

FA212

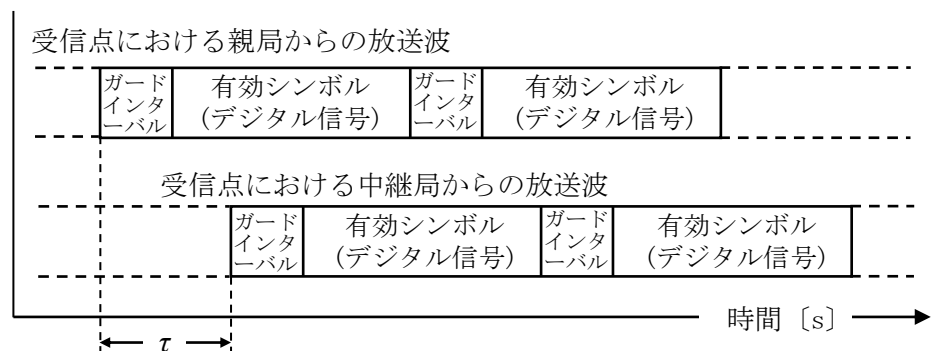
第一級陸上無線技術士「無線工学 A」試験問題

25 問 2 時間 30 分

A-1 次の記述は、我が国の地上系デジタル方式の標準テレビジョン放送に用いられるガードインターバルの原理的な働き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、親局の放送波及び中継局の放送波のデジタル信号は完全に同一であるものとする。

- (1) ガードインターバルを用いることにより、中継局で親局と同一の周波数を使用する □ A □ が可能である。ガードインターバルは、有効シンボルの時間的に □ B □ 端の出力データを当該有効シンボルの □ C □ に付加することにより、受信が可能となる期間を延ばし、有効シンボル期間において「シンボル間干渉なく受信すること」ができるようにするものである。
- (2) 図は、受信点において、親局からの放送波に対して τ [s] 遅延した中継局からの放送波が同時に受信された場合のそれぞれの放送波を示したものである。この図は、親局の放送波の有効シンボル期間分の情報を「シンボル間干渉なく受信すること」が □ D □ 場合を示している。

	A	B	C	D
1 MFN	前	後	できない	
2 MFN	後	前	できる	
3 SFN	後	前	できない	
4 SFN	前	後	できる	
5 SFN	後	前	できる	



A-2 次の記述は、図 1 に示す QPSK 変調器の原理的な構成例の QPSK 波 $s(t)$ 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。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) QPSK 波 $s(t)$ は、包絡線振幅を $a_m(t)$ 、搬送波の角周波数を ω_c 及びデジタル信号のデータ値に応じた位相を Φ_m とすると次式で表すことができる。

$$s(t) = a_m(t) \cos\{\omega_c t + \Phi_m(t)\} \cdots \cdots \text{①}$$

- (2) $s(t)$ は、デジタル信号のデータ値に対してそれぞれ符号変換を施した成分 a_1 , a_2 で搬送波を変調し、それらを合成したものである。①式中の $\Phi_m(t)$ を図 2 の信号点配置図のとおり、データ値 “0, 1” (MSB “0”、LSB “1”) のとき $7\pi/4$ [rad]、 “1, 1” のとき $5\pi/4$ [rad]、 “1, 0” のとき $3\pi/4$ [rad] 及び “0, 0” のとき $\pi/4$ [rad] に設定する。

- (3) $a_m(t) = A$ とし、データ値の MSB が “0” のとき $a_1 = \square A$ 、 “1” のとき $a_1 = \square B$ 、また、データ値の LSB が “0” のとき $a_2 = \square A$ 、 “1” のとき $a_2 = \square B$ となる符号変換を施すことによって、 $s(t)$ は次式で与えられる。

$$s(t) = a_1 \cos \omega_c t \square C a_2 \sin \omega_c t$$

	A	B	C
1	$-A$	A	+
2	$A/\sqrt{2}$	$-A/\sqrt{2}$	-
3	$A/\sqrt{2}$	$-A/\sqrt{2}$	+
4	$-A/\sqrt{2}$	$A/\sqrt{2}$	-
5	$-A/\sqrt{2}$	$A/\sqrt{2}$	+

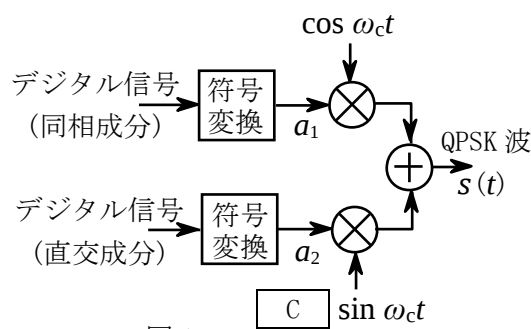


図 1

(QPSK 変調器)

