

FA801

第一級陸上無線技術士「無線工学A」試験問題

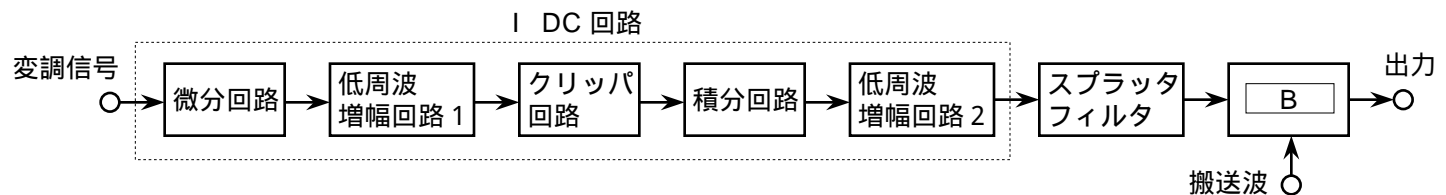
25問 2時間30分

A - 次の記述は、我が国の中波放送における精密同一周波放送（同期放送）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) 二つの局が □ A 番組を同時に放送する。
- (2) 二つの局から送信する振幅変調波の搬送波の周波数差が零のときには、サービスエリア内で定常的に受信困難になる地域が生ずることが □ B 。
- (3) 二つの局から送信する振幅変調波の搬送波の周波数差が小さいときには、受信電界強度のゆるやかな変動により音量変化を生ずるが、これは受信機の □ C によって緩和される。また、周波数差が大きいときには、ビート音などによる受信障害を生ずる。
- | | | | |
|---|-----|----|---------------|
| | A | B | C |
| 1 | 同一の | ある | 自動利得調整（AGC）回路 |
| 2 | 同一の | ない | 自動利得調整（AGC）回路 |
| 3 | 同一の | ない | 振幅制限回路 |
| 4 | 異なる | ない | 自動利得調整（AGC）回路 |
| 5 | 異なる | ある | 振幅制限回路 |

A - 次の記述は、図に示す FM（F3E）送信機に用いられる瞬時偏移制御（IDC）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。ただし、□内の同じ記号は、同じ字句を示す。

- (1) IDC 回路は、入力の変調信号の □ A の最大値を制限して □ B の出力の瞬時周波数偏移が一定値を超えないようにする。
- (2) □ B は、位相変調（PM）波又は周波数変調（FM）波を出力するが、FM 波を出力するのは、低周波増幅回路 1 の出力の振幅がクリップ回路のクリップレベル □ C のときである。



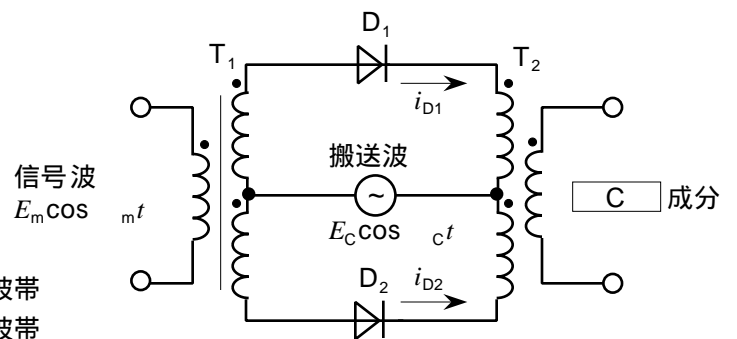
- | | | |
|------------|--------|----|
| A | B | C |
| 1 周波数と振幅の積 | 周波数変調器 | 以下 |
| 2 周波数と振幅の積 | 位相変調器 | 以下 |
| 3 周波数と振幅の積 | 位相変調器 | 以上 |
| 4 周波数と振幅の和 | 位相変調器 | 以下 |
| 5 周波数と振幅の和 | 周波数変調器 | 以上 |

A - 3 次の記述は、平衡変調器を用いて搬送波抑圧振幅変調波を得る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、□内の同じ記号は、同じ字句を示す。また、ダイオード D_1 及び D_2 の特性は等しく、 E_m [V] 及び E_c [V] をそれぞれ信号波及び搬送波の振幅とし、 ω_m [rad/s] 及び ω_c [rad/s] をそれぞれ信号波及び搬送波の角周波数とする。

- (1) 図に示す平衡変調器において、信号波 $E_m \cos \omega_m t$ [V] は、巻線比 1 : 2 のセンタータップ付き変成器 T_1 を経て、 D_1 及び D_2 にそれぞれ逆位相で加えられ、また、搬送波 $E_c \cos \omega_c t$ [V] は、 D_1 及び D_2 に □ A で加えられる。ただし、変成器 T_1 及び T_2 の \cdot (ドット) は、一次側と二次側の電圧が同極性であることを示す。
- (2) D_1 の両端の電圧が $E_c \cos \omega_c t + E_m \cos \omega_m t$ [V] のとき、 D_2 の両端の電圧は $E_c \cos \omega_c t - E_m \cos \omega_m t$ [V] である。また、 D_1 又は D_2 の両端の電圧が e [V] のときに流れる電流 i_D が $i_D = a_0 + a_1 e + a_2 e^2$ [A] で表されるとき、変成器 T_2 の一次側に D_1 の電流 i_{D1} [A] 及び D_2 の電流 i_{D2} [A] が流れると、二次側には、次式で表される $i_{D1} - i_{D2}$ に比例する電流が流れる。

