

A - 1 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オフセットキャリア方式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。ただし、受信した二つの映像電波の変調信号は同一とし、それぞれの搬送波の周波数差を f [Hz] とする。

- 1 同一チャネルを利用する局間の相互の混信を軽減するため、各局の映像搬送波の周波数を一定の値だけずらす方式である。
- 2 f [Hz] により、受信信号の振幅が変化することがある。
- 3 f [Hz] により生ずることのある受像画面上の干渉じまは、その視覚に与える妨害の程度が f の値によって変化する。
- 4 f [Hz] を零から水平同期周波数 f_H [Hz] まで変えたとき、受像画面上の干渉じまの視覚に与える妨害の程度は、 f が f_H [Hz] の近傍にあるとき最も小さくなる。
- 5 一般に三局間の混信を考慮し、いずれの二局間をも同等に改善するため、 f の値として 10 [kHz] 程度を用いている。

A - 2 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、変調信号の角周波数、時定数 $\tau = CR$ [s] とし、 $P \ll 1/R_0$ 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、変調信号の角周波数、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 τ [s] と受信機のデエンファシス回路の時定数 τ' [s] とを等しくすることにより、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。

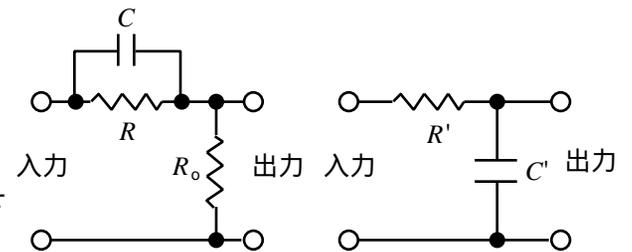


図 1

図 2

A - 3 次の記述は、振幅変調 (AM) 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。

(1) AM 波は、次式で表される。ただし、振幅が E 、角周波数が ω [rad/s] の搬送波を $E \cos \omega t$ [V]、角周波数が p [rad/s] の変調信号を $c \cos pt$ [V] で表すものとする。また、変調度を $m \times 100$ [%] とする。

$$e = E(1 + m \cos pt) \cos \omega t \quad [\square \text{ A V}] \text{ -----}$$

- (2) e を [] の抵抗に加えたとき、搬送波及び一つの側帯波が消費する電力は、それぞれ □ B である。
- (3) 変調度が 10 [%] のときの上下両側帯波のそれぞれの電力の和と全電力との比の値は、□ C である。

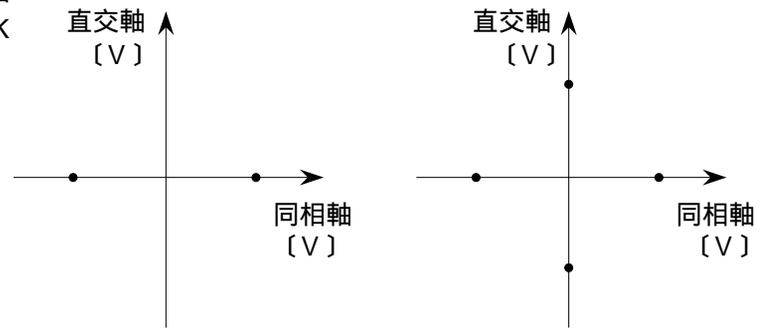
A	B	C
1 $E \cos \omega t + \frac{Em}{4} \cos(\omega + p)t + \frac{Em}{4} \cos(\omega - p)t$	$E^2/2$ 及び $(mE)^2/8$ [W]	1/5
2 $E \cos \omega t + \frac{Em}{4} \cos(\omega + p)t + \frac{Em}{4} \cos(\omega - p)t$	E^2 及び $(mE)^2/4$ [W]	1/3
3 $E \cos \omega t + \frac{Em}{2} \cos(\omega + p)t + \frac{Em}{2} \cos(\omega - p)t$	E^2 及び $(mE)^2/4$ [W]	1/5
4 $E \cos \omega t + \frac{Em}{2} \cos(\omega + p)t + \frac{Em}{2} \cos(\omega - p)t$	$E^2/2$ 及び $(mE)^2/8$ [W]	1/5
5 $E \cos \omega t + \frac{Em}{2} \cos(\omega + p)t + \frac{Em}{2} \cos(\omega - p)t$	$E^2/2$ 及び $(mE)^2/8$ [W]	1/3

A - 4 パルスレーダーで 5 [km] の距離にある二つの点物標を分離して探知するのに必要な物標間の水平距離の最小値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、パルスレーダーのアンテナの水平方向のビーム幅を 2 度とする。

- 1 87 [m] 2 123 [m] 3 131 [m] 4 175 [m] 5 349 [m]

A - 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するために必要な QPSK 信号の送信電力として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、BPSK 信号の送信電力は [W] とする。

- 1 $P/2$ [W]
- 2 $P/\sqrt{2}$ [W]
- 3 P [W]
- 4 $\sqrt{2}P$ [W]
- 5 $2P$ [W]

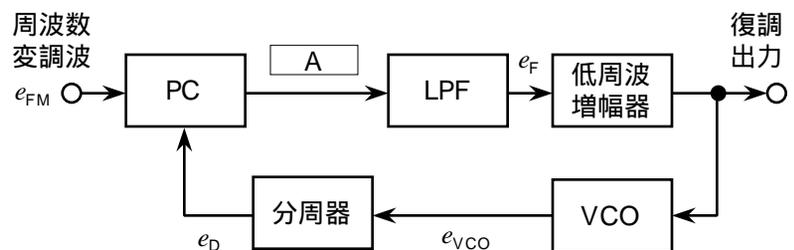


BPSK 信号空間ダイアグラム QPSK 信号空間ダイアグラム

A - 6次の記述は、位相同期ループ (PLL) 検波器を用いた周波数変調 (FM) 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。