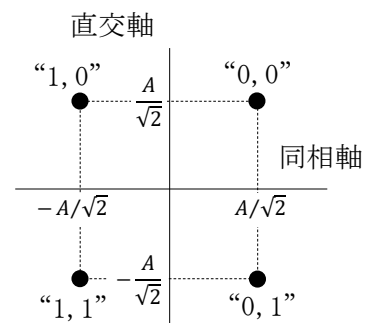


図 2

(信号点配置図)

A-3 OFDMにおいて原理的に伝送可能な情報の伝送速度(ビットレート)の最大値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、情報を伝送するサブキャリアの個数を50個、変調方式を64QAM及び有効シンボル期間長を $4 [\mu s]$ とし、ガードインターバル期間長を $1 [\mu s]$ (ガードインターバル比「1/4」)及び情報の誤り訂正の符号化率を「5/6」とする。

- 1 10 [Mbps] 2 15 [Mbps] 3 30 [Mbps] 4 40 [Mbps] 5 50 [Mbps]

A-4 デジタル変調波の無ひずみ伝送として、伝送可能なデジタル信号の最大の伝送速度(ビットレート)として正しいものを下の番号から選べ。ただし、無ひずみ伝送に必要な周波数帯域幅を 6 [MHz]、変調方式を 64QAM 及び帯域制限に用いるロールオフフィルタの帯域制限の傾斜の程度を示す係数(ロールオフ率) α を 0.2 とする。また、ロールオフフィルタへの入力信号は、伝送するデジタル信号を直並列変換した 3 [bit] の I 及び Q 信号をそれぞれ D-A 変換した 8 値の信号であり、デジタル変調波は、ロールオフフィルタの出力信号で搬送波を直交変調することによって得られるものである。

- 1 43.2 [Mbps]
- 2 30.0 [Mbps]
- 3 28.8 [Mbps]
- 4 20.0 [Mbps]
- 5 14.4 [Mbps]

A-5 BPSK 信号の復調(検波)方式である遅延検波方式に関する次の記述のうち、誤っているものを下の番号から選べ。

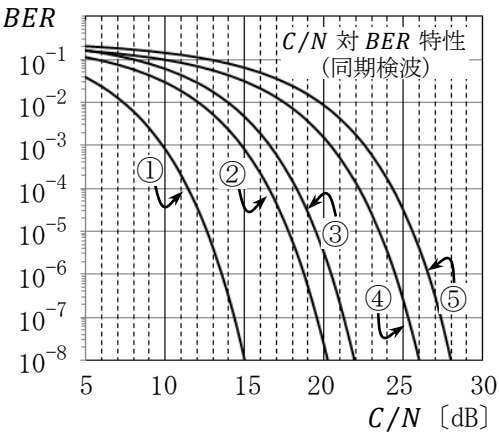
- 1 遅延検波方式は、送信側において必ず差動符号化を行わなければならない。
- 2 遅延検波方式は、基準搬送波再生回路を必要としない復調方式である。
- 3 遅延検波方式は、1 シンボル後の変調されていない搬送波を基準搬送波として位相差を検出する方式である。
- 4 遅延検波方式は、理論特性上、同じ C/N に対してビット誤り率の値が同期検波方式に比べて大きい。
- 5 遅延検波方式は、受信信号をそのまま基準搬送波として用いるので、基準搬送波も情報信号と同程度に雑音で劣化している。

A-6 次の記述は、各種デジタル変調方式の理論的な C/N 対 BER 特性(同期検波)等について述べたものである。図の①～⑤に示す特性のうち、QPSK、8PSK及び16QAMの特性の組合せとして、正しいものを下の番号から選べ。ただし、当該特性はフェージングの影響がなく加法性白色ガウス雑音のみが存在する伝搬環境を想定したものである。また、 $\log_{10}2=0.3$ とする。

- (1) QPSK で、 $BER=1\times10^{-5}$ を達成するための所要 C/N は、約 12.6 [dB] である。
- (2) 8PSK は、BPSK に比べて、同一の伝送路において、 $BER=1\times10^{-8}$ を得るのに約 8.3 [dB] 高い送信電力が必要である。
- (3) 誤差補関数を用いた式として、 C/N をパラメータとした BPSK の BER は、