$i_{D1} - i_{D2} = \square B$ [A] -----

式より、 $i_{D1} - i_{D2}$ には搬送波成分がなく、第 1 項の信号波成分及び第 2 項の □ C 成分のみになる。 T_2 に高周波用変成器を用いると、その二次側には信号波成分は現れず、□ C 成分のみが出力される。



- | | | |
|-------|---|------|
| A | B | C |
| 1 同位相 | $2a_1 E_m \cos \omega_m t + 4a_2 E_c E_m \cos \omega_c t \cos \omega_m t$ | 両側波帯 |
| 2 同位相 | $2a_2 E_m \cos \omega_m t + 4a_1 E_c E_m \cos \omega_c t \cos \omega_m t$ | 単側波帯 |
| 3 同位相 | $a_1 E_c \cos \omega_m t + 2a_2 E_c E_m \cos \omega_c t \cos \omega_m t$ | 両側波帯 |
| 4 逆位相 | $2a_1 E_m \cos \omega_m t + 4a_2 E_c E_m \cos \omega_c t \cos \omega_m t$ | 両側波帯 |
| 5 逆位相 | $2a_2 E_m \cos \omega_m t + 4a_1 E_c E_m \cos \omega_c t \cos \omega_m t$ | 単側波帯 |

A - 4 次の記述は、QPSK (4PSK) 信号及び 16QAM 信号の信号点間距離と送信電力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。

デジタル変調された信号の振幅及び位相が雑音などにより変化し、隣接する信号を識別するためのしきい値を超えると符号誤りを生ずる。信号点間距離は、雑音などがあるときの信号の復調・識別の余裕度を示すもので、信号空間ダイアグラムにおける信号点の間の距離のうち、最も短いものをいう。

(1) 図 1 に示すように QPSK 信号空間ダイアグラムの信号点間距離が r のとき、QPSK 信号の最大振幅は □ A である。

(2) また、図 2 に示すように 16QAM 信号空間ダイアグラム

の信号点間距離を r' とし、 r' が r と等しいとき、16QAM 信号の最大振幅は □ B である。したがって、信号点間距離を QPSK と等しくするには、QPSK □ C の倍の送信電力が必要である。

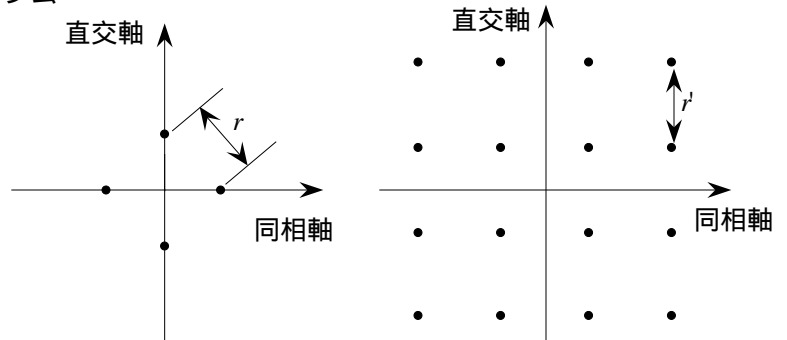


図 1 QPSK 信号空間ダイアグラム

図 2 16QAM 信号空間ダイアグラム

A	B	C
1 r	1.5	2.25
2 r	$r/2$	4
3 r	$r/3$	9
4 $r/\sqrt{2}$	$1.5r/\sqrt{2}$	2.25
5 $r/\sqrt{2}$	$3r/\sqrt{2}$	9

A - 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の映像信号伝送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。ただし、映像電波とは、映像信号で変調された電波をいう。

- (1) 被写体の輝度が □ A すると、映像電波の振幅は減少する。
- (2) 垂直及び水平同期パルスの先端における映像電波の振幅は、映像信号における輝度信号の振幅の強度変化によって変化 □ B 。
- (3) 色信号は、色信号副搬送波を被写体の色相及び □ C に従って変調することにより得られる。

	A	B	C
1	減少	しない	輝度
2	減少	する	彩度
3	増加	する	輝度
4	増加	しない	彩度
5	増加	する	彩度

A - 6 スーパーヘテロダイン受信機において、局部発振器の出力に高調波成分 $2f_0$ [Hz] が含まれているときに混信妨害を生ずることがある周波数として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、局部発振周波数を f_0 [Hz]、中間周波数を f_{IF} [Hz] とし、受信機の中間周波フィルタは、理想的なものとする。

- 1 $f_0/2 \pm f_{IF}$ [Hz]
- 2 $f_0/2 \pm 2f_{IF}$ [Hz]
- 3 $f_0 \pm 2f_{IF}$ [Hz]
- 4 $2f_0 \pm f_{IF}$ [Hz]
- 5 $2f_0 \pm 2f_{IF}$ [Hz]