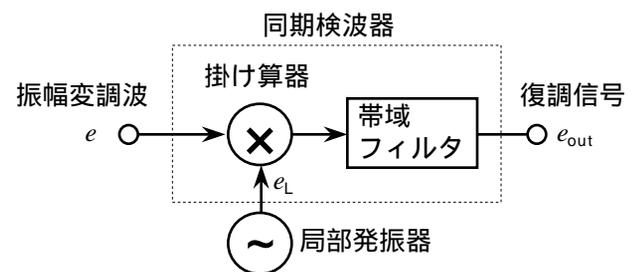
- (1) 図に示す構成例において、位相検出 (比較) 器 (PC) は、入力の周波数変調波 e_{FM} [V] と電圧制御発振器 (VCO) の出力 e_{VCO} [V] を分周器で分周した出力 e_D [V] との位相差に比例した □ A を出力する。 e_{FM} の周波数が PLL の周波数引込み範囲 (キャプチャレンジ) 内のとき、低域フィルタ (LPF) を通した低周波増幅器の出力電圧は、 e_{FM} と e_D の □ B が一致するように、VCO を制御する。
- (2) e_{FM} が無変調波で、その周波数が VCO の自走発振周波数に等しいとき、 e_{FM} と e_D の □ B が一致して PLL がロックし、LPF の出力電圧は □ C になる。 e_{FM} の周波数がロックレンジ内において変化するとき、LPF の出力 e_F [V] の振幅は、 e_{FM} の周波数偏移に比例して変化するので、低周波増幅器の出力として復調出力を得ることができる。

- | A | B | C |
|--------|---------|----|
| 1 誤差電圧 | 周波数及び位相 | 最大 |
| 2 誤差電圧 | 周波数及び位相 | 零 |
| 3 誤差電圧 | 周波数及び振幅 | 最大 |
| 4 副搬送波 | 周波数及び振幅 | 最大 |
| 5 副搬送波 | 周波数及び位相 | 零 |



A - 7 図に示す同期検波器を用いて振幅変調 (AM) 波を検波したときの復調信号 e_{out} の振幅 A の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、入力の振幅変調波 e 、局部発振信号 e_L 及び e_{out} は、それぞれ $e = (1 + m \cos pt) \cos c t$ [V]、 $e_L = \cos l t$ [V] 及び $e_{out} = A \cos pt$ [V] で表され、 p [rad/s] は e_{out} の角周波数、 m の値は 0.3 とする。また、 e 及び e_L の角周波数 c [rad/s] 及び l [rad/s] はそれぞれ等しく、掛け算器及び帯域フィルタの損失は無視するものとする。

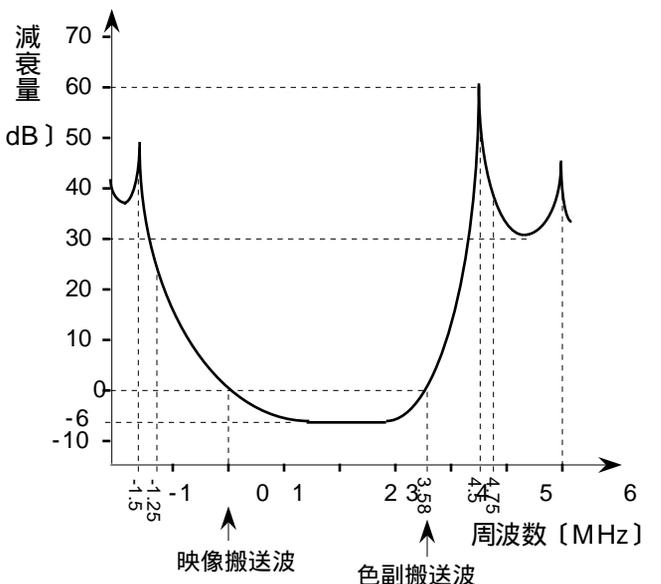
- 1 0.15 [V]
- 2 0.2 [V]
- 3 0.3 [V]
- 4 0.4 [V]
- 5 0.6 [V]



A - 8 次の記述は、図に示す我が国の地上系アナログ標準テレビジョン放送用受像機に用いられる映像中間周波増幅器の選択度特性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、図の横軸及び縦軸は、映像搬送波を基準として表したものである。

- (1) 帯域幅が狭いと、□ A が低下し、また、色副搬送波の減衰が大きすぎると、色が忠実に再現できなくなる。
- (2) 映像信号は、□ B で伝送されるため、映像搬送波の振幅が選択度 [dB] 特性の平坦部に比べて 6 [dB] 減衰するようにしている。これにより、受信した映像信号の □ C の周波数成分を減衰させ、直線検波したときの映像信号の周波数特性を平坦にしている。

- | A | B | C |
|-------|-------------------|----|
| 1 輝度 | 両側波帯振幅変調方式 (DSB) | 高域 |
| 2 輝度 | 残留側波帯振幅変調方式 (VSB) | 低域 |
| 3 解像度 | 残留側波帯振幅変調方式 (VSB) | 低域 |
| 4 解像度 | 残留側波帯振幅変調方式 (VSB) | 高域 |
| 5 解像度 | 両側波帯振幅変調方式 (DSB) | 低域 |



