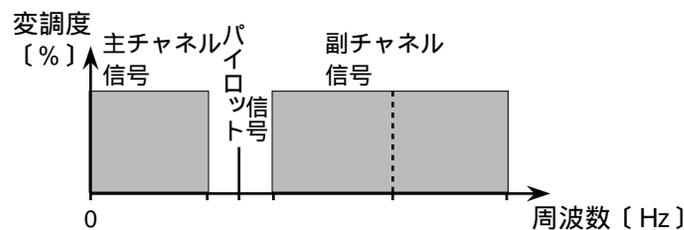


A - 我が国の地上系アナログ方式標準テレビジョン放送の送信の標準方式における水平同期パルスを伝送するために必要な周波数帯幅の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、伝送路は、高域で周波数特性が6〔dB/oct〕で減衰するものとし、水平同期パルスの立上がり時間及び立下がり時間は、最大 0.04H〔s〕と定められており、H は一つの走査線の初めから次の走査線の初めまでの時間とする。また、走査線数は 525 本、毎秒のフレーム数は 30 枚である。

- 1 1.06〔MHz〕 2 1.24〔MHz〕 3 1.38〔MHz〕 4 2.36〔MHz〕 5 4.20〔MHz〕

A - 次の記述は、図に示す我が国の FM ステレオ放送におけるステレオ複合（コンポジット）信号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 主チャンネル信号の最高周波数は、15〔kHz〕である。
- 2 副チャンネル信号は、38〔kHz〕の副搬送波を周波数変調したものである。
- 3 パイロット信号は、受信側で副チャンネル信号を復調するときに必要な副搬送波を得るために付加されている。
- 4 パイロット信号の周波数は 19〔kHz〕である。
- 5 主搬送波の最大周波数偏移が ± 75 〔kHz〕のときの変調度を100〔%〕とすると、パイロット信号の変調度は、10〔%〕であり、主チャンネル信号及び副チャンネル信号による最大変調度は、ともに 45〔%〕である。



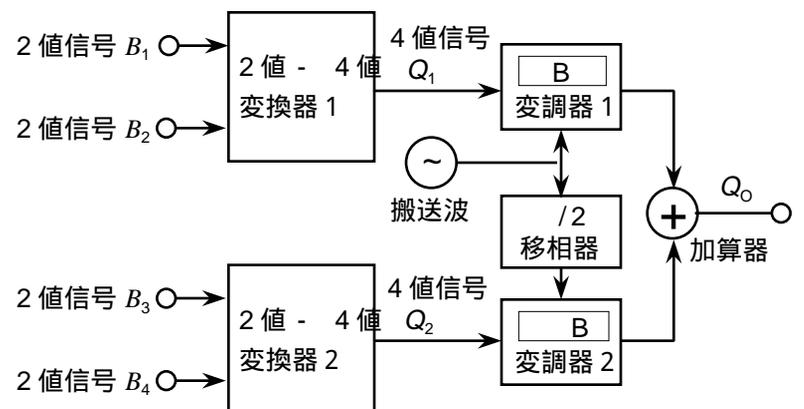
A - 搬送波を二つの単一正弦波で同時に振幅変調したときの電力の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、搬送波の電力を 10〔kW〕、一方の単一正弦波で変調したときの変調度を 40〔%〕とし、他方の単一正弦波を異なる変調度で変調したときの電力を 10.45〔W〕とする。

- 1 10.5〔W〕 2 10.75〔kW〕 3 11.0〔W〕 4 11.25〔kW〕 5 11.5〔kW〕

A - 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。□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) 4 値信号 Q_1 及び Q_2 は、それぞれ二つの 2 値信号の入力に対応して、その□Aが 4 通りに変化する。
- (2) 加算器の出力 Q_0 は、二つの□B変調波を加算して得られる。
- (3) 2 値信号 B_1 又は B_2 が変化し、 B_3 及び B_4 が変化しないとき、加算器の出力 Q_0 は、□C。

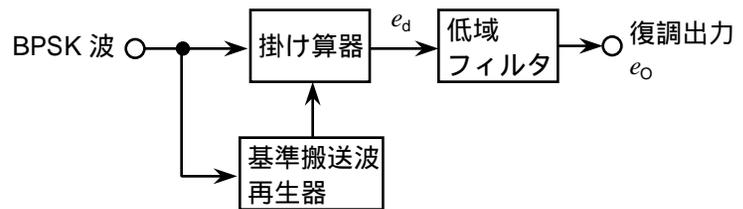
A	B	C
1 位相	位相	振幅が変化し、位相は変化しない
2 位相	振幅	振幅及び位相が変化する
3 振幅	振幅	振幅が変化し、位相は変化しない
4 振幅	位相	位相が変化し、振幅は変化しない
5 振幅	振幅	振幅及び位相が変化する