A - 7 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 、 B_1 及び B_2 の値はすべて等しく 72 [dBHz]、雑音指数 F 、 F_1 及び F_2 はすべて等しく 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 の出力端の信号電力対雑音電力比 (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 144 [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] に等しく、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。

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

式より、 L_1 の値を図 1 の L の 1/2 の 72 [dB] とするとき、 F_T の値は、約 83 [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。

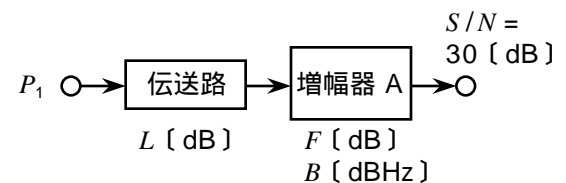


図 1 無中継伝送方式

A	B
1 54 [dBW]	-16 [dBW]
2 54 [dBW]	-19 [dBW]
3 54 [dBW]	-22 [dBW]
4 50 [dBW]	-16 [dBW]
5 50 [dBW]	-19 [dBW]

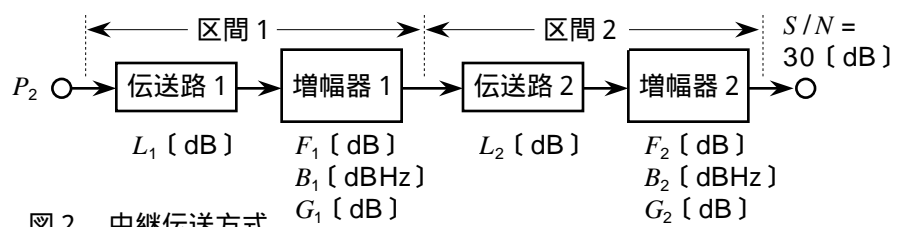


図 2 中継伝送方式

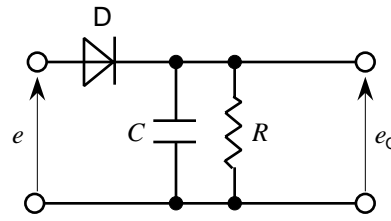
A - 8 次の記述は、図に示す直線検波回路に AM (A3E) 波 $e = E(1+m\cos pt)\cos t$ [V] を加えたときの復調出力電圧 e_o [V] 及び e_o に含まれる信号成分の振幅の実効値について述べたものである。□内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、搬送波の振幅 E を 1 [V]、変調度 $m \times 100$ [%] の m の値を 0.35、検波効率の値を 0.8 とする。また、抵抗 R [Ω] とコンデンサ C [F] の時定数 CR [s] は、搬送波の角周波数 ω [rad/s] 及び変調信号の角周波数 p [rad/s] と $1/(R) \ll p$ の関係があるものとする。

(1) e_o は、次式で表される。ただし、 E_d [V] は R の両端に現れる直流電圧である。

$$e_o = \square A \text{ [V] } \dots\dots\dots$$

(2) 式 (1) 及び題意の数値より、 e_o に含まれる信号成分の振幅の実効値 e_e は、次の値になる。

$$e_e = \square B \text{ [V] }$$



	A	B
1	$E_d(1+m\cos pt)$	0.2
2	$E_d(1+m\cos pt)$	0.28
3	$E_d(1+m\cos pt)$	0.36
4	$E_d(1+m\cos pt)$	0.2
5	$E_d(1+m\cos pt)$	0.28

A - 9 次の記述は、FM (F3E) 受信機のスレッシュホールドレベ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) 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。スレッシュホールドレベルは、そのときの受信入力レベルをいい、スレッシュホールドレベル以上であれば、復調出力の S/N の改善度は、周波数偏移が □ A ほど大きくなる。

(2) 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ホールドレベルが □ B 。

(3) スレッシュホールドレベルでは、搬送波の実効値は、雑音の実効値のほぼ □ C 倍である。

	A	B	C
1	大きい	低い	$\sqrt{2}$
2	大きい	高い	$2\sqrt{2}$
3	大きい	高い	$\sqrt{2}$
4	小さい	高い	$\sqrt{2}$
5	小さい	低い	$2\sqrt{2}$

A - 10 次の記述は、無停電電源装置に用いられるインバー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。

インバータは、交流入力を整流して得た直流電力を交流電力に変換する。

(1) 他励式インバータは、転流電力 (交流出力の電流の一つの相から次の相へ移るときに必要な電力) を負荷に依存 □ A。また、その出力電圧及び周波数は、外部転流電源の電圧及び周波数にそれぞれ等しく、自由に設定できない。

(2) 自励式インバータの出力電圧及び周波数は、単独運転の場合、自由に設定 □ B 。

(3) 自励式インバータで用いられるスイッチング素子には、トランジスタ及び □ C などがある。

	A	B	C
1	する	できる	サイリスタ
2	する	できない	バリスタ
3	しない	できない	バリスタ
4	しない	できない	サイリスタ
5	しない	できる	サイリスタ