A - 9 次の記述は、マイクロ波無線回線の中継伝送方式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、ボルツマン定数を k [J/K]、周囲温度を T [K] とし、 1 [W/Hz] を 0 [dBW/Hz] としたときの kT の値は -204 [dBW/Hz] とする。また、雑音は、熱雑音のみとし、 1 [Hz] を 0 [dBHz] としたときの増幅器 A、増幅器 1 及び増幅器 2 の帯域幅、 B_1 及び B_2 の値はそれぞれ等しく 70 [dBHz]、雑音指数 F 、 F_1 及び F_2 はそれぞれ等しく 8 [dB] とする。

- (1) 図 1 に示すように、中継を行わない無中継伝送方式において、増幅器 A の出力端の信号対雑音比 (S/N) を 30 [dB] にするために必要な送信電力 P_1 の値は、□ A である。ただし、伝送路の損失 L を 150 [dB] とする。
- (2) 図 2 に示すように、伝送路を伝送路 1 と伝送路 2 とに分割して中継を行う中継伝送方式において、増幅器 1 及び増幅器 2 の利得 G_1 [dB] 及び G_2 [dB] の大きさがそれぞれ伝送路 1 及び伝送路 2 の損失 L_1 [dB] 及び L_2 [dB] に等しいとき、区間 1 及び区間 2 の利得はともに 0 [dB] である。また、 L_1 及び L_2 が 0 [dB] より十分大きく、かつ $L_1 = L_2$ のとき、区間 1 と区間 2 とを縦続接続したときの総合の雑音指数 F_T は、近似的に次式で表すことができる。

$$F_T = 10 \log 2 + F_1 + L_1 \text{ [dB]}$$

L_1 及び L_2 の値をそれぞれ図 1 の L の $1/2$ の 75 [dB] とするとき、 F_T の値は、約 86 [dB] である。したがって、区間 2 の出力端の信号対雑音比 (S/N) を 30 [dB] にするために必要な送信電力 P_2 の値は、約 □ B となり、無中継伝送方式に比べて極めて小さな値にすることができる。

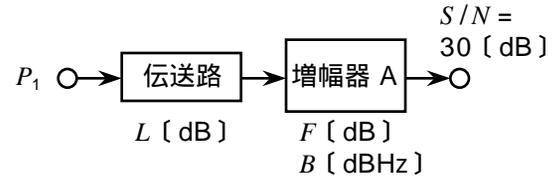


図 1 無中継伝送方式

A	B
1 54 [dBW]	-18 [dBW]
2 54 [dBW]	-21 [dBW]
3 54 [dBW]	-24 [dBW]
4 46 [dBW]	-18 [dBW]
5 46 [dBW]	-21 [dBW]

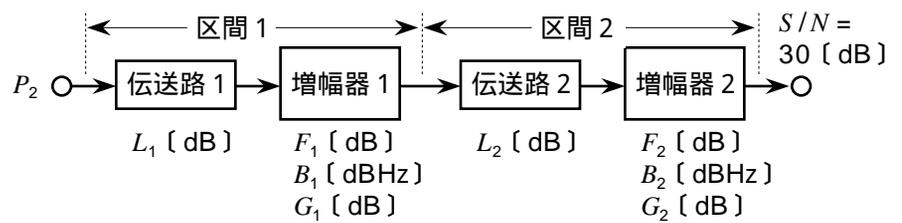
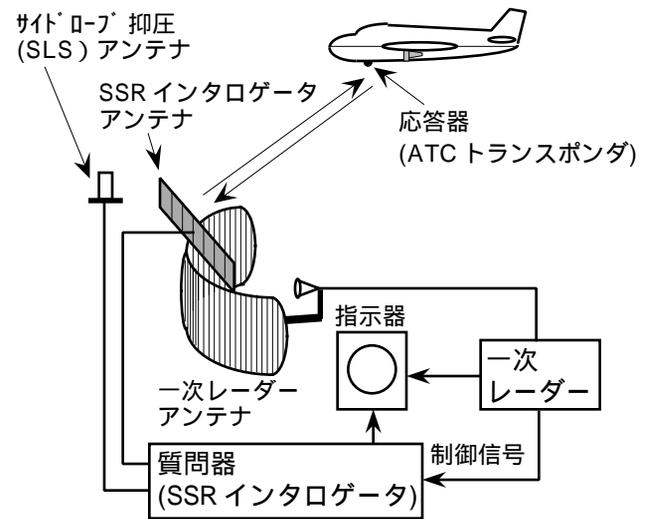


図 2 中継伝送方式

A - 10 次の記述は、図に示す航空用二次監視レーダー (SSR) 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) SSR は、航空機の識別及び高度の情報などを得るために用いられる。通常、□ A などの一次レーダーと組み合わせて用いられるが、一次レーダーに比べ、気象条件や航空機の形状の影響を受け □ B 。
- (2) 航空機上の応答器 (ATCトランスポンダ) は、地上の質問器 (SSRインタロゲータ) から送られた質問信号を受信して質問モードパルスを解読し、あらかじめ設定したモードと一致すると、質問信号の搬送波と □ C 周波数の搬送波を応答コードパルスで変調し、応答信号として送り返す。

