

FA001

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 - 単一正弦波で 100〔%〕変調された SSB（J3E）変調波の電力の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、同じ搬送波と変調信号で、変調度の等しい AM（A3E）変調波を得たときの全電力を 20〔W〕とする。

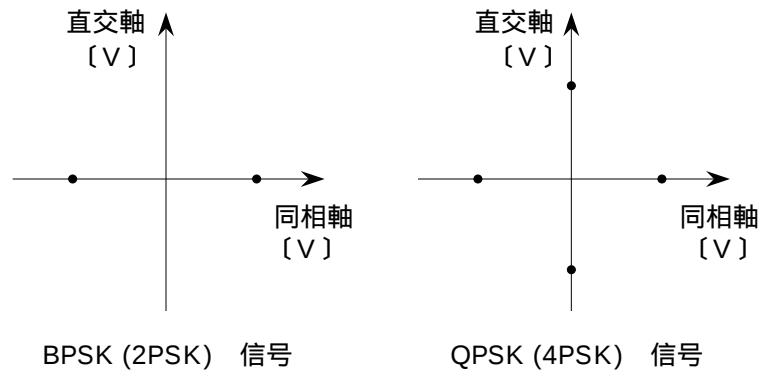
1 40〔W〕 2 60〔W〕 3 80〔W〕 4 100〔W〕 5 120〔W〕

- A - 2 次の記述は、角度変調波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、角度変調波の搬送波を $A \sin \omega_c t$ 〔V〕、変調信号を $B \cos \omega_s t$ 〔V〕及び周波数変調波の瞬時角周波数を ω 〔rad/s〕で表すものとする。また、 k_f 〔rad/(s・V)〕は電圧を角周波数に変換する係数、 k_p 〔rad/V〕は電圧を位相に変換する係数、 C_1 〔rad〕は積分定数、 C_2 〔rad〕は定数とする。

- 1 ω は、 $\omega = \omega_c + k_f B \omega_s \cos \omega_s t$ 〔rad/s〕で表される。
- 2 周波数変調波 e_{fm} は、 $e_{fm} = A \sin \left(\int \omega dt \right) = A \sin(\omega_c t + k_f B \sin \omega_s t + C_1)$ 〔V〕で表される。
- 3 位相変調波の位相角 $\varphi(t)$ は、 $\varphi(t) = \omega_c t + k_p B \cos \omega_s t + C_2$ 〔rad〕で表される。
- 4 位相変調波 e_{pm} は、 $e_{pm} = A \sin \left(\omega_c t + \frac{k_p B}{\omega_s} \cos \omega_s t + C_2 \right)$ 〔V〕で表される。
- 5 変調信号を微分して位相変調すれば周波数変調波が得られる。

- 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 信号の送信電力の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、BPSK 信号の送信電力を 10〔W〕とする。

1 7〔W〕
2 10〔W〕
3 14〔W〕
4 20〔W〕
5 28〔W〕



- A - 4 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の標準方式に用いられる離散コサイン変換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。

- 1 画像信号のデータ圧縮に用いられる変換符号化方式の一種である。
- 2 N 個の時間軸上のデータは、 N 個の周波数軸上のデータに変換される。
- 3 変換は、画像信号を八画素四方（ 8×8 画素）のブロックに分割して行われる。
- 4 画像信号を変換したときのデータは、水平方向の周波数成分と垂直方向の周波数成分で構成される。
- 5 変換により得られたデータのうち、低い周波数成分は人間の視覚が鈍感なので、高い周波数成分よりも量子化ステップを粗くして情報量を減らすことができる。

- A - 5 振幅変調波 $e = E(1 + m \sin pt) \sin \omega t$ 〔V〕を二乗検波器で検波し、帯域フィルタを通して得られた出力電流のひずみ率の値が 15〔%〕であった。 e の変調度 $m \times 100$ 〔%〕の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、 $\omega = p$ とし、二乗検波器の入出力特性は、 $i = k^2$ 〔A〕（ k は定数）とする。また、出力電流の成分には、変調信号成分及びその第 2 高調波のみ含まれるものとする。