A - 11 次の記述は、レーダー方程式のパラメータを変えたときの最大探知距離 R [m] 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、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 倍にするときの値は □ A 倍になる。

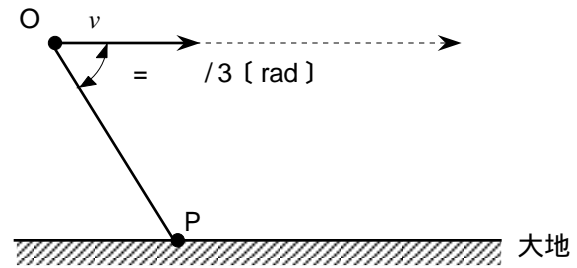
(2) 送信電力を 2 倍にし、最小受信電力が 2 倍大きい受信機を用いるときの値は □ B 。

(3) 物標の有効反射断面積が 16 倍になると、 R の値は □ C 倍になる。

	A	B	C
1	$\sqrt{2}$	2 倍になる	4
2	$\sqrt{2}$	変わらない	4
3	$\sqrt{2}$	変わらない	2
4	2	変わらない	2
5	2	2 倍になる	4

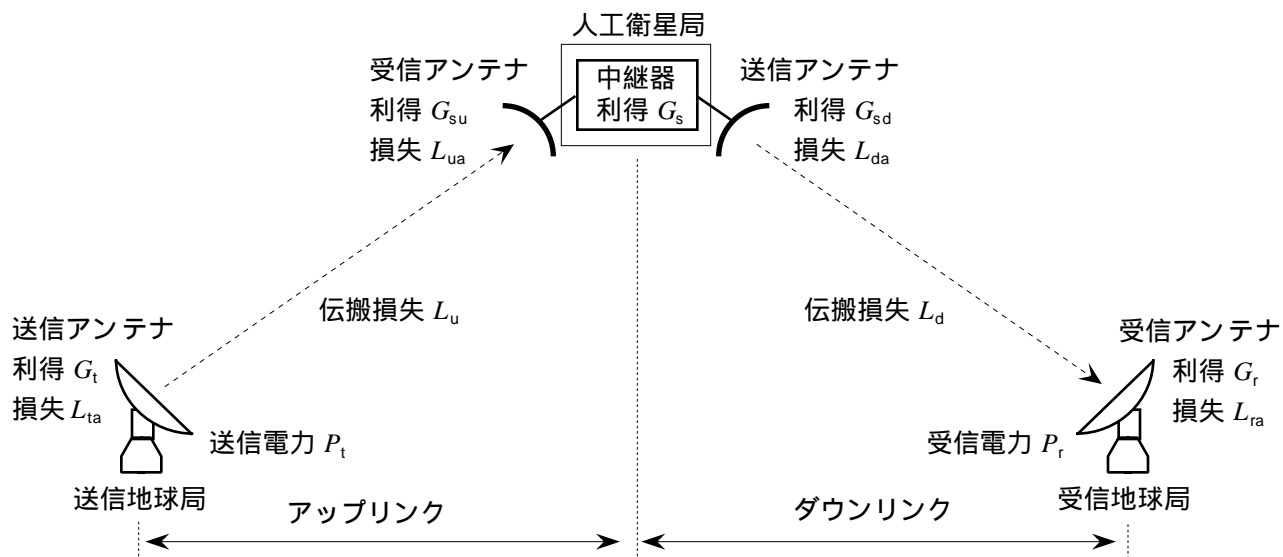
A - 12 図に示すように、ドブラレーダーを用いた対地速度計を搭載した航空機が、点 O から水平に対地速度で飛行し、対地速度計から飛行方向に対し $\theta = \pi/3$ [rad] の角度で大地に向けて送信周波数 4,275 [MHz] の電波を放射した。大地上の点 P から反射波によるドブラ周波数偏移が 2,50 [Hz] であるときの対地速度 v の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、電波の往路及び復路の伝搬時間は等しいものとする。

- 1 360 [km/h]
- 2 420 [km/h]
- 3 480 [km/h]
- 4 600 [km/h]
- 5 720 [km/h]



A - 13 図に示す衛星通信回線の構成例において、受信地球局の受信電力 P_r の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、回線は、次のパラメータを有するものとする。また、送信地球局の送信電力 P_t 及び受信地球局の受信電力 P_r は、それぞれ 1 [W] を 0 [dBW] とし、その他のパラメータは、すべてデシベルを用いた正の値で表す。

- 送信地球局の送信電力： $P_t = 10$ [dBW]
- 送信地球局の送信アンテナの絶対利得： $G_t = 6$ [dB]
- 送信地球局の送信アンテナの給電損失、指向損失及び偏波不整合損失： $L_{ta} = 1$ [dB]
- アップリンクの伝搬損失（自由空間損失、大気吸収損失及び降雨減衰損失を含む）： $L_u = 23$ [dB]
- 人工衛星局の受信アンテナの利得： $G_{su} = 3$ [dB]
- 人工衛星局の受信アンテナの給電損失、指向損失及び偏波不整合損失： $L_{ua} = 2$ [dB]
- 人工衛星局の中継器の利得： $G_s = 10$ [dB]
- 人工衛星局の送信アンテナの利得： $G_{sd} = 2$ [dB]
- 人工衛星局の送信アンテナの給電損失、指向損失及び偏波不整合損失： $L_{da} = 3$ [dB]
- ダウンリンクの伝搬損失（自由空間損失、大気吸収損失及び降雨減衰損失を含む）： $L_d = 23$ [dB]
- 受信地球局の受信アンテナの絶対利得： $G_r = 6$ [dB]
- 受信地球局の受信アンテナの給電損失、指向損失及び偏波不整合損失： $L_{ra} = 1$ [dB]