A - 5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 $A \sin(\omega t + \theta)$ [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、 θ は、BPSK 波が伝送するデジタル信号に対応して 0 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 BPSK 波の位相が変化しても、□A 出力の位相は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) 掛け算器で BPSK 波を同期検波して得た出力 e_d の高周波成分の角周波数は、□B であり、これを低域フィルタで除去したときの復調出力 e_o は、(□C) $\times \cos \omega t$ [V] で表される。

A	B	C
1 2 通倍	2 [rad/s]	$AB/2$
2 2 通倍	2 [rad/s]	AB
3 2 通倍	ω [rad/s]	AB
4 3 通倍	2 [rad/s]	AB
5 3 通倍	ω [rad/s]	$AB/2$

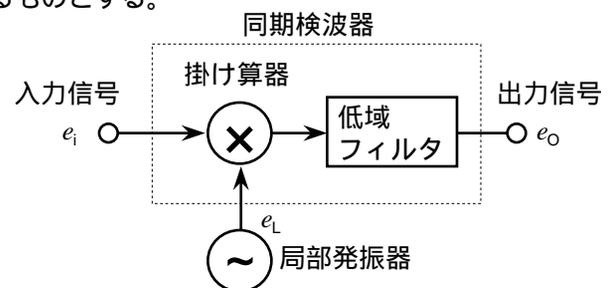


A - 6次の記述は、スーパーヘテロダイン受信機の相互変調積について述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

- 偶数次の相互変調積のうち、通常、受信機に妨害を与えやすいのは、妨害波と局部発振器の出力との周波数差が中間周波数に近いときの2次の相互変調積である。
- 奇数次の相互変調積のうち、通常、受信機に妨害を与えやすいのは、3次の相互変調積である。
- 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 f_1 である。
- 相互変調積を小さくするには、高周波増幅器及び周波数変換器の利得を小さくし、非直線動作をしにくくする。
- 相互変調積を小さくするには、高周波増幅器の選択度を良くする。

A - 7 図に示す同期検波器の出力信号 e_o [V] の平均電力 P_o [W] を表す式として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、 P_o は、 e_o を 1Ω の抵抗に加えたときに消費される平均電力とし、入力信号 e_i 及び局部発振信号 e_L は、それぞれの角周波数を ω_c [rad/s] 及び ω_L [rad/s] とすると、 $e_i = E_c \cos \omega_c t$ [V]、 $e_L = E_L \cos \omega_L t$ [V] で表されるものとする。また、掛け算器及び低域フィルタは、理想的に動作するものとし、それぞれの損失は無視するものとする。

- $E_c E_L / 4$ [W]
- $E_c E_L / 8$ [W]
- $(E_c E_L)^2 / (2 \sqrt{2})$ [W]
- $(E_c E_L)^2 / 4$ [W]
- $(E_c E_L)^2 / 8$ [W]



A - 8次の記述は、図に示すスイッチング方式の FMステレオ信号復調回路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。

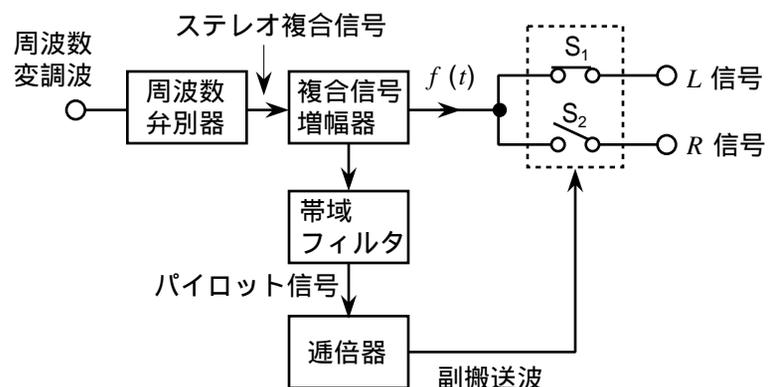
- (1) 複合信号増幅器は、周波数弁別器で得られたステレオ複合 (コンポジット) 信号を増幅し、主チャンネル信号と副チャンネル信号の和で表される合成信号 $f(t)$ を出力する。また、パイロット信号を帯域フィルタで取り出し、通倍して得られた副搬送波でスイッチ S_1 及び S_2 を制御する。主チャンネル信号が左 (L) 信号と右 (R) 信号との和 $L+R$ 及び副チャンネル信号が $(L-R) \sin \omega t$ のとき、 $f(t)$ は、次式で表される。ただし、副搬送波の角周波数を ω [rad/s] とする。