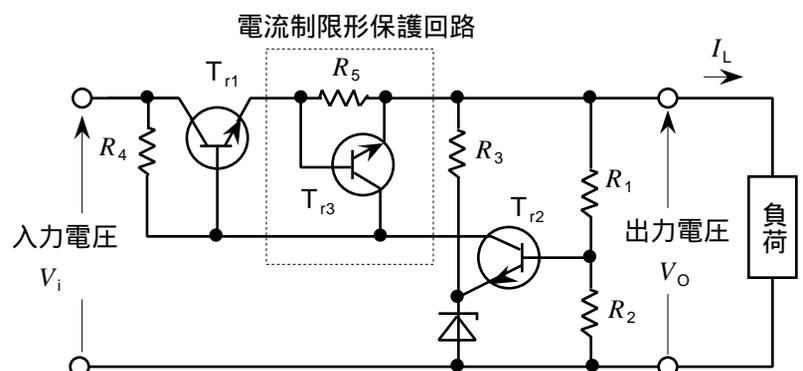
A	B	C
1 距離測定装置 (DME)	やすい	同じ
2 距離測定装置 (DME)	にくい	異なる
3 航空路監視レーダー (ARSR)	にくい	同じ
4 航空路監視レーダー (ARSR)	やすい	異なる
5 航空路監視レーダー (ARSR)	にくい	異なる



A - 11 次の記述は、図に示す直列形定電圧回路に用いられる電流制限形保護回路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) 負荷電流 I_L [A] が所定値以内のとき、保護回路のトランジスタ T_{r3} は非導通である。 I_L が増加して抵抗 □ A [] の両端の電圧が所定の電圧 V_S [V] より大きくなると、 T_{r3} が導通する。このとき □ B のベース電流が減少するので、 I_L の増加を抑えることができる。
- (2) T_{r3} が導通して保護回路が動作するのは、 I_L の値が約 □ C 以上になったときである。

A	B	C
1 R_3	T_{r1}	V_O/R_3 [A]
2 R_3	T_{r2}	$(V_O - V_i)/R_5$ [A]
3 R_3	T_{r1}	V_S/R_3 [A]
4 R_5	T_{r1}	V_S/R_5 [A]
5 R_5	T_{r2}	$(V_O - V_i)/R_5$ [A]



A - 12 次の記述は、通信用電源の予備電源として用いられるディーゼル機関発電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) ディーゼル機関発電装置は、シリンダ内の空気を圧縮して高温にし、その中に燃料を霧状に噴射して□A及び燃焼させる。燃焼ガスの熱エネルギーは、ピストンの往復運動に変換され、これをクランク軸で回転運動に変換して発電機を駆動する。運転時は騒音及び振動が大きいので、消音器などによる消音対策及び防振台床などによる振動対策が必要である。
- (2) ディーゼル機関は、他の内燃機関に比べ、圧縮率を高くして燃焼効率を良くすることができるため燃料消費量が少なく、□Bなどが不要なため構造が簡単で故障率が低い。また、引火点の高い□Cを用いることができる。

	A	B	C
1	自然着火	気化器	ガソリン
2	自然着火	気化器	重油又は軽油
3	電気着火	気化器	重油又は軽油
4	電気着火	冷却装置	重油又は軽油
5	電気着火	冷却装置	ガソリン

A - 13 次の記述は、パルス符号変調 (PCM) 多重通信に用いられるスタフ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。

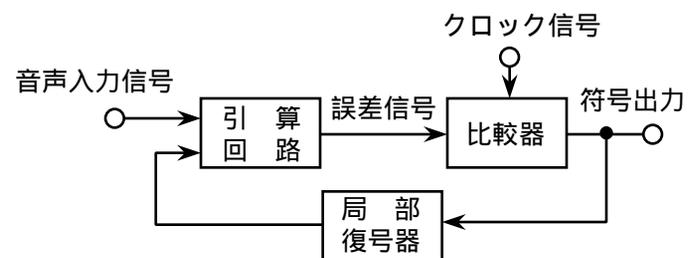
- (1) 伝送速度が□A複数の低次群 PCM 信号の同期をとるために用いられる。
- (2) 送信側では、各低次群 PCM 信号に挿入するスタフパルス (余剰パルス) の□Bを調整して同期を取り、多重化して伝送するとともに、スタフパルスの情報を受信側に伝送する。受信側では、多重化分離するときスタフパルスを除去して元の PCM 信号を再生する。
- (3) スタフパルスを付加するためのクロック周波数には、低次群 PCM 信号のいずれのクロック周波数よりわずかに□C周波数を選ぶ。

	A	B	C
1	異なる	挿入頻度	高い
2	異なる	位相	低い
3	異なる	位相	高い
4	等しい	位相	低い
5	等しい	挿入頻度	高い

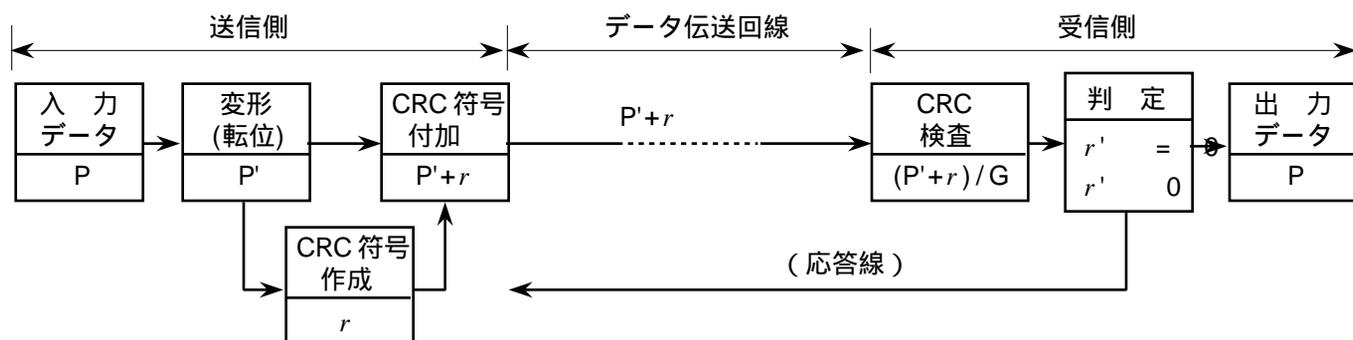
A - 14 次の記述は、図に示す音声信号の波形符号化方式の一つである定差変調 (デルタ変調) 方式の構成例及びその動作について述べたものである。□内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