- 1 -120 [dBW]
- 2 -122 [dBW]
- 3 -124 [dBW]
- 4 -126 [dBW]
- 5 -128 [dBW]

A - 14 次の記述は、パルス符号変調 (PCM) 方式において生ずる雑音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 折返し雑音は、入力信号の帯域制限が不十分とき生ずる。
- 2 周波数が 2,200 [Hz] の単一正弦波を標本化周波数が 0,00 [Hz] の標本化回路に入力し、その出力を 2,00 [Hz] の理想的な低域フィルタに通したとき、低域フィルタの出力に生ずる折返し雑音の周波数は、1,800 [Hz] である。
- 3 アパチャ効果は、標本化パルスのパルス幅が有限の値を持つために生ずる。
- 4 アパチャ効果が生ずると、標本化パルス列に含まれるアナログ信号の低域の周波数成分が減衰する。
- 5 補間雑音は、標本化パルスを復調するとき用いる低域フィルタの特性が理想的でないことにより生ずる。

A - 15 次の記述は、パルス符号変調 (PCM) 信号を n 段の再生中継器で中継したときに生ずる、ジッタの電力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、再生中継器の特性及び再生中継器間の伝送路の特性はそれぞれ同一とする。

- (1) 雑音によるジッタ (ランダムジッタ) は、熱雑音などにより再生中継器ごとに発生し、 n 段中継したときのランダムジッタの総電力は、再生中継器 1 段当たりのランダムジッタの電力のほゞ□倍になる。
- (2) 組織ジッタ (パターンジッタ) は、符号間干渉及びタイミング回路の同調ずれなどが相互に関係して発生し、 n 段中継したときのパターンジッタの総電力は、再生中継器 1 段当たりのパターンジッタの電力のほゞ□倍になる。

	A	B
1	$\frac{1}{n}$	$\frac{1}{n}$
2	$\frac{1}{n}$	n
3	$\frac{1}{n}$	n^2
4	n	n
5	n	$\frac{1}{n}$

A - 16 次の記述は、図 1 に示す雑音電界強度測定器 (妨害波測定器) 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。ただし、□内の同じ記号は、同じ字句を示す。

- (1) 人工雑音などの高周波雑音の多くはパルス性雑音であり、高調波を多く含むため、同じ雑音でも測定器の □ A によって出力の雑音の波形が変化し、出力指示計の指示値が異なる。このため、雑音電界強度を測定するときの □ A が規定されている。
- (2) 準せん頭値は、規定の □ B を持つ直線検波器で測定された見掛け上のせん頭値であり、パルス性雑音を検波したときの出力指示計の指示値と無線通信に対する妨害度とを対応させるために用いる。
- (3) パルス性雑音のせん頭値は、出力指示計の指示値に比べて大きいことが多く、測定器入力端子から直線検波器までの回路の直線動作範囲を十分広くする必要がある。このため、過負荷係数は、図 2 に示すパルス入力電圧に対する検波出力電圧の曲線において、直線検波器の検波出力電圧が直線性から □ C [dB] 離れるときのパルス入力電圧と、出力指示計の最大目盛りまで振らせるときのパルス入力電圧の差から定義され、規定されている。

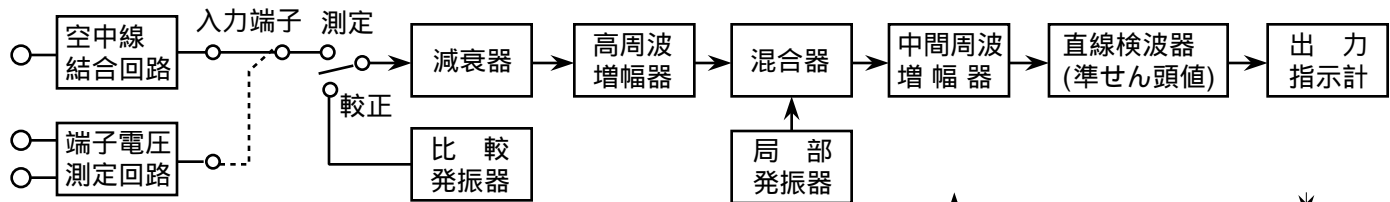


図 1

	A	B	C
1	通過帯域幅	共振周波数及び Q	3
2	通過帯域幅	充電及び放電時定数	1
3	通過帯域幅	充電及び放電時定数	3
4	利得	共振周波数及び Q	1
5	利得	充電及び放電時定数	3