(1/2)erfc($\sqrt{C/N}$)、QPSK の BER は、
(1/2)erfc($\sqrt{(C/N)/2}$) で表せる。
- (4) 16QAM で、 $BER=1\times10^{-8}$ を達成するための所要 E_b/N_0 (ビットエネルギー対雑音電力密度比) は、約 15.9 [dB] である。
- (5) 16QAMにおける C/N と E_b/N_0 の関係は、
 $C/N=4E_b/N_0$ である。

	QPSK	8PSK	16QAM
1	②	③	④
2	②	④	⑤
3	①	③	④
4	①	②	④
5	①	②	③



A-7 $e = A (1+m \sin pt) \sin \omega t$ [V] で表される振幅変調(A3E)波電圧を二乗検波器に入力したとき、出力の検波電流 i は、 $i = k e^2$ [A] で表すことができる。この検波電流 i に含まれる信号波の第 2 高調波成分の大きさを表す式として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、 A [V] は搬送波の振幅、 m は、 $m\times100$ [%] として e の変調度、 p [rad/s] は信号波の角周波数、 ω [rad/s] は搬送波の角周波数、 k は定数を表すものとし、また、 $\cos2x=1-2\sin^2x$ である。

- 1 $kA^2m^2/4$
- 2 $kA^2m/4$
- 3 $kA^4m/4$
- 4 $k^2A^2m/4$
- 5 $k^2A^2m^2/4$

A-8 次の記述は、AM(A3E)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、相互変調積及び混変調積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。

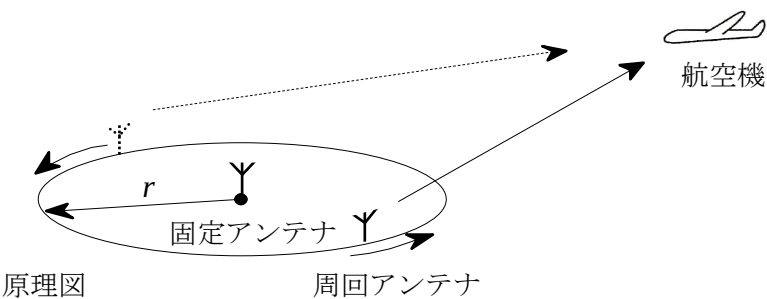
- (1) 妨害波の周波数が f_1 [Hz] 及び f_2 [Hz] のとき、回路の非直線性によって生ずる周波数成分のうち、 $3f_1-2f_2$ [Hz] 及び $3f_2-2f_1$ [Hz] は □ A □ の相互変調積の周波数成分である。
- (2) 混変調積による妨害は、受信機に希望波及び妨害波が入力されたとき、回路の非直線動作によって妨害波の変調信号成分で希望波の搬送波が □ B □ を受ける現象である。
- (3) 3 次の混変調積による妨害は、「希望波の搬送波の周波数が f_d [Hz]」、「妨害波の搬送波の周波数が f_u [Hz]」、「妨害波の変調信号の周波数が f_m [Hz]」で妨害波の側波帯成分の周波数が f_u+f_m [Hz] のとき、混変調積の周波数成分 □ C □ [Hz] によって生じる。

	A	B	C
1	3 次	抑圧	$f_d\pm f_u$
2	3 次	変調	$f_d\pm f_u$
3	3 次	変調	$f_d\pm f_m$
4	5 次	変調	$f_d\pm f_m$
5	5 次	抑圧	$f_d\pm f_m$

A-9 次の記述は、ドプラ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) DVORは、原理図に示すように、等価的に円周上を1,800〔rpm〕の速さで周回するアンテナから電波を発射するものである。この電波を遠方の航空機で受信すると、ドプラ効果により、□ 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(キャリアアンテナ)から、周回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(サイドバンドアンテナ)列に、給電するアンテナを次々と一定回転方向に切り換えることで、(1)の周回アンテナを実現している。この際、標準VOR(CVOR)との両立性を保つため、ドプ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、サイドバンドアンテナを配置する円の□ B □ を搬送波の波長の約5倍にするとともに、その回転方向を、CVORと□ C □ にする。

	A	B	C
1	60〔Hz〕	直径 $2r$	同一方向
2	60〔Hz〕	半径 r	逆方向
3	30〔Hz〕	半径 r	逆方向
4	30〔Hz〕	直径 $2r$	逆方向
5	30〔Hz〕	半径 r	同一方向



A-10 次の記述は、レーダー方程式において、送信電力等のパラメータを変えた時の最大探知距離($R_{\max}$)の変化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、 $R_{\max}$ 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) 受信機の最小受信電力を0.25倍にすると、 $R_{\max}$ の値は、約□ A □ 倍になる。
- (2) 送信電力を16倍にすると、 $R_{\max}$ の値は、□ B □ 倍になる。
- (3) 物標の有効反射断面積を4倍にすると、 $R_{\max}$ の値は、約□ C □ 倍になる。