$$f(t) = \square A \cos \omega t + \dots$$

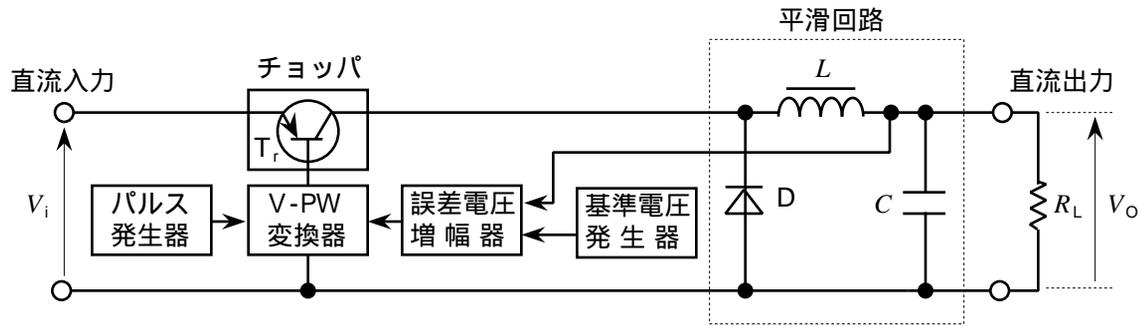
- (2) 式より、 $f(t)$ は、 $\sin \omega t = 1$ となる時刻 t_1 のとき主チャンネル信号の □B 信号のみに、また、 $\sin \omega t = -1$ となる時刻 t_2 のとき、他方の信号のみになるので、 t_1 の瞬間に S_1 を接 (ON)、 S_2 を断 (OFF)、また、 t_2 の瞬間に S_1 を断 (OFF)、 S_2 を接 (ON) にして各瞬間の信号を取り出すことにより、 L 信号及び R 信号を分離することができる。

- (3) この方式は、 $f(t)$ から直接 L 信号及び R 信号を得るため、マトリクス方式に比べそれぞれの信号の分離度が劣化 □C 。

A	B	C
1 $L(1 - \sin \omega t) + R(1 + \sin \omega t)$	L	しやすい
2 $L(1 - \sin \omega t) + R(1 - \sin \omega t)$	R	しにくい
3 $L(1 + \sin \omega t) + R(1 - \sin \omega t)$	R	しにくい
4 $L(1 + \sin \omega t) + R(1 + \sin \omega t)$	L	しにくい
5 $L(1 + \sin \omega t) + R(1 - \sin \omega t)$	R	しやすい



A - 9 次の記述は、図に示すパルス幅制御形チョップ方式の安定化電源の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 電圧 - パルス幅 (V-PW) 変換器は、その出力のパルス幅を変化させ、チョッパの導通 (ON) 時間を制御する。
- 2 チョッパの導通 (ON) 時間を変えることにより平滑回路に流れる電流の平均値を制御する。
- 3 直流出力の電圧 V_o [V] が基準電圧発生器の出力電圧より大きくなるほどチョッパの導通 (ON) 時間を短くする。
- 4 平滑回路のダイオード D は、チョッパが導通 (ON) のとき、コイルに蓄えられたエネルギーをコンデンサ C に移すために用いる。
- 5 直流出力の電圧 V_o [V] を直流入力の電圧 V_i [V] より高くすることはできない。

A - 10 次の記述は、二次電池として用いられる鉛蓄電池、ニッケル水素蓄電池及びリチウムイオン二次電池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) 単位体積又は単位質量当たりのエネルギー密度が最も大きいのは、□ A □ である。
- (2) メモリ効果と呼ばれる現象を生ずるのは、□ B □ である。ただし、メモリ効果とは、浅い充放電サイクルを何回も繰り返した後深い充電を行うと、容量が見掛け上少なくなる現象をいう。
- (3) 1 セル当たりの端子電圧は、通常、鉛蓄電池が約 2 [V]、ニッケル水素蓄電池が約 1.2 [V]、リチウムイオン二次電池が約 □ C □ 程度である。

A	B	C
1 鉛蓄電池	ニッケル水素蓄電池	5 [V]
2 ニッケル水素蓄電池	鉛蓄電池	2 [V]
3 ニッケル水素蓄電池	リチウムイオン二次電池	3~4 [V]
4 リチウムイオン二次電池	鉛蓄電池	5 [V]
5 リチウムイオン二次電池	ニッケル水素蓄電池	3~4 [V]