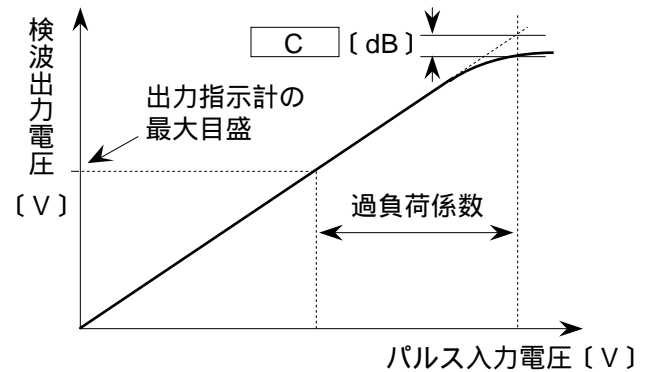
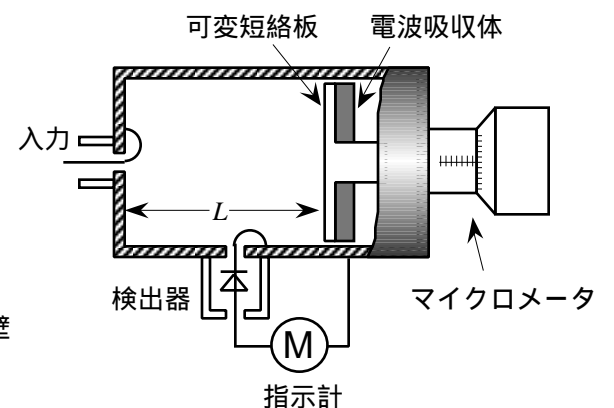


図 2 パルス入力に対する検波出力電圧

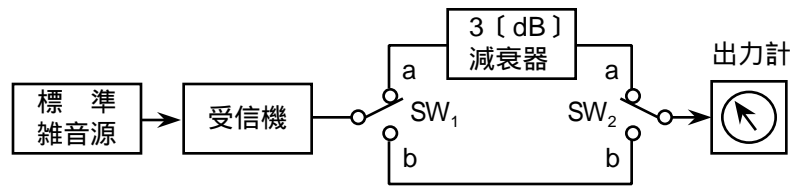
A - 17 次の記述は、図に示すマイクロ波の周波数測定に用いる H_{011} (TE_{011}) 形空洞周波数計について述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

- 1 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。
- 2 可変短絡板の裏面には電波吸収体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。
- 3 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、周波数を測定するときは、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小になるようにする。
- 4 軸長と共振周波数の関係をあらかじめ校正しておけば、共振時の軸長から周波数を直接求めることができる。
- 5 測定精度は、負荷時の空洞の先鋭度 Q 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 - 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、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、標準雑音源の出力レベルは、 2×10^{-17} [W] であった。



- 1 2 2 3 3 4 4 5 5 6

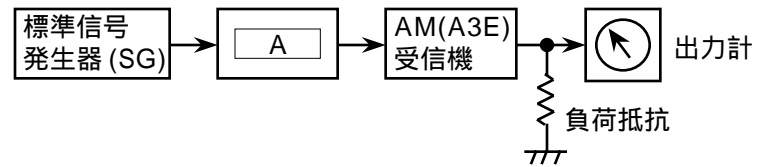
A - 19 次の記述は、図に示す構成例を用いたスーパーヘテロダイン方式 AM (A3E) 受信機の映像比の測定法について述べたものである。□内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、□内の同じ記号は、同じ字句を示す。

- (1) 標準信号発生器 (SG) の周波数を受信周波数 f_r [Hz] に合わせ、所定の変調 (例えば信号周波数 1,000 [Hz]、変調度 30 [%]) をかけた振幅変調波を所定の出力 e_1 [dBm] で □ A □ を通して受信機に加え、受信機の □ B □ を調整して出力を規定の値にする。
- (2) 受信機の状態及び SG の変調度をそのままに保ち、SG の周波数を映像周波数に変え、SG の出力を増加して受信機の出力を (1) と同じ規定の値になるようにする。このときの SG の出力を [dBm] とすれば、映像比 I は次式より求められる。

$$I = \square \text{ [dB]}$$

次に、 f_r を変え、(1) 及び (2) を繰り返してそれぞれ I を求め、 f_r に対する映像比のグラフを描く。

A	B	C
1 自動利得調整(AGC)回路	検波器	$e_2 - e_1$
2 自動利得調整(AGC)回路	音量調整器	e_2 / e_1
3 擬似空中線	音量調整器	$e_2 - e_1$
4 擬似空中線	検波器	e_2 / e_1
5 擬似空中線	検波器	$e_2 - e_1$



A - 20 次の記述は、AM (A3E) 送信機の変調度をアンテナ電流計の指示値から求める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。

- (1) $i_c = I_c \sin t$ [A] の搬送波電流を $i_s = I_s \cos pt$ [A] の変調信号電流で変調したときの電流 i は、次式で表される。ただし、 $m \times 100$ [%] は変調度を表し、 $m = I_s / I_c$ とする。

$$i = I_c(1 + m \cos pt) \sin t \text{ [A]} \text{ -----}$$

式を展開すると、実効値が $I_c / \sqrt{2}$ [A] の搬送波成分と、それぞれ実効値が □ A □ [A] の上側波帯成分及び下側波帯成分とからなっている。