	A	B	C
1	1.4	2.0	1.4
2	1.4	4.0	1.4
3	0.7	2.0	1.7
4	0.7	4.0	1.7
5	0.7	4.0	1.4

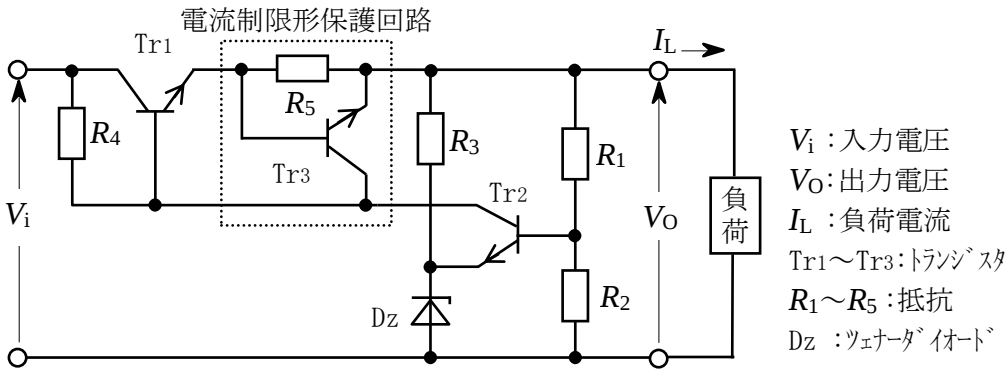
A-11 次の記述は、シリコン太陽電池について述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

- 1 pn接合は、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形成する。
- 2 受光面の放射照度が一定等の基準条件における温度特性は、温度の上昇とともに開放電圧は微増するが、短絡電流が大幅に減少するので、変換効率は温度の上昇とともに低下する。
- 3 太陽電池の素子に太陽光を入射すると、pn接合部で吸収され、そのエネルギーにより電子が励起されて、p側が正、n側が負に帯電する。
- 4 変換効率は、一般的に太陽電池に入射する光のエネルギーに対する最大出力(電気エネルギー)の割合で評価できる。
- 5 変換効率は、光の反射等の光学的損失、半導体や電極の抵抗損失及びキャリアの再結合等による電氣的損失により影響を受ける。

A-12 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の原理的な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) 負荷電流 I_L 〔A〕が規定値以内のとき、保護回路のトランジスタ Tr_3 は非導通である。 I_L が増加して抵抗□ A □〔 Ω 〕の両端の電圧が規定の電圧 V_S 〔V〕より大きくなると、 Tr_3 が導通する。このとき Tr_1 のベース電流が□ B □するので、 I_L の増加を抑えることができる。
- (2) Tr_3 が導通して保護回路が動作し始める I_L は、 $I_L \approx$ □ C □〔A〕である。

	A	B	C
1	R_3	増加	V_S/R_5
2	R_3	減少	$(V_i - V_O)/R_5$
3	R_5	増加	V_S/R_5
4	R_5	増加	$(V_i - V_O)/R_5$
5	R_5	減少	V_S/R_5



V_i : 入力電圧
 V_O : 出力電圧
 I_L : 負荷電流
 $Tr_1 \sim Tr_3$: トランジスタ
 $R_1 \sim R_5$: 抵抗
 D_z : ツェナダイオード

A-13 次の記述は、衛星通信システムで用いられる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の正しい組合せを下の番号から選べ。

- (1) 送信地球局では、割り当てられた周波数を用いて信号を伝送するので、通常、隣接するチャンネル間の衝突が生じないように、□A□を設ける。

(2) 送信地球局では、割り当てられた周波数を用いて信号を送し、受信地球局では、□B□により相手を識別して自局向けの信号を取り出す。

(3) 一つの進行波管を用いた中継器で複数の搬送波を同時に増幅するとき、非線形動作による影響を許容される値以下に押さえるため、搬送波の数が増えるほど、□C□バックオフが必要とされる。
- | | A | B | C |
|---|--------|---------|-----|
| 1 | ガードタイム | タイムスロット | 大きい |
| 2 | ガードタイム | 周波数 | 小さい |
| 3 | ガードバンド | 周波数 | 小さい |
| 4 | ガードバンド | タイムスロット | 小さい |
| 5 | ガードバンド | 周波数 | 大きい |

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 折り返し雑音は、入力信号の帯域制限が不十分なとき生ずる。