- (1) 過去の信号の値から予測した値と、現在の信号の値との差を□A及び符号化して伝送する方式である。
- (2) 引算回路は、音声入力信号から局部復号器の出力信号を引算して誤差信号を出力する。比較器は、例えば、誤差信号が正であれば符号 "1" を、また、負であれば符号 "0" をクロック信号に同期して出力し、その一部を局部復号器に入力する。局部復号器は、その入力が符号 "1" のときは +、また、符号 "0" のときは - を出力し、音声信号の波形をクロック信号の一周の間にだけ振幅が変化する□Bで近似して引算回路に加える。
- (3) 符号化が 1 ビット単位で行われるため、符号器の構成が簡単になり、□C送ることができるが、階段波形が入力信号に追従できないと、その差が雑音になる。

	A	B	C
1	積分	正弦波形	狭帯域
2	積分	階段波形	広帯域
3	量子化	階段波形	広帯域
4	量子化	階段波形	狭帯域
5	量子化	正弦波形	広帯域



A - 15 次の記述は、図に示す移動通信などのデータ伝送の誤り制御方式の一つである自動再送要求 (ARQ) に用いる巡回冗長検査符号 (CRC) 方式の手順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。ただし、生成多項式を G とし、G の各項の係数は 1 又は 0 とする。



- 送信側の入力データ P を変形したデータ P' は、P に G の最高次の項を掛けたものである。
- 送信側の CRC 符号は、P' を G で割ったときの剰余であり、これを P' に付加したデータ P'+r を送信する。
- 受信側で CRC 検査を行って得た符号は、伝送されてきた P'+r を送信側と同じ生成多項式 G で割ったときの商である。
- 受信側では、伝送された符号が、r' = 0 であれば良好、r' ≠ 0 であれば不良と判定し、送信側に返す。
- CRC 方式は、受信側の演算操作が割り算だけでよく、シフトレジスタなどを用いたハードウェア処理が容易である。

A - 16 次の記述は、図に示す電力増幅器の総合効率 τ 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。

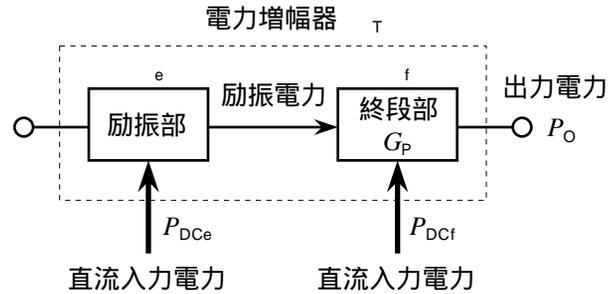
(1) τ は、次式で表される。ただし、電力増幅器の出力電力を P_O [W]、終段部への直流入力電力を P_{DCf} [W] 及び励振部への直流入力電力を P_{Dce} [W] とする。

$$\tau = \frac{P_O}{P_{DCf} + P_{Dce}} \quad \text{-----}$$

(2) 式は、励振部の効率 η_e 、終段部の効率 η_f 及び終段部の電力利得 G_p を用いて、次式で表される。

$$\tau = \frac{P_O}{P_{DCf} + P_{Dce}} \quad \text{-----}$$

- | A | B |
|------------------------------------|-----------------------------|
| 1 $P_O / (P_{DCf} \times P_{Dce})$ | $1/\eta_f + 1/(G_p \eta_e)$ |
| 2 $P_O / (P_{DCf} \times P_{Dce})$ | $1/\eta_e + 1/(G_p \eta_f)$ |
| 3 $P_O / (P_{DCf} + P_{Dce})$ | $1/(\eta_e + G_p \eta_f)$ |
| 4 $P_O / (P_{DCf} + P_{Dce})$ | $1/\eta_e + 1/(G_p \eta_f)$ |
| 5 $P_O / (P_{DCf} + P_{Dce})$ | $1/\eta_f + 1/(G_p \eta_e)$ |