1 20〔%〕 2 40〔%〕 3 60〔%〕 4 80〔%〕 5 100〔%〕

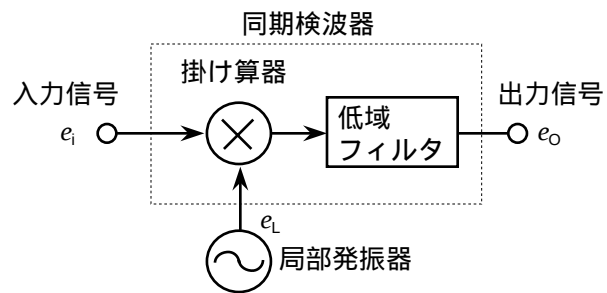
A - 6 次の記述は、スーパーヘテロダイン受信機において生ずることのある混変調による妨害について述べたものである。□内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、希望波の搬送波の周波数を f_d [Hz]、妨害波の搬送波の周波数を f_u [Hz]、妨害波の変調信号の周波数を f_m [Hz]、妨害波の側波帯の周波数成分を $f_u + f_m$ [Hz] とする。なお、 f_u は f_d の近傍の周波数とする。

- (1) 混変調は、希望波を受信している受信機に、変調された強力な妨害波が混入すると、回路の非直線性によって生ずる混変調積により、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。これは □ A の混変調積の周波数成分のうち、□ B [Hz] の周波数成分によるものである。
- (2) 混変調による妨害が生じやすいのは、高周波増幅段、周波数変換段及び中間周波増幅段のうち、□ C である。

	A	B	C
1	2次	$f_d \pm f_m$	高周波増幅段又は周波数変換段
2	2次	$f_d \pm f_u$	中間周波増幅段
3	3次	$f_d \pm f_m$	中間周波増幅段
4	3次	$f_d \pm f_u$	中間周波増幅段
5	3次	$f_d \pm f_m$	高周波増幅段又は周波数変換段

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 の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、 P_o は、 e_o を $1[\Omega]$ 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、 $e_i = \cos \omega_c t$ [V]、 $e_L = \cos \omega_L t$ [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。

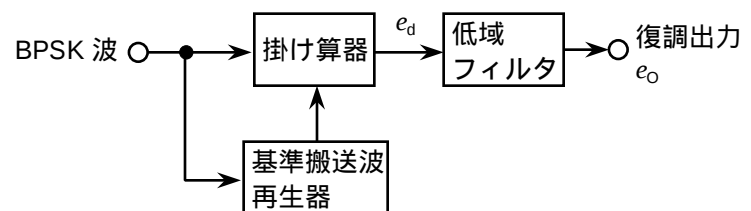
- 1 1 / $\sqrt{2}$ [W]
 2 1/2 [W]
 3 1 / (2 $\sqrt{2}$) [W]
 4 1/4 [W]
 5 1/8 [W]



A - 8 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 $A \sin(\omega t + \varphi)$ [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、 φ は BPSK 波が伝送するデジタル信号に対応して 0 [rad] 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逡倍方式は、入力の BPSK 波の位相の変化に対し、□ A ㄱ出力の位相が常に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□ B して得た出力 e_d の高周波成分の角周波数は、 2ω [rad/s] 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) $\times \cos \varphi$ [V] で表される。

	A	B	C
1	2 逡倍	同期検波	AB
2	2 逡倍	同期検波	$AB/2$
3	2 逡倍	遅延検波	AB
4	3 逡倍	同期検波	AB
5	3 逡倍	遅延検波	$AB/2$



A - 9 入力信号レベルが S_2 [dB] のときの信号対雑音比 (S/N) が 20 [dB] の増幅器 B の前段に、増幅器 A を継続に接続したとき、増幅器 B の出力側で、同じ S/N を得るために必要な増幅器 A の入力信号レベルを S_1 [dB] とする。 $S_2 - S_1$ の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、増幅器 B の雑音指数を 6 [dB]、増幅器 A の雑音指数と利得をそれぞれ 2.3 [dB] 及び 10 [dB] とする。また、 2.3 [dB] = 1.7 (真数) とする。

- 1 10 [dB] 2 7.7 [dB] 3 6 [dB] 4 3 [dB] 5 0 [dB]

A - 10 次の記述は、図 1 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の正しい組合せを下の番号から選べ。

- (1) 平滑回路に流れる電流の □ A を変えるため、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) 出力電圧 V_o [V] が基準電圧発生器の出力電圧より大きくなると、チョップの導通 (ON) 時間が □ B なるよう制御する。
- (3) 平滑回路のコイル L に流れる電流は、図 2 の □ C のように変化する。