2 補間雑音を生じさせないためには、原理的に標本化パルス列の復調に理想的な特性の低域フィルタ(LPF)が必要である。

3 量子化ステップ数が増えれば量子化雑音による回線品質を表す信号対量子化雑音比(S/Nq)の値は小さくなる。

4 周波数が28〔kHz〕の単一正弦波を標本化周波数が48〔kHz〕の標本化回路に入力し、その出力を24〔kHz〕の理想的な低域フィルタ(LPF)に通したとき、原理的に低域フィルタ(LPF)の出力に生ずる折り返し雑音の周波数は、20〔kHz〕である。

5 アパーチャ効果は、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。アパー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高域の周波数成分が減衰する。

A-15 次の記述は、デジタル移動体通信に用いる変調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) GMSK方式は、□A□フィルタにより帯域制限したNRZ信号系列を変調ベースバンド信号として、変調指数□B□でFSK変調したものであり、MSK方式よりさらに狭帯域化が実現されている。また、振幅が一定であるため、電力増幅器にC級増幅器が使える。

(2) $\pi/4$ シフトQPSK方式は、同一の情報系列の場合でも必ず $\pi/4$ 〔rad〕の□C□が加えられるため、同一シンボルが連続してもQPSKに比べてタイミング再生が容易である。また、振幅変動が緩和される。
- | | A | B | C |
|---|-------|-----|-------|
| 1 | ガウス | 0.5 | 位相遷移 |
| 2 | ガウス | 0.7 | 同期パルス |
| 3 | ガウス | 0.7 | 位相遷移 |
| 4 | ロールオフ | 0.7 | 同期パルス |
| 5 | ロールオフ | 0.5 | 位相遷移 |

A-16 次の記述は、衛星通信回線の雑音温度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 動作雑音指数 F_{OP} は、システム雑音温度 T_S 〔K〕及び周囲温度 T_O 〔K〕との間に、 $F_{OP}=T_S/T_O$ の関係がある。

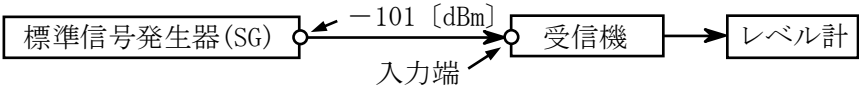
2 システム雑音温度は、アンテナ雑音温度と受信機雑音温度(多くの場合、初段の低雑音増幅器の等価雑音温度)との和で表される。

3 低雑音増幅器の等価雑音温度 T_e 〔K〕は、低雑音増幅器の内部で発生して出力される雑音電力を入力端の値に換算し、雑音温度に変換したものである。

4 低雑音増幅器の雑音指数 F は、等価雑音温度 T_e 〔K〕及び周囲温度 T_O 〔K〕との間に、 $F=T_e/T_O$ の関係がある。

5 アンテナを含む地球局の受信系の性能を定量的に表現するための G/T 〔dB/K〕には、一般に、受信機の低雑音増幅器の入力端で測定されるアンテナ利得 G 〔dB〕と低雑音増幅器の入力端で換算した雑音温度 T 〔K〕との比が用いられる。

A-17 図に示す構成による受信機の感度測定において、信号源として、出力が電力表示(単位:〔dBm〕)の標準信号発生器(SG)を用いて測定した結果、SGの出力が-101〔dBm〕であった。このときの「受信機入力電圧」の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、このときの「受信機入力電圧」とは、受信機の入力端における信号源の開放電圧とする。また、SGと受信機間の接続損失は無視するものとし、SGの出力インピーダンス及び受信機の入力インピーダンスをそれぞれ50〔Ω〕、 $\log_{10}2=0.3$ とする。



- 1 1〔μV〕

2 2〔μV〕

3 3〔μV〕

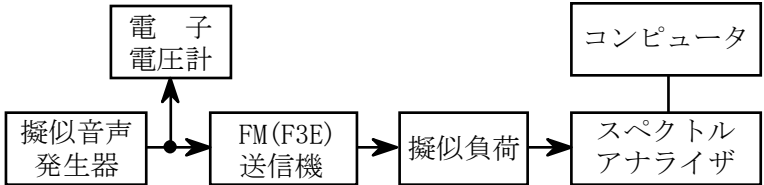
4 4〔μV〕

5 5〔μV〕

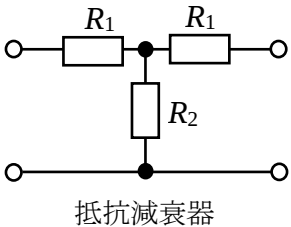
A-18 次の記述は、図に示す構成例を用いた FM(F3E) 送信機の占有周波数帯幅の測定法について述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (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、所定の変調を行っ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。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] となる。