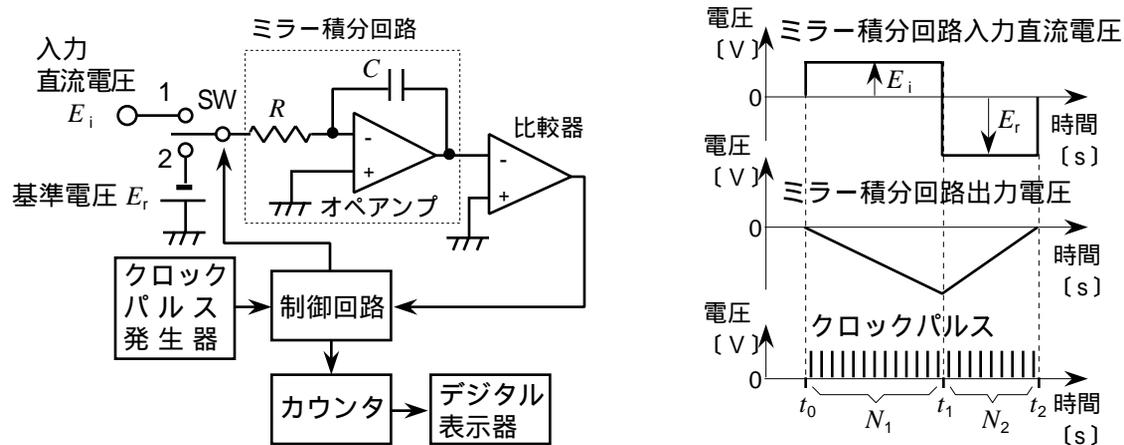


A - 17 次の記述は、オシロスコープ、スペクトルアナライザ及び FFT アナライザの各測定器に、周期性の方形波など、複数の正弦波の和で表される信号を入力したときに測定できる項目について述べたものである。□内に入れるべき字句の正しい組合せを下
の番号から選べ。

- (1) 入力信号に含まれる個々の正弦波の振幅及び周波数を測定することができるのは、□ A □ である。
 (2) 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のは、□ B □ である。
 (3) 入力信号の波形を観測することができるのは、□ C □ である。

- | A | B | C |
|--------------------------|------------|------------------------|
| 1 オシロスコープ及びスペクトルアナライザ | スペクトルアナライザ | オシロスコープ及びスペクトルアナライザ |
| 2 オシロスコープ及びスペクトルアナライザ | オシロスコープ | スペクトルアナライザ及び FFT アナライザ |
| 3 オシロスコープ及び FFT アナライザ | FFT アナライザ | オシロスコープ及び FFT アナライザ |
| 4 スペクトルアナライザ及び FFT アナライザ | スペクトルアナライザ | オシロスコープ及びスペクトルアナライザ |
| 5 スペクトルアナライザ及び FFT アナライザ | FFT アナライザ | オシロスコープ及び FFT アナライザ |

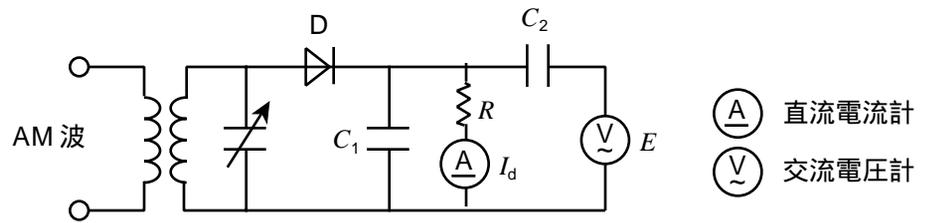
A - 18 次の記述は、図に示す二重積分方式（デュアルスローブ形）デジタル電圧計の原理的な構成例について述べたものである。こ
のうち誤っているものを下の番号から選べ。



- 1 スイッチ SW を 1 に入れ、正 (+) の入力直流電圧をミラー積分回路に加えると、その出力電圧が零から負 (-) の方向に直線的に変化し、同時に比較器が動作する。
- 2 制御回路は、比較器の動作の時刻 t_0 [s] からクロックパルスを送り、その計数值が一定数 N_1 になった時刻 t_1 [s] に SW を 2 に切り替え、入力電圧と逆極性の負 (-) の基準電圧 E_r [V] を加える。
- 3 SW を 2 に切り替え、ミラー積分回路の出力電圧は、 t_1 [s] から正 (+) の方向に変化し、時刻 t_2 [s] で零になる。 t_1 から t_2 までの計数值が N_2 のとき、 E_i の値は、 $E_r N_2 / N_1$ [V] で近似できる。
- 4 E_i の測定値は、積分を二回行うことによりコンデンサ C [F] 及び抵抗 R [] の値と無関係になり、周囲温度などによる C 及び R の変化に対しても、積分定数 CR の値が積分の期間中一定とみなせるときには、誤差を生じない。
- 5 周期性の雑音の影響を除くため、雑音打ち消し合うように入力直流電圧の積分期間を雑音周期の $1/2$ の奇数倍にする。

A - 19 図に示す直線検波器の構成例を用いて入力振幅変調 (AM) 波の変調度を測定したときの値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、直流電流計の指示値を I_d [A]、交流電圧計の指示値を E [V] とし、交流電圧計は、実効値を指示するものとする。また、抵抗 R [] の値は、ダイオード D の導通 (ON) 抵抗より十分大きいものとし、交流電圧計及び直流電流計の内部抵抗の影響は無視するものとする。

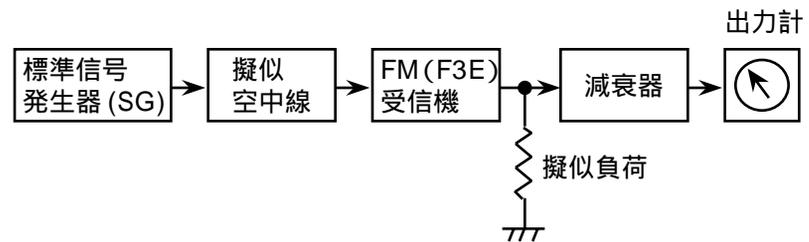
- 1 $(I_d R / E) \times 100$ [%]
- 2 $\{I_d R / (\sqrt{2} E)\} \times 100$ [%]
- 3 $(\sqrt{2} I_d R / E) \times 100$ [%]
- 4 $\{E / (I_d R)\} \times 100$ [%]
- 5 $\{\sqrt{2} E / (I_d R)\} \times 100$ [%]