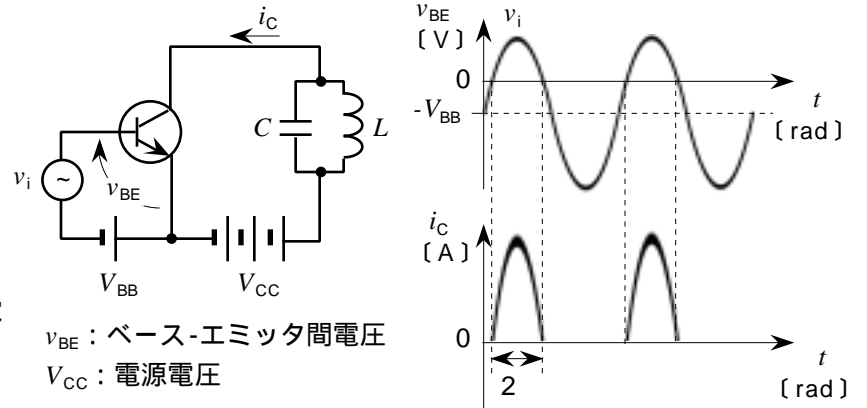
- (2) 実効値指示形の電流計を用いてアンテナ電流を測定したときの指示値 I_m [A] は、振幅変調波の実効値を示す。振幅変調波の実効値は、各周波数成分の実効値の二乗和の平方根で求めることができるので、 $I_c / \sqrt{2} = I_e$ とおいて m を求めると、次式を得る。

$$m = \square \text{ B } \text{ -----}$$

A	B
1 $mI_c / \sqrt{2}$	$\frac{2 I_m^2 / (I_e^2 - 1)}{2 I_m^2 / (I_e^2 - 1)}$
2 $mI_c / \sqrt{2}$	$\frac{I_m^2 / I_e^2 - 1}{I_m^2 / I_e^2 - 1}$
3 $mI_c / 2$	$\frac{I_m^2 / I_e^2 - 1}{I_m^2 / I_e^2 - 1}$
4 $mI_c / (2 \sqrt{2})$	$\frac{I_m^2 / I_e^2 - 1}{I_m^2 / I_e^2 - 1}$
5 $mI_c / (2 \sqrt{2})$	$\frac{2 I_m^2 / (I_e^2 - 1)}{2 I_m^2 / (I_e^2 - 1)}$

B - 1 次の記述は、無線送信機に用いられる C 級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。ただし、□内の同じ記号は、同じ字句を示す。また、入力信号 v_i [V] の角周波数を ω [rad/s] とする。

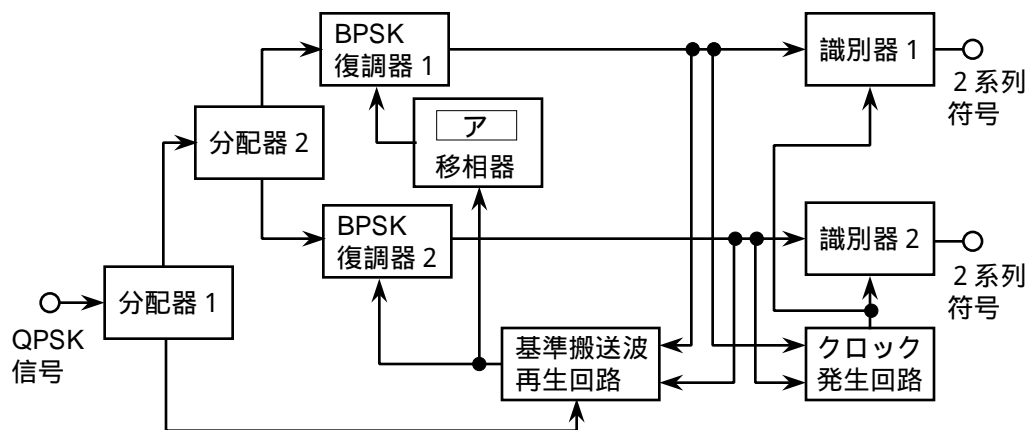
- (1) C 級電力増幅器は、□ア の信号に対して効率の良い増幅を行うことができる。
- (2) 図 1 に示す回路において、ベースとエミッタ間のバイアス電圧 V_{BE} [V] を深くかけ、図 2 に示すように、 v_i の半周期よりも短い期間だけコレクタ電流 i_C [A] が流れるようにしている。この i_C が流れる期間 2 [rad] を □イ という。
- (3) i_C が 2 の期間のみ流れるため、出力波形はひずむが、これを □ウ 級数展開すると、基本波成分とその高調波成分及び □エ 成分で表すことができるので、負荷にコイル L [H] 及びコンデンサ C [F] の共振回路を用いて基本波成分に同調させ、必要とする周波数成分のみを取り出す。
- (4) 電力効率は、□オ を □カ するほど良くなるが、基本波成分及び出力電力のいずれも小さくなるので、所要の最大出力を確保しながら □キ できるだけ □ク して電力効率を上げることが望ましい。