	A	B	C
1	極性	短く	(b)
2	極性	長く	(a)
3	平均値	短く	(b)
4	平均値	長く	(a)
5	平均値	短く	(a)

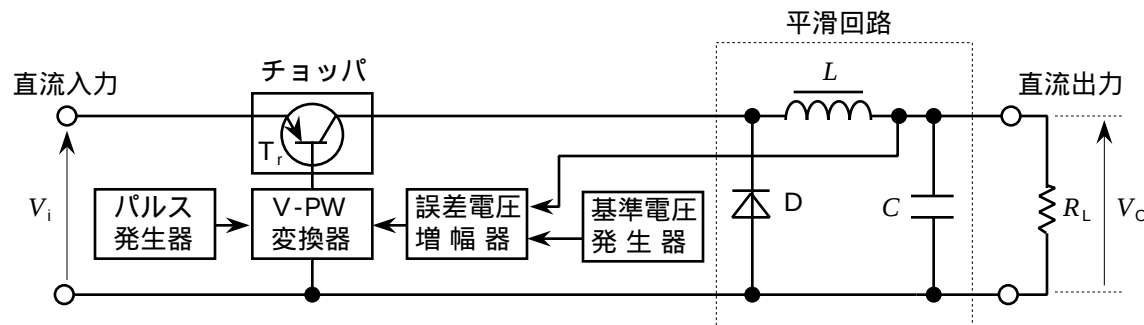


図 1

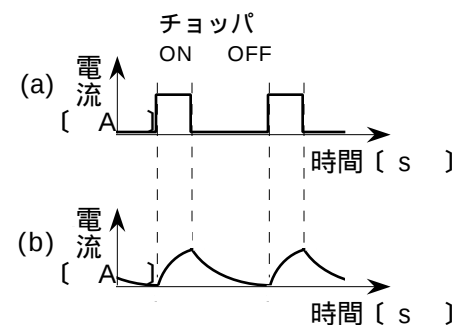


図 2

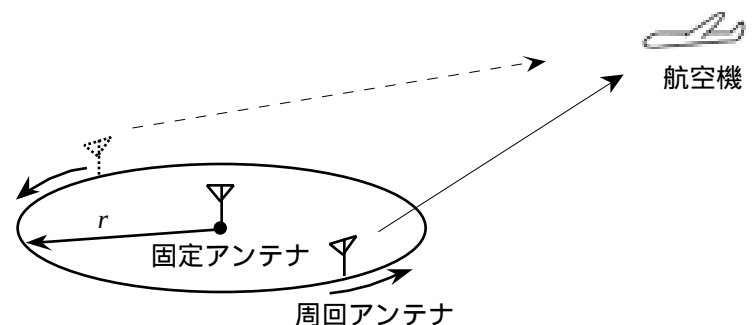
A - 11 次の記述は、レーダー方程式のパラメータを変えたときの最大探知距離 R [m] について述べたものである。このうち正しいものを下の番号から選べ。ただし、最大探知距離は、レーダー方程式のみで決まるものとし、最小受信電力は、信号の探知限界の電力とする。また、アンテナは送受共用であり、送信利得と受信利得は同じとする。

- 1 送信電力を 2 倍にする R の値は $\sqrt{2}$ 倍になる。
- 2 最小受信電力が 2 倍の受信機を用いると R の値は $\sqrt{2}$ 倍になる。
- 3 送信電力を 2 倍にし、最小受信電力が 2 倍の受信機を用いる R の値は $\sqrt{2}$ 倍になる。
- 4 物標の有効反射断面積が 2 倍になると R の値は $\sqrt{2}$ 倍になる。
- 5 アンテナの利得を 2 倍にする R の値は $\sqrt{2}$ 倍になる。

A - 12 次の記述は、ドブラ 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) DVOR は、標準 VOR (CVOR) の設置場所に関する制約を改良したものである。図に示すように、円周上を 1800 [rpm] の速さで周回するアンテナから電波を発射する。これを遠方の航空機で受信すると、ドブラ効果により、□ A で周波数変調された可変位相信号となる。また、中央の固定アンテナから、周回するアンテナと同期した 30 [Hz] で振幅変調された基準位相信号を発射する。
- (2) 実際には、円周上に等間隔に並べられたアンテナ列に、給電するアンテナを次々と一定回転方向に切り替えることで、(1) の周回アンテナを実現している。この際、CVOR との両立性を保つため、ドブラ効果による周波数の偏移量が CVOR の基準位相信号の最大周波数偏移 (480 [Hz]) と等しくなるよう、円周の直径 d を搬送波の波長の約 □ B 倍にする。また、可変位相信号の回転方向は、CVOR と □ C とする。