A - 11 レーダー方程式を用いて求めたパルスレーダーの送信せん頭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、最大探知距離を 10 [km]、アンテナの利得を 30 [dB]、アンテナの実効面積を 1.6 [m²]、物標の有効反射断面積を 2 [m²] とし、物標は、受信機の受信電力が 10⁻¹¹ [W] 以上のとき探知できるものとする。

- 1 100 [W] 2 140 [W] 3 200 [W] 4 500 [W] 5 1,000 [W]

A - 12 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。

- (1) アナログ変調波の中継が □ A □ 。
- (2) 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変えることが □ B □ 。
- (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 □ C □ を制御する必要がある。

A	B	C
1 できない	できる	送信タイミング
2 できない	できない	送信タイミング
3 できない	できない	周波数
4 できる	できない	送信タイミング
5 できる	できる	周波数

A - 13 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の動作点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) 電力増幅器の動作点は、通常、入力バックオフ及び出力バックオフで表す。入力バックオフとは、単一波を入力したときの飽和入力電力 P_1 [W] と複数波の全入力電力 P_2 [W] との比 □A をデシベル [dB] で表したものである。また、出力バックオフとは、単一波を入力したときの飽和出力電力 P_3 [W] と複数波の全出力電力 P_4 [W] との比 □B をデシベル [dB] で表したものである。
- (2) 電力増幅器は、一般に電力効率を良くするため非線形領域での動作が可能ないように設計されているが、入力波が複数になると相互変調積などの影響が大きくなるため、入力バックオフを □C して非線形動作の影響を軽減する。

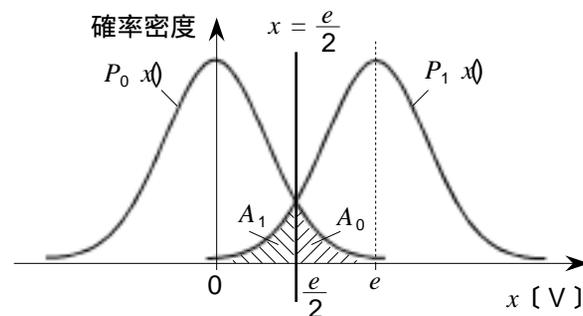
	A	B	C
1	$P_1 \#_2$	$P_4 \#_3$	小さく
2	$P_1 \#_2$	$P_3 \#_4$	大きく
3	$P_1 \#_2$	$P_3 \#_4$	小さく
4	$P_2 \#_1$	$P_4 \#_3$	大きく
5	$P_2 \#_1$	$P_3 \#_4$	小さく

A - 14 次の記述は、パルス符号変調 (PCM) 通信方式の再生中継器において、等化波形を識別再生するときの符号誤り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、等化波形の振幅 x は、符号が "0" のとき 0 [V]、"1" のとき e [V] の値をとるものとする。また、それぞれ平均値が 0 [V] 及び分散が $\frac{e^2}{2}$ [W] のガウス分布の雑音が重畳しており、符号が "0" のときの確率密度関数を $P_0(x)$ 、"1" のときの確率密度関数を $P_1(x)$ とする。

- (1) $P_0(x)$ 及び $P_1(x)$ は、それぞれ図に示すように分布し、 $P_1(x)$ は、次式で表される。

$$P_1(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{(x - e)^2}{2 \cdot \frac{e^2}{2}}\right\}$$

- (2) 識別点が $x = e/2$ [V] にあるとき、符号誤り率は、□B である。ただし、符号 "0" 及び "1" の生起確率はそれぞれ 0.5 とし、 $P_0(x)$ と軸及び直線 $x = e/2$ とで囲まれた部分の面積 A_0 及び $P_1(x)$ と軸及び直線 $x = e/2$ とで囲まれた部分の面積 A_1 はそれぞれ等しく、0.1 とする。



	A	B
1	$(x - e)^2$	0.01
2	$(x - e)^2$	0.05
3	$(x - e)^2$	0.1
4	$(x + e)^2$	0.01
5	$(x + e)^2$	0.05

A - 15 次の記述は、我が国の TDMA 方式の携帯・自動車電話システムに用いられている回線制御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) マルチチャネルアクセスにおける移動局の通信チャンネルを指定する方式として、移動局から基地局に通信の要求があるとき、空いている通信チャンネルを □A に指定する方式を用いている。
- (2) 複数の移動局が同時刻に通信要求を行うときの上りの制御チャンネル信号の衝突を軽減する方式として、下りの制御チャンネルにより与えられる上りの制御チャンネルの空き情報を □B が確認して信号を送出する方式を用いている。
- (3) ハンドオーバーを行う方式として、通話中の移動局が隣のセルに移動したとき、新しい通信チャンネルの決定及びその切替えの指示を □C に行う方式を用いている。