- | | | |
|-------|---------|-----------|
| 1 広帯域 | 2 単一周波数 | 3 低調波 |
| 4 大きく | 5 フーリエ | 6 直流 |
| 7 動作角 | 8 流通角 | 9 小さく |
| | | 10 マクローリン |

B - 2 次の記述は、図に示すデジタル通信に用いられる QPSK (4PSK) 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) BPSK (2PSK) 復調器 1 及び 2 は、QPSK 信号及び位相が □ア [rad] 異なる二つの基準搬送波をそれぞれ □イ し、両者の位相差に対応した □ウ の信号パルスを入力する。
- (2) この復調器の基準搬送波再生回路には、逆変調方式が用いられている。逆変調方式は、入力 QPSK 信号を BPSK 復調器 1 及び 2 から出力された信号パルスで □エ 変調し、基準搬送波を得る。
- (3) 識別器 1 及び 2 は、BPSK 復調器 1 及び 2 から出力された □オ を判定し、その結果に応じて □カ 2 系列符号を出力する。



- | | | | | |
|------|------|-------|------|------------------|
| 1 振幅 | 2 加算 | 3 掛け算 | 4 位相 | 5 信号パルスの振幅の大小 |
| 6 /4 | 7 /2 | 8 周波数 | 9 | 10 信号パルスの位相の進み遅れ |

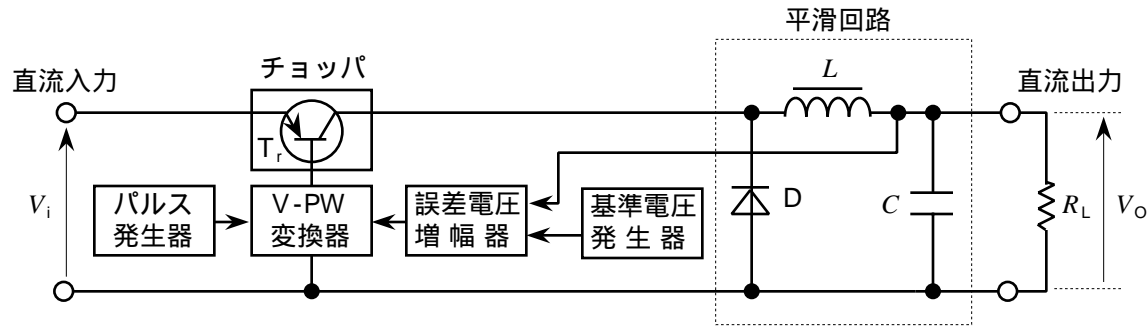
B - 3 次の記述は、衛星通信に用いる SCPC 方式について述べたものである。□内に入れるべき字句を下の番号から選べ。

- (1) 音声信号の一つのチャンネルに対して □ア 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、□イ 多元接続方式の一つである。
- (2) 要求割当て (デマンドアサイメント) 方式は、固定割当て (プリアサイメント) 方式に比べて、通信容量が □ウ 多数の地球局が衛星の中継器を共同使用する場合の回線の利用効率が高い。
- (3) ボイスアクティベーションは、□エ 期間だけ無線周波信号を送信する方式であり、□オ を改善するために用いる。

- | | | | | |
|------|---------|-------|-----------|-----------------------|
| 1 一つ | 2 時分割 | 3 大きい | 4 音声信号がある | 5 音声信号出力の信号対雑音比 (S/N) |
| 6 複数 | 7 周波数分割 | 8 小さい | 9 雑音がない | 10 単一搬送波当たりの電力の利用効率 |

B - 4 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。□内に入れるべき字句を下の番号から選べ。

- (1) 平滑回路に流れる電流の □ア□ 変えるため、電圧 - パルス幅 (V-PW) 変換器の出力のパルス幅を変化させ、チョップの導通 (ON) 時間を制御する。
- (2) 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プの導通 (ON) 時間を □イ□ する。
- (3) 平滑回路のダイオード D は、□ウ□ オードと呼ばれ、チョップが □エ□ のとき、コイル L 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。
- (4) 直流出力の電圧 V_o [V] は、直流入力の電圧 V_i [V] より高くすることが □オ□ 。



- | | | | | |
|-----------|--------|-------|------|--------------|
| 1 スイッチング | 2 できない | 3 平均値 | 4 極性 | 5 導通 (ON) |
| 6 フライホイール | 7 できる | 8 短く | 9 長く | 10 非導通 (OFF) |

B - 5 次の記述は、FFTアナライザ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 入力信号の各周波数成分ごとの振幅及び位相の情報が得られる。
- イ 移動通信で用いられるパースト状の信号など、限られた時間内の信号の解析ができない。
- ウ 解析可能な周波数の上限は、標本化周波数で決まる。
- エ 折返し雑音 (エリアシング誤差) が生じないようにするには、入力信号の周波数が標本化周波数より低くなるように帯域を制限する。
- オ スペクトルアナライザと組み合わせると、解析可能な周波数の上限を上げることができる。