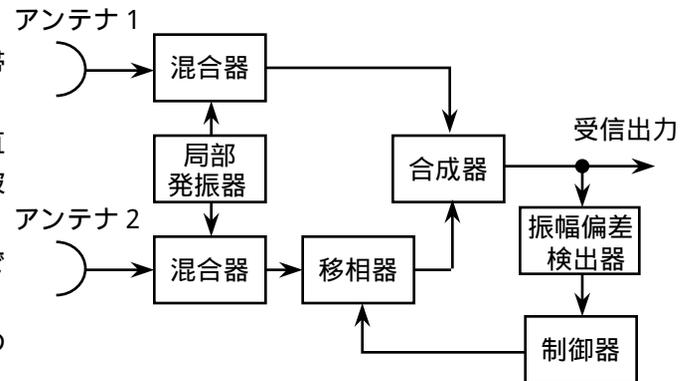
B - 次の記述は、パルス符号変調 (PCM) 方式の標本化、量子化及び標本化パルス列の復調について述べたものである。□内に入れるべき字句を下の番号から選べ。

- (1) 折返し雑音を除去するため、標本化回路の □ア 段に低域フィルタを設ける。
- (2) アパチャ効果は、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) 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、単位周波数当たりの量子化雑音電力は、□エ なる。
- (5) 標本化パルス列の復調に用いる低域フィルタが理想低域フィルタでないと □オ を生ずる。

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

B - 次の記述は、図に示すマイクロ波の高速デジタル通信における最小振幅偏差形スペースダイバーシチ受信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 干渉性フェージングによる符号誤り率の劣化は、狭帯域で伝送するほど大きくなる。
- イ 干渉波が直接波に対して振幅差があると、両者が受信されたとき受信帯域内で周波数によって振幅偏差が生じ、波形ひずみが生ずる原因になる。
- ウ アンテナ1における直接波と干渉波の伝搬路長がアンテナ2における直接波と干渉波の伝搬路長と等しいと、受信帯域内で振幅偏差の生ずる周波数がそれぞれのアンテナで異なる。
- エ 移相器を制御して各アンテナの受信信号に含まれる干渉波成分を逆相で合成することによって、受信帯域内の振幅偏差を最小にすることができる。
- オ 移相器の制御信号は、振幅偏差検出器で受信信号スペクトルから所定の数の周波数成分を取り出すことによって得ている。



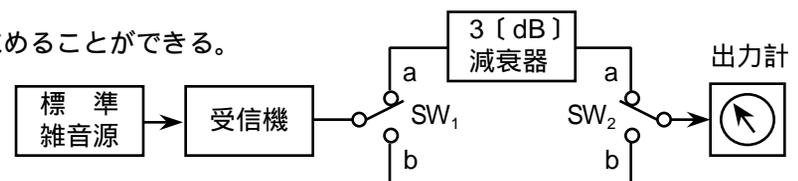
B - 5 次の記述は、図に示す構成例を用いた受信機の雑音指数の測定法について述べたものである。□内に入れるべき字句を下の番号から選べ。

- (1) 受信機の雑音指数 F は、次式で表される。ただし、 N_i [W] は受信機の入力端子の有能雑音電力で、熱雑音電力に等しく、 N_o [W] は受信機の出端子の有能雑音電力、 S_i [W] は受信機の入力端子の有能信号電力、 S_o [W] は受信機の出端子の有能信号電力とする。また、受信機の有能利得 G 、ボルツマン定数 k [J/K]、周囲温度 T [K] 及び受信機の帯域幅 B [Hz] は既知とする。

$$F = \square \text{ア} = N_o / (N_i G) \text{ -----}$$

- (2) スイッチ SW_1 及び SW_2 を □イ 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出力を測定すれば、このときの出力計の指示値は、□ウ に等しい。
- (3) 次に、スイッチ SW_1 及び SW_2 を反対側に接続し、標準雑音源の電源を接 (ON) にして標準雑音源の出力レベルを調整し、出力計の指示値が (2) と同じになるようにすれば、受信機の出力の雑音レベルは、□エ [W] であり、このときの標準雑音源の出力レベルは、□オ [W] に等しい。

N_i は k 、 T 及び B の値で決まるので、式より F を求めることができる。



- | | | | | |
|-------------------------|-----------|---------|----------|-----------|
| 1 $(S_o/N_o)/(S_i/N_i)$ | 2 a | 3 b | 4 N_i | 5 $4N_o$ |
| 6 $(S_i/N_i)/(S_o/N_o)$ | 7 N_o/G | 8 N_o | 9 N_iG | 10 $2N_o$ |