	A	B	C
1	基地局から移動局	移動局	基地局から移動局
2	基地局から移動局	移動局	移動局から基地局
3	基地局から移動局	基地局	移動局から基地局
4	移動局から基地局	基地局	基地局から移動局
5	移動局から基地局	移動局	移動局から基地局

A - 16 次の記述は、計数形周波数計 (カウンタ) の ± 1 カウント誤差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 入力信号を変換して得たパルス列をゲートの開閉により取り出し計数する方式を用いているため、原理的に ± 1 カウント誤差を零にすることができない。
- 2 ゲート時間が α [s] のとき、 ± 1 カウント誤差によって、周波数を測定した値の 10 [Hz] の桁に誤差が生ずる。
- 3 ゲート時間が同じとき、 ± 1 カウント誤差による周波数の測定値の誤差率は、原理的には測定する信号の周波数が高いほど大きくなる。
- 4 ± 1 カウント誤差による周波数の測定値の誤差率を小さくするには、原理的にはゲート時間を長くすればよい。
- 5 入力信号の周波数が低いときに ± 1 カウント誤差による周波数の測定値の誤差率を小さくするには、入力信号の周期を測定し、その逆数から周波数を求めればよい。

A - 17 次の記述は、図に示す構成例を用いた FM (F3E) 送信機の占有周波数帯幅の測定法について述べたものである。表 1 及び表 2 の測定結果から得られる占有周波数帯幅の値として、正しいものを下の番号から選べ。

- (1) 擬似音声発生器から規定のスペクトルを持つ擬似音声信号を送信機に加え、規定の変調度に変調された周波数変調波を擬似負荷に出力する。
- (2) スペクトルアナライザを規定の動作条件とし、規定の占有周波数帯幅の 2 ~ 3.5 倍程度の帯域を、スペクトルアナライザの帯域フィルタで掃引しながらサンプリングを行って測定した電力値をコンピュータに取り込み、これらの電力値の和から全電力を求めたところ、10 [W] であった。ただし、帯域フィルタの帯域は 1 [kHz] とする。
- (3) 帯域フィルタの中心周波数 f_0 [Hz] を測定する最低の周波数から高い周波数の方向に掃引して得たそれぞれの電力値を順次加算したときの値として、表 1 のデータが得られた。
- (4) 同様に、 f_0 を測定する最高の周波数から低い周波数の方向に掃引して得たそれぞれの電力値を順次加算した値として、表 2 のデータが得られた。

- 1 6 [kHz]
- 2 10 [kHz]
- 3 12 [kHz]
- 4 16 [kHz]
- 5 20 [kHz]

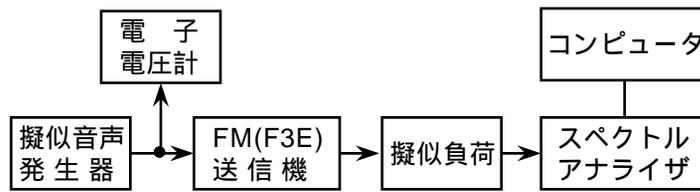


表 1

f_0 [MHz]	電力の加算値 [W]
149.990	0.001
149.991	0.002
149.992	0.005
149.993	0.01
149.994	0.02
149.995	0.05
149.996	0.1
149.997	0.2

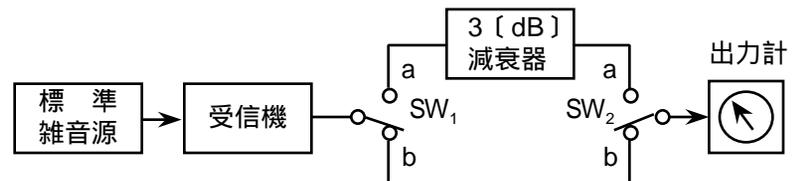
表 2

f_0 [MHz]	電力の加算値 [W]
150.010	0.001
150.009	0.002
150.008	0.005
150.007	0.01
150.006	0.02
150.005	0.05
150.004	0.1
150.003	0.2

A - 18 次の記述は、受信機の雑音指数を求めるため、図に示す構成例を用いて測定した結果について述べたものである。このときの受信機の雑音指数の値 (真値) として、正しいもの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] 及び受信機の帯域幅を B [Hz] とするとき、 kTB の値を 4×10^{-18} [W] とする。