A - 20 次の記述は、図に示す FM (F3E) 受信機の雑音抑圧感度の測定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、雑音抑圧感度は、入力のないときの受信機の雑音出力を、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。また、擬似空中線の損失はないものとし、1 [μV] を 0 [dBμ] とする。

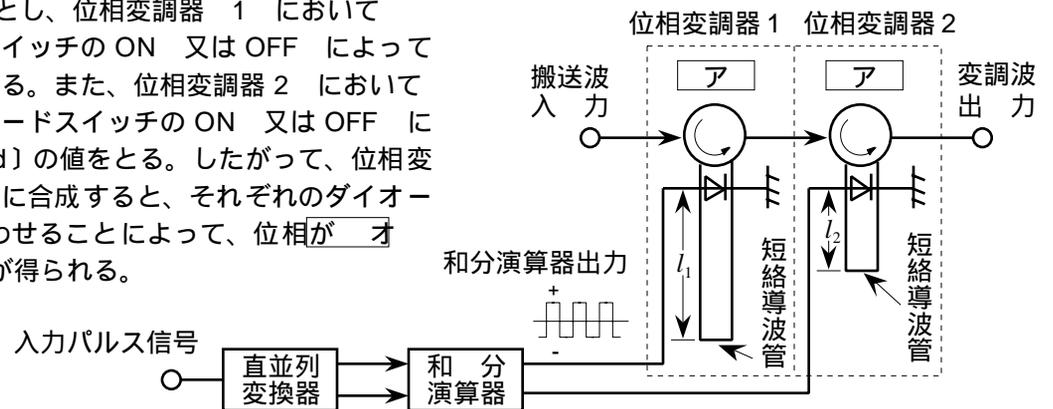
- (1) 標準信号発生器 (SG) を接 (ON)、受信機の AGC 及びスケルチを断 (OFF) にし、受信機の出力を出力計で確認する。SG から無変調出力を所定のレベルで擬似空中線を通して受信機に加え、希望周波数に完全に同調をとると、出力計の指示値は [] A になる。
- (2) SG を断 (OFF) にし、減衰器の減衰量を調整して出力計の指示を所定の値 (例えば 1 [mW]) にする。
- (3) SG を接 (ON) にし、その周波数を変えずに無変調でその出力を受信機に加える。次に、減衰器の減衰量を 20 [dB] だけ [] B し、出力計の指示が (2) と同じ値になるよう SG の出力を調整する。このときの SG の出力が、例えば [] dBμ のとき、求める雑音抑圧感度は、[] C [dBμ] である。

- | | A | B | C |
|---|----|-----|----|
| 1 | 最大 | 少なく | 22 |
| 2 | 最大 | 多く | 22 |
| 3 | 最小 | 多く | 2 |
| 4 | 最小 | 少なく | 22 |
| 5 | 最小 | 少なく | 2 |



B - 1 次の記述は、図に示す QPSK (4PSK) 変調を行うパスレングス形変調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。ただし、[] 内の同じ記号は、同じ字句を示す。

- (1) 位相変調器 1 及び位相変調器 2 [] は、[]、ダイオードスイッチ及び短絡導波管で構成される。和分演算器の出力パルス信号によってダイオードスイッチを導通 (ON) 又は非導通 (OFF) にすると、短絡導波管内の [] が変わることによって反射波がサーキュレータに到達するまでの経路長が変化し、サーキュレータ出力の搬送波の位相を変調することができる。
- (2) 二つの短絡導波管の管内波長を [] m とし、位相変調器 1 において $l_1 = []$ ウ [] m にすると、ダイオードスイッチの ON 又は OFF によって出力の位相は、0 又は [] rad の値をとる。また、位相変調器 2 において $l_2 = []$ エ [] m にすると、同様にダイオードスイッチの ON 又は OFF によって出力の位相は、0 又は $\pi/2$ [rad] の値をとる。したがって、位相変調器 1 及び位相変調器 2 の出力を直列に合成すると、それぞれのダイオードスイッチの ON 又は OFF を組み合わせることによって、位相が [] オ [rad] のいずれかの値をとる QPSK 信号が得られる。



- | | | | | |
|-----------|-----------|------------|-----------|------------------------------------|
| 1 $\pi/4$ | 2 $\pi/2$ | 3 $\pi/16$ | 4 サークュレータ | 5 0、 $\pi/2$ 、 π 、 $3\pi/2$ |
| 6 反射点 | 7 アイソレータ | 8 管内波長 | 9 $\pi/8$ | 10 0、 $\pi/4$ 、 $\pi/2$ 、 $3\pi/4$ |