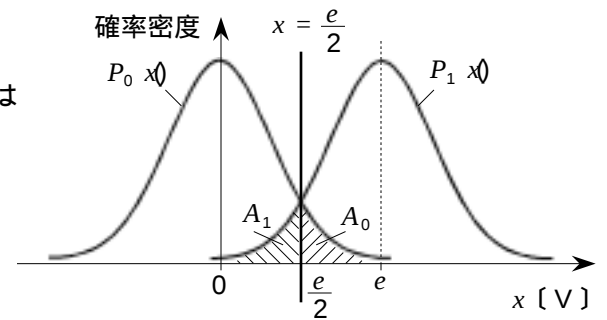
	A	B	C
1	30 [Hz]	5	逆方向
2	30 [Hz]	8	同一方向
3	30 [Hz]	5	同一方向
4	60 [Hz]	8	逆方向
5	60 [Hz]	5	同一方向



A - 13 パルス符号変調 (PCM) 通信方式の再生中継器などで、等化波形を識別再生するときの符号誤り率の値として、正しいもの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] の値をとり、かつ、それぞれに平均値が 0 [V] 及び分散が σ^2 [W] のガウス分布の雑音が重畳しているものとし、符号 "0" 及び "1" の生起確率は共に 0.5 とする。

また、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 $P_1(x)$ とすると、 $P_0(x)$ 及び $P_1(x)$ は、図に示すように分布し、信号の識別点を $x = e/2$ [V] としたときの、 $P_0(x)$ と x 軸及び直線 $x = e/2$ とで囲まれた部分の面積 A_0 並びに $P_1(x)$ と x 軸及び直線 $x = e/2$ とで囲まれた部分の面積 A_1 は、ともに 0.05 とする。



- 1 0.01 2 0.025 3 0.05 4 0.1 5 0.2

A - 14 次の記述は、PCM 回線において、標本化を行ったときの誤差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) 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 $f_s/2 \pm \Delta f$ [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 の成分が入力信号の周波数帯に混入し、折返し雑音になる。
 (3) アパチャ効果は、標本化パルスの幅 (パルス占有率) が □ C ほど、信号の高周波成分が減衰する現象である。

	A	B	C
1	高い	$f_s \pm \Delta f$	狭い
2	高い	$f_s/2 \pm \Delta f$	広い
3	高い	$f_s/2 \pm \Delta f$	狭い
4	低い	$f_s/2 \pm \Delta f$	狭い
5	低い	$f_s \pm \Delta f$	広い

A - 15 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の正しい組合せを下の番号から選べ。

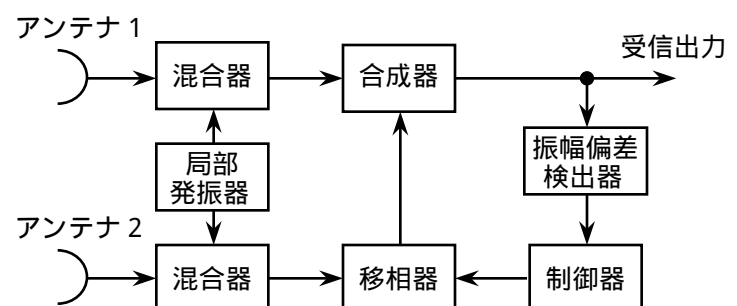
- (1) 固定割当て (プリアサイメント) 方式は、各地球局の回線の □ A をあらかじめ固定的に割り当てる方式で、局間のトラフィックの変動が □ B ネットワークに用いられる。
 (2) 各地球局から要求 (電話の場合は呼) が発生するたびに回線を設定する方式を要求割当て (デマンドアサイメント) 方式といい、特にインマルサットの海事衛星通信のように通信容量が □ C、かつ、衛星の中継器を多数の地球局が共同使用する場合に回線の利用効率を高めるのに有効である。

	A	B	C
1	チャンネル容量	少ない	小さく
2	チャンネル容量	少ない	大きく
3	チャンネル容量	多い	大きく
4	周波数	多い	小さく
5	周波数	少ない	大きく