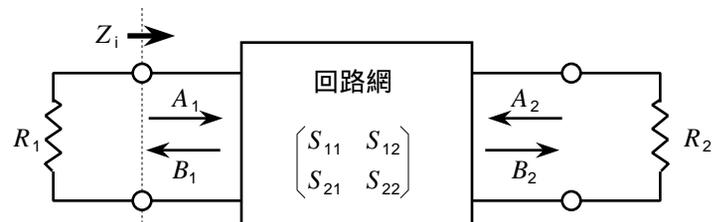
- (1) スイッチ SW_1 及び SW_2 を b 側に接続し、電源を断 (OFF) にした標準雑音源を受信機に接続した状態で受信機の雑音出力を測定したときの出力計の指示値は、50 [mW] であった。
- (2) 次に、スイッチ SW_1 及び SW_2 を a 側に接続して標準雑音源の電源を接 (ON) にし、標準雑音源の出力レベルを調整して出力計の指示値を (1) と同じ値にしたときの標準雑音源の出力レベルは、 1.6×10^{-7} [W] であった。

- 1 2 2 3 3 4 4 5 5 6



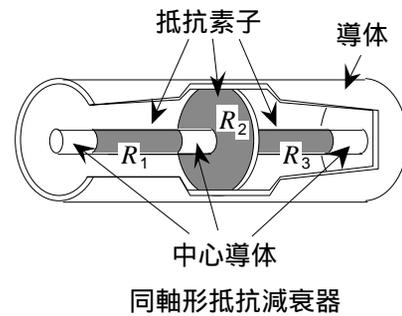
A - 19 図に示す回路網の電圧入射波 (A_1 [V]、 A_2 [V]) と電圧反射波 (B_1 [V]、 B_2 [V]) との関係を示す S パラメータで表した式及び回路網の入力インピーダンス Z_i の値の組合せとして、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、S パラメータ S_{11} 、 S_{12} 、 S_{21} 及び S_{22} の値をそれぞれ 0.1、0.05、12 及び 0.2 とし、抵抗 R_1 及び R_2 の値を 50 [Ω] とする。

- | 式 | Z_i |
|--|-------|
| 1 $\begin{pmatrix} A_1 \\ A_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} B_1 \\ B_2 \end{pmatrix}$ | 55 |
| 2 $\begin{pmatrix} A_1 \\ A_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} B_1 \\ B_2 \end{pmatrix}$ | 75 |
| 3 $\begin{pmatrix} B_1 \\ B_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_1 \\ A_2 \end{pmatrix}$ | 55 |
| 4 $\begin{pmatrix} B_1 \\ B_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_1 \\ A_2 \end{pmatrix}$ | 61 |
| 5 $\begin{pmatrix} B_1 \\ B_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_1 \\ A_2 \end{pmatrix}$ | 75 |



A - 20 図に示す抵抗素子 R_1 〔 〕、 R_2 〔 〕及び R_3 〔 〕で構成される同軸形抵抗減衰器の入力端及び出力端にそれぞれ出力インピーダンスが Z_0 〔 〕の信号源及び Z_0 〔 〕の負荷が接続され、かつ整合しているとき、抵抗素子 R_1 及び電圧減衰量の値の組合せとして、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、 Z_0 は純抵抗とし、 $R_1 = R_3$ 、 $R_2 = R_1$ とする。

R_1	電圧減衰量
1 $Z_0/3$ 〔 〕	3〔 dB〕
2 $Z_0/3$ 〔 〕	6〔 dB〕
3 $Z_0/3$ 〔 〕	10〔 dB〕
4 $Z_0/2$ 〔 〕	3〔 dB〕
5 $Z_0/2$ 〔 〕	6〔 dB〕



B - 1 次の記述は、我が国の地上系デジタル方式標準テレビジョン放送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) 使用する周波数帯幅は、□アで、この周波数帯幅で高精細度テレビジョン放送1チャンネル、又はアナログ方式標準テレビジョン放送と同等の品質で同時に□イ程度の放送が可能である。
- (2) 信号が多重搬送波(マルチキャリア)によって伝送される□ウ伝送方式を用いており、搬送波間で相互干渉が生じないようにするため、デジタル変調された各搬送波の周波数スペクトルの零点が隣接する搬送波の周波数と□エのように配置されている。
- (3) 映像信号の符号化には、□オ方式を用いている。

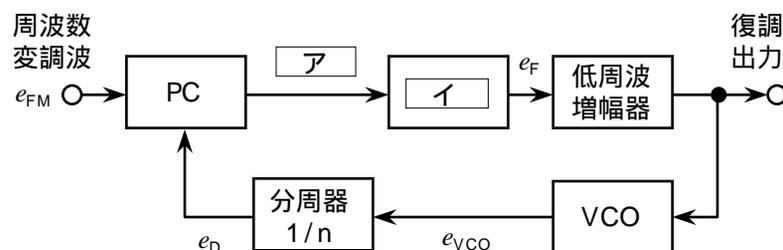
- | | | | | |
|------------|------------|------------|----------|--------------------|
| 1 3 チャンネル | 2 6 チャンネル | 3 一致する | 4 異なる | 5 直交周波数分割多重 (OFDM) |
| 6 5.7〔MHz〕 | 7 3.7〔MHz〕 | 8 ドルビー-AC3 | 9 MPEG-2 | 10 周波数分割多重 (FDM) |