	A	B	C
1	90	10.0	$(f_2 - f_1)$
2	90	5.0	$(f_2 + f_1)/2$
3	99	0.5	$(f_2 - f_1)$
4	99	0.5	$(f_2 + f_1)/2$
5	99	1.0	$(f_2 - f_1)$



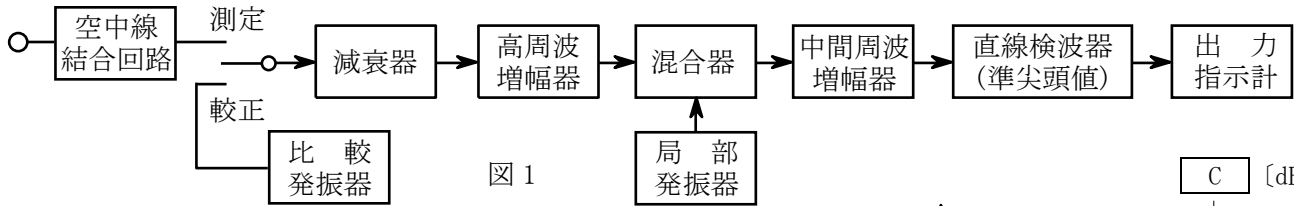
A-19 図の回路に示す抵抗素子 R_1 [Ω] 及び R_2 [Ω] で構成される抵抗減衰器において、減衰量を 14 [dB] にするための抵抗素子 R_1 の値を表す式として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、抵抗減衰器の入力端には出力インピーダンスが Z_0 [Ω] の信号源、出力端には Z_0 [Ω] の負荷が接続され、いずれも整合しているものとする。また、 Z_0 は純抵抗とし、 $\log_{10}2 = 0.3$ とする。



- 1 $2Z_0/3$ [Ω] 2 $4Z_0/7$ [Ω] 3 $4Z_0/9$ [Ω] 4 $5Z_0/14$ [Ω] 5 $5Z_0/12$ [Ω]

A-20 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。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (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、その高周波成分が広い周波数範囲に分布しているため、同じ雑音でも測定器の □ A □、直線性、検波回路の時定数等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規格が定められている。
- (2) 準尖頭値は、規定の □ B □ を持つ直線検波器で測定された見掛け上の尖頭値であり、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) パルス性雑音の尖頭値は、出力指示計の指示値に比べて大きいことが多いので、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、図2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、出力指示計を最大目盛りまで振らせるときのパルス入力電圧の比で過負荷係数が定義され、その値が規定されている。