A - 16 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ティ受信装置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。ただし、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 広帯域伝送の高速デジタル通信において干渉性フェージングがあると、干渉波には直接波に対して □ A があるので、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て波形ひずみが発生し、符号誤り率が劣化する。
 (2) アンテナ 1 における直接波と干渉波の □ B は、通常、アンテナ 2 における直接波と干渉波の □ B と異なるので、受信帯域内で振幅偏差の生ずる周波数は、それぞれのアンテナで異なる。このため、受信信号スペクトルから振幅偏差検出器で数点の周波数成分を取り出し、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 □ C で合成して受信信号帯域内の振幅偏差を最小にすることにより波形ひずみを補償することができる。

	A	B	C
1	遅延時間差	伝搬路長	逆相
2	遅延時間差	周波数特性	逆相
3	遅延時間差	周波数特性	同相
4	振幅差	周波数特性	逆相
5	振幅差	伝搬路長	同相



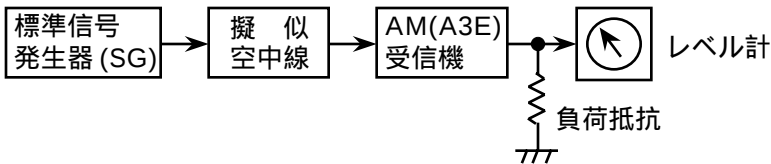
A - 17 次の記述は、図に示す構成例を用いたスーパーヘテロダイン方式 AM (A3E) 受信機の映像比の測定法について述べたものである。□内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

- (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] で擬似空中線を介して受信機に加え、受信機の □ A □ 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 □ B □ 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。

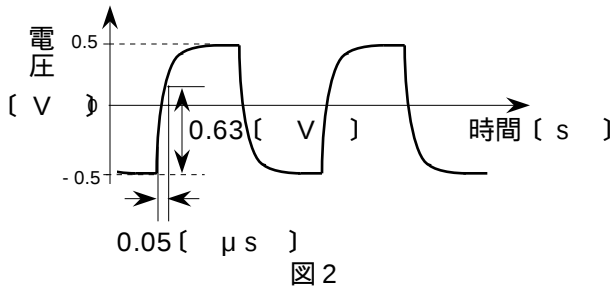
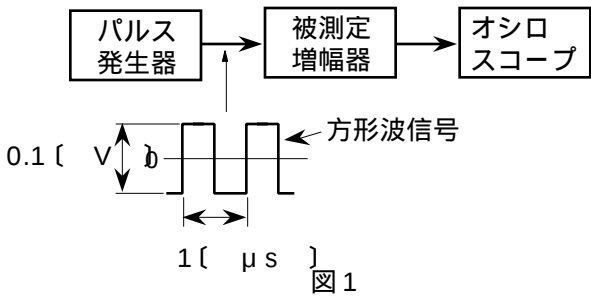
$$I = \text{□} \text{ [dB]}$$

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 検波器	小さく	$e_2 - e_1$
2 検波器	大きく	$e_2 - e_1$
3 検波器	大きく	e_2 / e_1
4 音量調整器	大きく	$e_2 - e_1$
5 音量調整器	小さく	e_2 / e_1



A - 18 図 1 に示す被測定増幅器に、衝撃係数 (デューティレシオ) が 50 [%] の方形波信号を加え、その出力をオシロスコープで観測したところ、図 2 に示すような測定結果が得られた。この被測定増幅器の高域遮断周波数の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、入力波形は理想的な方形波とする。また、被測定増幅器の高域における周波数特性は 6 [dB/oct] で減衰し、低域遮断周波数は入力信号の最低周波数より十分低く、パルス頂部の傾斜 (サグ) は発生しないものとする。

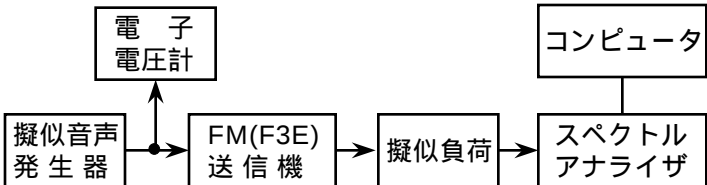


- 1 1.6 [MHz] 2 3.2 [MHz] 3 4.8 [MHz] 4 6.4 [MHz] 5 8.0 [MHz]

A - 19 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。□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、同じ記号の □内には、同じ字句が入るものとする。