B - 2 次の記述は、FM (F3E) 受信機のスレッシュヨルドレベル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 受信入力(搬送波)のレベルを小さくしていくと、あるレベル以下では復調出力の信号電力対雑音電力比(S/N)が急激に低下する。スレッシュヨルドレベルは、そのときの受信入力(搬送波)レベルをいう。
- イ スレッシュヨルドレベル以上であれば、復調出力の信号電力対雑音電力比(S/N)の改善度は、広帯域利得により周波数偏移が大きいほど大きくなる。
- ウ 広帯域の周波数変調波は、狭帯域の周波数変調波に比べてスレッシュヨルドレベルが低い。
- エ スレッシュヨルドレベルでは、搬送波の電圧の実効値は、雑音の電圧の実効値のほぼ $\sqrt{2}$ 倍である。
- オ スレッシュヨルドレベルを低くする方法として、受信機の雑音指数を小さくするなどがある。

B - 3 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 $1/n$ に分周した出力 e_D 〔V〕との位相差に比例した□アを出力する。 e_{FM} の周波数がPLLの周波数引き込み範囲(キャプチャレンジ)内のあるとき、□イを通した低周波増幅器の出力電圧は、 e_{FM} と e_D の周波数及び□ウが一致するように、VCOを制御する。
- (2) e_{FM} が無変調波で、その周波数がVCOの□エの $1/n$ に等しいとき、 e_{FM} と e_D の周波数及び□ウが一致してPLLがロックし、□イの出力電圧は□オになる。 e_{FM} の周波数がロックレンジ内において変化するとき、□イの出力 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。



- | | | | | |
|------|------|--------|---------------|---------------|
| 1 零 | 2 位相 | 3 副搬送波 | 4 最大発振周波数 | 5 低域フィルタ(LPF) |
| 6 振幅 | 7 最大 | 8 誤差電圧 | 9 高域フィルタ(HPF) | 10 自走発振周波数 |

B-4 次の記述は、航空用 DME（距離測定装置）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) 航行中の航空機に、既知の地点からの距離情報を連続的に与える □ア の装置であり、使用周波数帯は、□イ 帯である。
- (2) 図1に示す地上 DME（トランスポンダ）は、航空機の機上 DME（インタロゲータ）から送信された質問信号を受信すると、質問信号と □ウ 周波数の応答信号を自動的に送信する。
- (3) 図2に示すように、インタロゲータの質問信号の送信から応答信号の受信までの時間が 110 [μs] のとき、航空機とトランスポンダとの距離は、□エ である。ただし、トランスポンダの応答遅延時間を 50 [μs] とする。
- (4) トランスポンダは、複数の航空機からの質問信号に対し応答信号を送信する。このため、インタロゲータは、質問信号の発射間隔を □オ にし、自機の質問信号に対する応答信号のみを安定に同期受信できるようにしている。