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

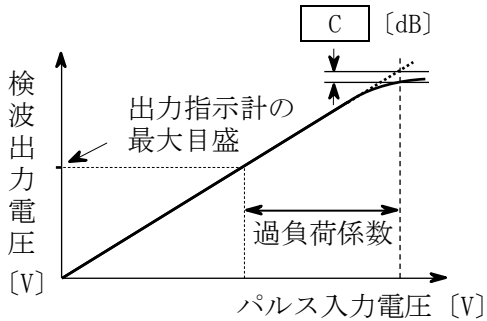


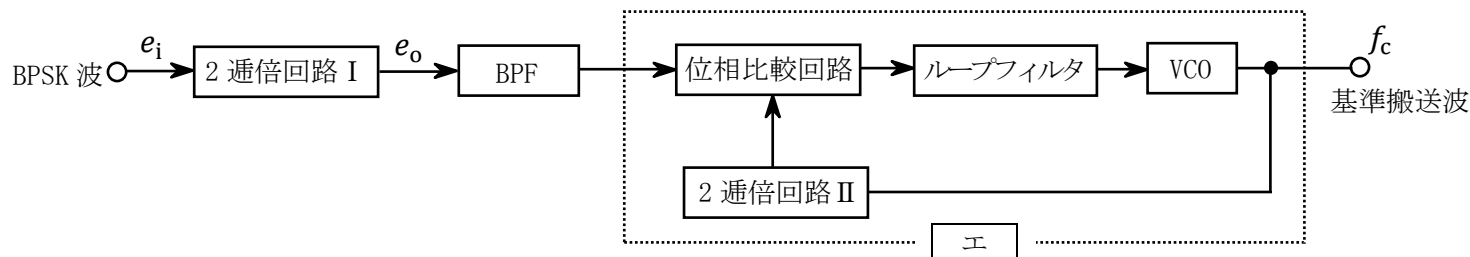
図 2 パルス入力電圧に対する検波出力電圧

B-1 次の記述は、デジタル信号の伝送時に用いられる符号誤り訂正等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) 帯域圧縮などの情報源符号化処理により、デジタル信号に変換された映像、音声、データ等の送信情報を伝送する場合、他の信号の干渉、熱雑音、帯域制限及び非線形などの影響により、信号を構成する符号の伝送誤りが発生し、デジタル信号の情報が正しく伝送できないことがある。このため、送信側では、□ ア □ により誤り制御符号としてデジタル信号に適当なビット数のデータ(冗長ビット)を付加し、受信側の □ イ □ ではそれを用いて、誤りを訂正あるいは検出するという方法がとられる。
- (2) 伝送するデジタル信号系列を k ビットごとのブロックに区切り、それぞれのブロックを $\mathbf{i} = (i_1, i_2, \dots, i_k)$ とすると、符号器では、 $\mathbf{i}$ に $(n-k)$ ビットの冗長ビットを付加して長さ n ビットの符号語 $\mathbf{c} = (i_1, i_2, \dots, i_k, p_1, p_2, \dots, p_{n-k})$ をつくる。ここで、 $i_1, i_2, \dots, i_k$ を情報ビット、 $p_1, p_2, \dots, p_{n-k}$ を誤り検査ビット(チェックビット)と呼び、 n を符号長、□ ウ □ を符号化率という。また、チェックビットは、情報ビットの関数として定まり、あるブロックのチェックビットが □ エ □ 関数として定まる符号をブロック符号、□ オ □ 関数として定まる符号を畳み込み符号と呼ぶ。

- | | | | |
|----------------|-----------|-------------|-------------------|
| 1 直交変調器 | 2 復号器 | 3 $(n-k)/n$ | 4 同じブロックの情報ビットだけの |
| 5 符号器 | 6 直交検波器 | 7 k/n | 8 過去にわたる複数の情報ビットの |
| 9 ナイキストフィルタの伝達 | 10 伝送路の伝達 | | |

B-2 次の記述は、図に示す BPSK 復調器に用いられる基準搬送波再生回路の原理的な構成例において、基準搬送波の再生等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。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。



- (1) 入力 of BPSK 波 e_i は、次式で表される。ただし、 e_i の振幅を 1 [V]、搬送波の周波数を f_c [Hz] とする。また、2 値符号 $s(t)$ はデジタル信号が“0”のとき 0、“1”のとき 1 の値をとる。

$$e_i = \cos \{2\pi f_c t + \pi s(t)\} \text{ [V]} \dots\dots\dots \text{①}$$

- (2) 式①の e_i を 2 通倍回路 I で二乗すると、その出力 e_o は、次式で表される。ただし、2 通倍回路 I の利得は 1(真数)とする。

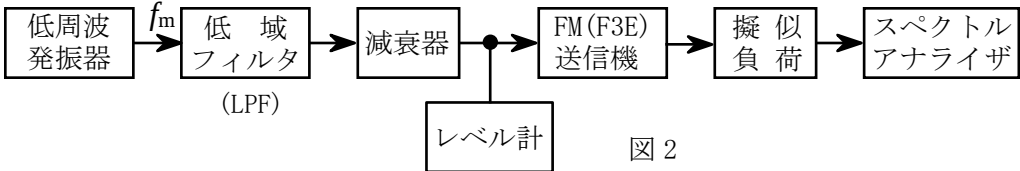
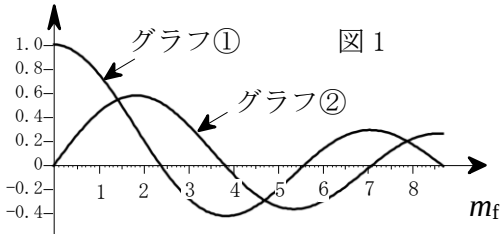
$$e_o = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \times \cos \{2\pi(2f_c)t + \text{□ ア □}\} \text{ [V]} \dots\dots \text{②}$$

- (3) 式②から、 e_i を 2 通倍回路 I で二乗することによって e_i の位相がデジタル信号に応じて □ イ □ しても、同相になることがわかる。
- (4) 2 通倍回路 I の出力には、直流成分や雑音成分が含まれているので、帯域フィルタ(BPF)で □ ウ □ [Hz] の成分のみを取り出し、位相比較回路などで構成された □ エ □ を用いることによって、きれいな基準搬送波が再生される。
- (5) 原理的に、2 通倍回路 I 及び II を □ オ □ 通倍回路に置き換えれば、QPSK 波の基準搬送波再生回路の構成例とすることができる。