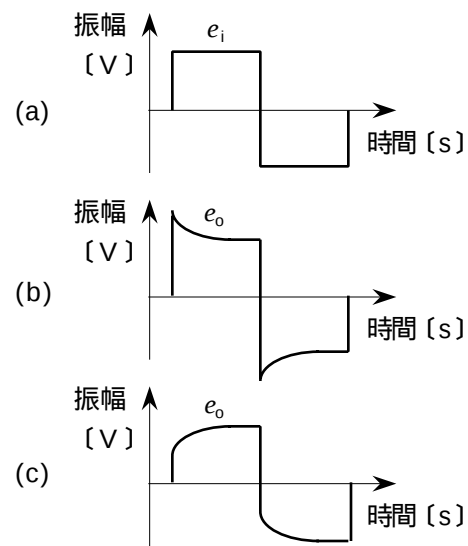
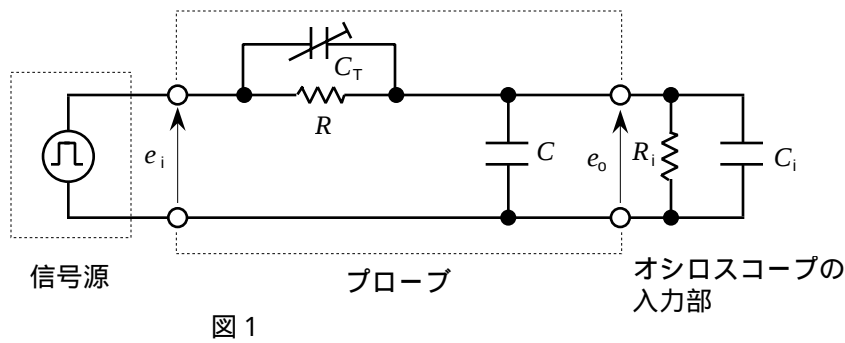
- (1) 送信機の占有周波数帯幅は、全輻射電力の □ A □ [%] が含まれる周波数帯幅で表される。擬似音声発生器から規定のスペクトルを持つ擬似音声信号を送信機に加え、規定の変調度に変調された周波数変調波を擬似負荷に出力する。
- (2) スペクトルアナライザを規定の動作条件とし、規定の占有周波数帯幅の 2 ~ 3.5 倍程度の帯域を、スペクトルアナライザの狭帯域フィルタで掃引しながらサンプリングし、測定したすべての電力値をコンピュータに取り込む。これらの値の総和から全電力が求まる。
- (3) 取り込んだデータを、下側の周波数から積算し、その値が全電力の □ B □ [%] となる周波数 f_1 [Hz] を求める。同様に上側の周波数から積算し、その値が全電力の □ B □ [%] となる周波数 f_2 [Hz] を求める。このときの占有周波数帯幅は、□ C □ [Hz] で表される。

A	B	C
1 99	5	$(f_1 + f_2) / 2$
2 99	0.5	$f_2 - f_1$
3 99	5	$f_2 - f_1$
4 90	0.5	$(f_1 + f_2) / 2$
5 90	5	$f_2 - f_1$



A - 20 次の記述は、図 1 に示す等価回路で表される信号源及びオシロスコープの入力部との間に接続するプローブの周波数特性の補正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、オシロスコープの入力部は、抵抗 R_i [Ω] 及び静電容量 C_i [F] で構成され、また、プローブは、抵抗 R [Ω]、可変静電容量 C_T [F] 及びケーブルの静電容量 C [F] で構成されるものとする。

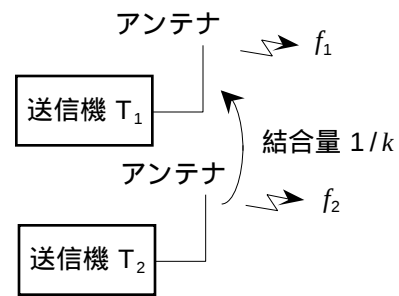
- (1) 図 2 の (a) に示す方形波 e_i [V] を入力して、 C_T の値を □ A □ になるように調整すると、プローブの出力信号 e_o [V] は e_i と相似な方形波になる。
- (2) (1)の状態から、 C_T の値を大きくすると、 e_o の波形は、図 2 の □ B □ のようになり、また、 C_T の値を小さくすると、 e_o の波形は、□ C □ のようになる。