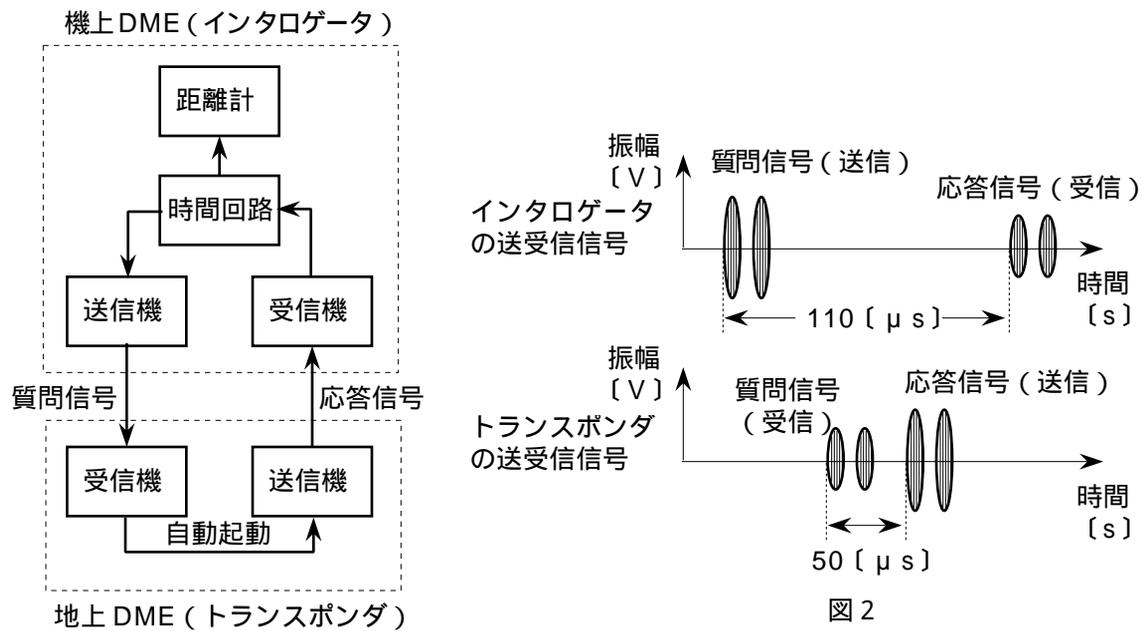


図1

- | | | | | |
|-------|-------|----------|----------|------------|
| 1 VHF | 2 UHF | 3 一次レーダー | 4 9 [km] | 5 一定 |
| 6 同一の | 7 異なる | 8 二次レーダー | 9 不規則 | 10 18 [km] |

B-5 次の記述は、我が国の地上系アナログ方式標準テレビジョン放送用映像送信機の微分利得（DG）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。ただし、□内の同じ記号は、同じ字句を示す。

- (1) 微分利得（DG）は、映像送信機の □ア を定量的に表す尺度の一つであり、この特性が悪いと、画面上では輝度の変化に伴い □イ が変化する。
- (2) 図1に示す構成例において、テレビジョン信号波形発生器より図2に示す波形の信号を映像送信機に加える。図2の波形は、一水平走査期間内で階段波形にした輝度信号に、振幅及び位相が一定で周波数が 3.8 [MHz] の □ウ 重ねたものである。映像送信機出力を □エ で復調し、帯域フィルタを通して □ウ のみを取り出し、その波形をオシロスコープで観測する。
- (3) オシロスコープで図3の波形が観測されたとき、白レベルの微分利得 DG_w は、次式で求められる。ただし、 c [V] は、□ウ の振幅がほぼ一定とみなされる部分の振幅とする。

$$DG_w = \text{□オ}$$

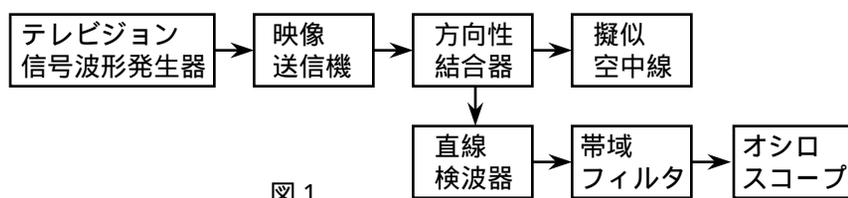


図1

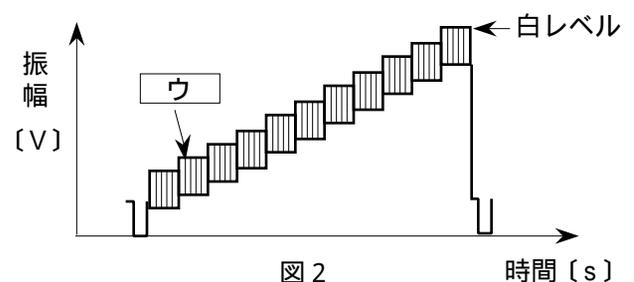


図2

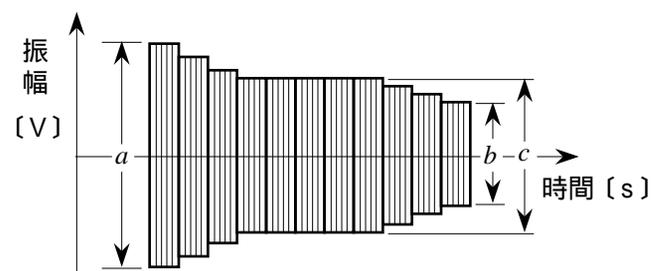


図3

- | | | | | |
|----------|---------|---------|----------|---|
| 1 遅延ひずみ | 2 彩度 | 3 色相 | 4 色副搬送波 | 5 $\frac{b \cdot c}{a} \times 100$ [%] |
| 6 非直線ひずみ | 7 音声搬送波 | 8 直線検波器 | 9 周波数弁別器 | 10 $\frac{a \cdot b}{c} \times 100$ [%] |