- | | | | | |
|---------------|--------------------|------------------|----------|------|
| 1 $\pi s(t)$ | 2 $\pi/2$ [rad] 変化 | 3 π [rad] 変化 | 4 f_c | 5 4 |
| 6 $2\pi s(t)$ | 7 PLL | 8 AFC | 9 $2f_c$ | 10 5 |

B-3 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、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- FM波の搬送波及び各側波帯の振幅は、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 $J_0(m_f)$ の大きさに比例する。 $J_0(m_f)$ は、 m_f に対して図1の □ イ □ に示すような特性を持つ。
- 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、搬送波及び各側波帯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は □ ウ □ 。
- 搬送波の振幅が □ エ □ になる度に、 m_f の値に対するレベル計の値(入力信号電圧)を測定する。周波数偏移 f_d は、 m_f 及び f_m の値を用いて、 $f_d =$ □ オ □ であるので、測定値から入力信号電圧対周波数偏移の特性を求めることができ、搬送波の振幅が □ エ □ となるときのだけでなく、途中の振幅でも周波数偏移を知ることができる。



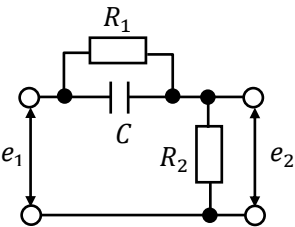
- | | | | | |
|-------|-------|-------------|-------------|---------|
| 1 狭まる | 2 搬送波 | 3 零 | 4 $m_f f_m$ | 5 グラフ② |
| 6 側波帯 | 7 広がる | 8 f_m/m_f | 9 最大 | 10 グラフ① |

B-4 次の記述は、回路網の特性を測定するためのベクトルネットワークアナライザの基本的な機能等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 回路網と測定器を接続するケーブルなどの接続回路による測定誤差は、測定前の校正によっても補正することはできない。
- イ 回路網の入力信号と反射信号の分離には、2 抵抗型のパワー・スプリッタが用いられる。
- ウ 回路網の入力信号の周波数を掃引し、各種パラメータの周波数特性を測定できる。
- エ 回路網の入力信号、反射信号及び伝送信号の振幅と位相をそれぞれ測定し、 S パラメータを求める装置である。
- オ 回路網の h パラメータ、 Z パラメータ及び Y パラメータは、 S パラメータから導出して得られる。

B-5 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の原理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、プレエンファシス回路及びディエンファシス回路の時定数を τ [s]、入力信号の角周波数を ω [rad/s] とする。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- 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 □ ア □ を強調(プレエンファシス)し、受信機で復調した後にプレエンファシスの逆の特性で □ ア □ を低減(ディエンファシス)することである。
- 例えば図に示すプレエンファシス回路において、 $\tau = CR_1$ 、入力電圧を e_1 とすると、出力電圧 e_2 は、次式で表される。
$$e_2 = e_1 R_2 (1 + j\omega\tau) / \text{□ イ □}$$
- $\omega = 0$ のときの e_2 を e_{20} とすると、電圧比 e_2/e_{20} は、周波数特性 $Fp(\omega)$ として次式で表せる。
$$Fp(\omega) = e_2/e_{20} = (1 + j\omega\tau) / \text{□ ウ □} \cdots \text{①}$$
- ここで、 $\{\omega\tau R_2 / (R_1 + R_2)\} \ll 1$ ならば、①式の大きさは次式で表せる。



- ここで、 $\{\omega\tau R_2 / (R_1 + R_2)\} \ll 1$ ならば、①式の大きさは次式で表せる。
$$|Fp(\omega)| = \text{□ エ □} \cdots \cdots \text{②}$$
- ②式は、プレエンファシス回路の周波数特性を表し、それと逆の周波数特性のディエンファシス回路と合わせた総合の周波数特性は平坦となり、FM 通信において変調信号の周波数全域にわたって信号対雑音比(S/N)を一様に保つことができる。ディエンファシス回路は、一種の積分回路であり、その周波数特性 $Fd(\omega)$ の大きさは次式で表せる。

- 低域成分
- $\{R_1 + R_2(1 + j\omega\tau)\}$
- $1/\sqrt{1 - (\omega\tau)^2}$
- $[1 + j\omega\tau\{R_2/(R_1 + R_2)\}]$
- $\sqrt{1 - (\omega\tau)^2}$
- 高域成分
- $\{R_1 - R_2(1 + j\omega\tau)\}$
- $1/\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}$
- $[1 - j\omega\tau\{R_2/(R_1 + R_2)\}]$
- $\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}$