A	B	C
1 $(C+C_i)R = C_T R_i$	(b)	(c)
2 $(C+C_i)R = C_T R_i$	(c)	(b)
3 $(C+C_T)R = C_i R_i$	(c)	(b)
4 $(C+C_i)R_i = C_T R$	(b)	(c)
5 $(C+C_i)R_i = C_T R$	(c)	(b)

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 f_1 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 f_1 の近傍に 3 次の相互変調積の成分が二つ観測されるとき、振幅が大きいのは周波数の高い方の成分である。
- 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 次の相互変調積の電力は 6 [dB] 減少する。
- オ f_1 の値が 154 [MHz] で、3 次の相互変調積の成分として 153.7 [MHz] が観測されるとき、 f_2 の値は、154.6 [MHz] である。



B - 2 次の記述は、SCPC 方式の衛星通信の中継器などに用いられる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、単一波を入力したときの飽和出力電力に比べて、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 □ 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 P_1/P_2 をデシベルで表したものであり、通常 □ エ □ の値をとる。
- (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 □ することなどがある。

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

B - 3次の記述は、シリコン太陽電池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 単結晶シリコン、多結晶シリコン及びアモルファスシリコンなどの材料に不純物を添加して PN 接合を作る。
イ 1個の素子からなる太陽電池の出力の開放電圧は、1.2～1.5〔V〕程度である。
ウ 1個の素子からなる太陽電池の出力の開放電圧よりも高い電圧が必要なときは、複数個の素子を直列接続して用いる。
エ 変換効率とは、太陽電池に入射する光のエネルギーが電気エネルギーに変換される割合をいう。
オ 理論的な変換効率は約0〔%〕であるが、実際に使用されている太陽電池の変換効率はその半分程度である。

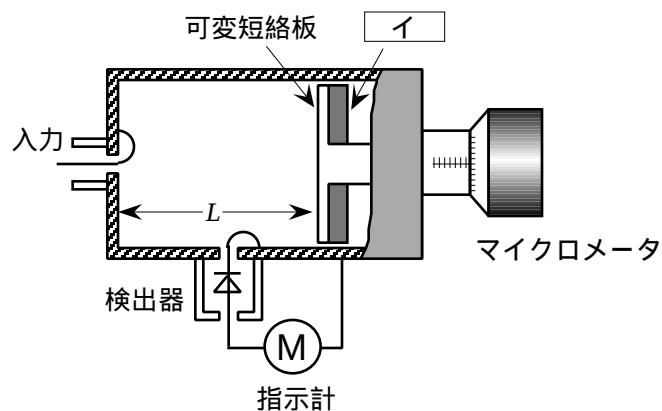
B - 次の記述は、FFT アナライザについて述べたものである。□内に入れるべき字句を下の番号から選べ。

- (1) 入力信号の各周波数成分ごとの □ア□ の情報が得られる。
(2) 移動通信で用いられるバースト状の信号など、限られた時間内の信号を解析 □イ□ 。
(3) 解析可能な周波数の上限は、□ウ□ の標本化周波数 f_s 〔Hz〕で決まる。
(4) エリアシング誤差が生じないようにするには、入力信号の周波数を □エ□〔Hz〕以下に制限する必要がある。
(5) 被測定信号を再生して表示するには、□オ□ 変換を用いる。

- | | | | | |
|---------|--------|-----------|----------|-----------|
| 1 逆フーリエ | 2 できる | 3 f_s | 4 振幅及び位相 | 5 D-A変換器 |
| 6 ラプラス | 7 できない | 8 $f_s/2$ | 9 振幅のみ | 10 A-D変換器 |

B - 5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を下の番号から選べ。ただし、同じ記号の □内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 空洞共振器の形状は □ア□ であり、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変えることができる。また、可変短絡板の裏面には □イ□ 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。
(2) 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 L を変えて、検出器に接続した指示計の指示が □ウ□ になるようにする。このときの L 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 □エ□ から周波数を直接求めることができる。
(3) このモードでは、空洞内の磁力線の分布から、空洞内面と可変短絡板との間に流れようとする電流が存在 □エ□ ため、可変短絡板と空洞内面を接触させる □オ□ 、空洞のせん鋭度 Q を高くできる。



- | | | | | |
|-------|---------|------|---------|---------|
| 1 する | 2 金属板 | 3 最小 | 4 必要があり | 5 必要がなく |
| 6 しない | 7 電波吸収体 | 8 最大 | 9 直方体 | 10 直円筒 |