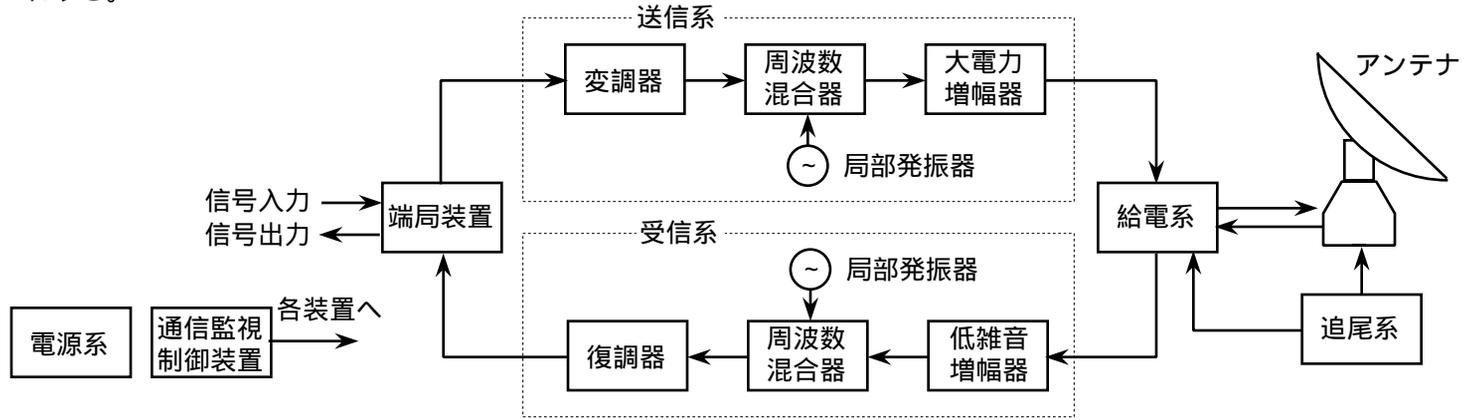
B - 2 次の記述は、静止衛星を用いた通信システムに用いられる時分割多元接続 (TDMA) 方式及び周波数分割多元接続 (FDMA) 方式について述べたものである。[] 内に入れるべき字句を下の番号から選べ。

- (1) FDMA 方式は、非線形増幅の影響を軽減するため、一つの中継器で複数の搬送波を同時に増幅するとき、入力バックオフを [] ア するなどの方法が用いられている。
- (2) FDMA 方式は、周波数変調 (FM) 波などのアナログ変調波及び位相変調 (PSK) 波などのデジタル変調波の同時中継が [] イ 。
- (3) TDMA 方式は、[] ウ の中継ができない。
- (4) TDMA 方式は、各地球局の通信速度を決める単位時間当たりのバーストの送出回数を [] エ 。
- (5) TDMA 方式は、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 [] オ を制御する必要がある。

- | | | | | |
|-----------|-----------|--------|--------------|--------|
| 1 アナログ変調波 | 2 送信タイミング | 3 小さく | 4 変えることができない | 5 できる |
| 6 大きく | 7 デジタル変調波 | 8 できない | 9 変えることができる | 10 周波数 |

B - 3 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）には、進行波管（TWT）及びクライストロン（KLY）などが用いられ、TWT は、KLY 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。このため、受信系の初段の低雑音増幅器（LNA）に □ウ の小さいものを用い、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と、利得対雑音温度比（G/T）を改善することができる。
- (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、周波数安定度が高く、□エ のレベルが低い特性の局部発振器を用いる。また、周波数混合器は、□オ をするように入出力のレベルを適切な値に設定し、相互変調積などが発生しないようにする。



- | | | | | |
|------|---------|------|--------|---------|
| 1 低く | 2 非線形動作 | 3 高く | 4 線形動作 | 5 外来雑音 |
| 6 広い | 7 位相雑音 | 8 狭い | 9 利得 | 10 雑音指数 |

B - 4 次の記述は、デジタル無線方式に用いられるフェージング補償（対策）技術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 フェージング対策用の自動等化器には、大別すると、周波数領域で等化を行うものと時間領域で等化を行うものがある。
- イ 周波数領域の等化は、等化器の特性をフェージングによる伝送路の伝達関数と同じ特性となるようにし、復調前の段階で振幅および遅延周波数特性を補償する。
- ウ トランスペアラル自動等化器などによる時間領域の等化は、符号間干渉よりも隣接チャネル間干渉の軽減に効果がある。
- エ 信号列をいくつかの信号列に分けて複数の副搬送波で伝送するマルチキャリア伝送方式は、波形ひずみの影響が強いマルチパスフェージングに対して効果的である。
- オ スペースダイバーシチ及び周波数ダイバーシチなどのダイバーシチ方式は、同時に回線品質が劣化する確率が小さい二つ以上の通信系を用意し、その出力を選択又は合成することによってフェージングの影響を軽減する。

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 $J_0(m_f)$ 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。

$$f_d = \text{オ} \text{ [Hz]}$$

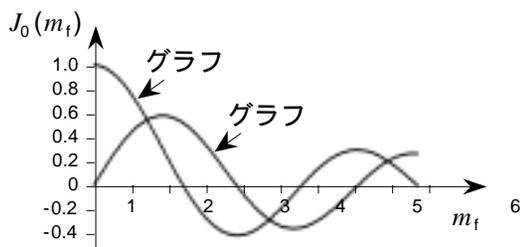


図1

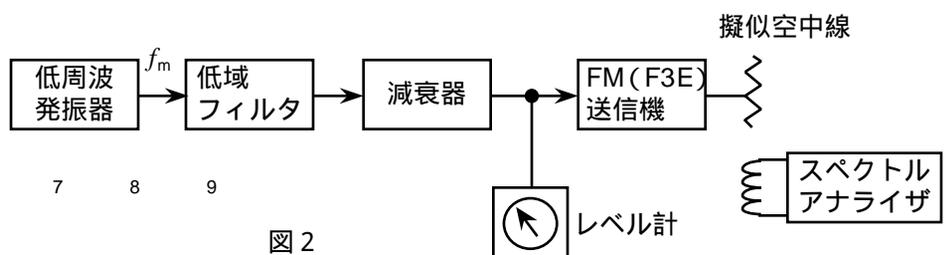


図2

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