

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

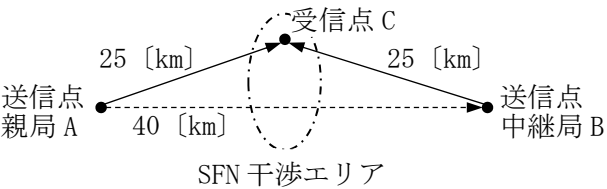
A－1 次の記述は、IEEE802.11無線LANのアクセス制御方式で用いられているCSMA/CA(Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance)のうち、インフラストラクチャモードにおいて各無線局が自律的に送信タイミングを決定するDCF(Distributed Coordination Function)等について述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

- CSMA/CA は同一の無線チャネルを複数の無線局で共有して通信する際に、キャリアセンスを行い無線チャネルの状態（“ビジー”または“アイドル”）を確認すること等で無線フレームの衝突を回避しようとするものであるが、データ送信中の衝突検出が難しいため、異なる無線局の無線フレーム同士が衝突する可能性がある。
- DCF では衝突を回避するため、キャリアセンスにより無線チャネルがビジー状態でないと判断され、さらに一定のフレーム間隔時間（IFS）キャリアが検出されない場合にアイドル状態と判断し、送信データによっては引き続きバックオフと呼ばれるランダムな時間のキャリアセンスを行い、継続してアイドル状態であることを確認した無線局が送信権を得る。
- 送信データの種別等により IFS を異なる時間とする優先制御を行っており、例えば応答（ACK）等に用いる SIFS は、通常のデータに用いる DIFS より短時間とすることで送信データの優先度を高くしている。
- バックオフは、既定の範囲（CW）内で発生させた乱数をもとにスロットタイム（一定時間）の倍数であるランダムなバックオフ時間を無線局毎に決定し、無線チャネルがアイドル状態の間はバックオフ時間をスロットタイム単位で減算し“0”となった無線局が送信権を得ることで無線フレームの衝突を回避しようとする。またバックオフ時間が“0”となる前に他の無線局が送信した場合は残りのバックオフ時間を持ち越し、再度チャネルがアイドル状態となった時点で残りのバックオフ時間を減算させることで各無線局の公平性を確保する。
- 無線 LAN では、異なる AP (Access Point) とそれぞれ通信する別の端末が同一の無線チャネルを使用し、通信先 AP とは異なる AP のグループの無線信号を受信できる場合等において、干渉を回避するために過剰に送信を抑制してしまう問題（隠れ端末問題）が存在する可能性があるため、データ送信の許可を AP に求めることで、隠れ端末同士のデータの衝突を軽減する RTS/CTS が規定されている。

A－2 次の記述は、我が国の標準テレビジョン放送等のうち地上系デジタル放送に関する標準方式で規定されているガードインターバル等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。

- ガードインターバルは、送信側において OFDM(直交周波数分割多重)セグメントを逆高速フーリエ変換(IFFT)した出力データのうち、時間的に □A□ 端の出力データを有効シンボルの □B□ に付加することによって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正しく受信できるようにするものであり、ガードインターバルを用いることにより隣接局同士で同一の周波数を使用する SFN(Single Frequency Network)が可能となる。
- SFN を実施するには、①送信周波数の許容偏差が 1 [Hz] 以内、②IFFT サンプルクロックが平均的に一致、③多重フレームが同一であることに加え、④OFDM フレーム同期位相の遅延時間差が SFN 干渉エリア内でガードインターバルに収まること望ましい等の条件を満足する必要がある。
- 例えば、図に示す SFN の置局において、送信点親局 A と送信点中継局 B 間が 40 [km]、SFN 干渉エリア内の受信点 C が送信点親局 A から 25 [km] 及び送信点中継局 B から 25 [km] の距離であるとき、受信点 C での遅延時間差は約 □C□ [μs] となり、受信点 C では送信点 A 及び B からの信号によるシンボル間干渉は □D□。ただし、有効シンボル期間長を 1.008 [ms]、ガードインターバル比を 1/8 とする。また、中継局は、親局の放送波を中継する放送波中継とし、親局と中継局の放送波のデジタル信号は完全に同一であり、親局と中継局の放送波の送出タイミングは両局間の距離による伝搬遅延のみに影響され、D/U 確保のための個別の対応は考慮しない。

	A	B	C	D
1	後	前	126	少ない
2	後	前	133	少ない
3	後	前	133	大きい
4	前	後	133	大きい
5	前	後	126	少ない



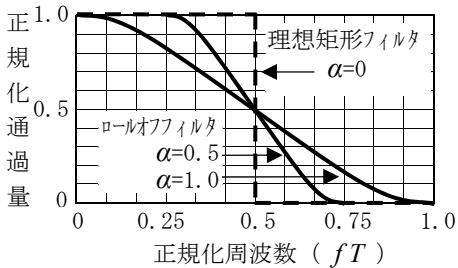
A－3 次の記述は、スーパーヘテロダイン受信機において、スプリアス・レスポンスを生ずることがあるスプリアスの周波数について述べたものである。□内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、スプリアスの周波数を f_{SP} [Hz]、局部発振周波数を f_0 [Hz]、中間周波数を f_{IF} [Hz] とし、受信機の間中周波フィルタは理想的なものとする。

- | (1) 局部発振器の出力に低調波成分 $f_0/2$ [Hz] が含まれているとき、 $f_{SP} = \square A$ のとき、混信妨害を生ずることがある。
(2) 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、 $f_{SP} = \square B$ のとき、混信妨害を生ずることがある。
(3) 周波数混合器の非直線性により、 f_0 と f_{SP} それぞれ 2 倍の高調波が発生すると、 $f_{SP} = \square C$ のとき、混信妨害を生ずることがある。 | <table border="0"> <tr> <th></th><th>A</th><th>B</th><th>C</th></tr> <tr> <td>1</td><td>$(f_0/2) \pm f_{IF}$</td><td>$2f_0 \pm f_{IF}$</td><td>$f_0 \pm (f_{IF}/2)$</td></tr> <tr> <td>2</td><td>$(f_0/2) \pm f_{IF}$</td><td>$f_0 \pm 2f_{IF}$</td><td>$2f_0 \pm 2f_{IF}$</td></tr> <tr> <td>3</td><td>$f_0 \pm 2f_{IF}$</td><td>$2f_0 \pm f_{IF}$</td><td>$f_0 \pm (f_{IF}/2)$</td></tr> <tr> <td>4</td><td>$f_0 \pm 2f_{IF}$</td><td>$f_0 \pm 2f_{IF}$</td><td>$f_0 \pm (f_{IF}/2)$</td></tr> <tr> <td>5</td><td>$f_0 \pm 2f_{IF}$</td><td>$2f_0 \pm f_{IF}$</td><td>$2f_0 \pm 2f_{IF}$</td></tr> </table> | | A | B | C | 1 | $(f_0/2) \pm f_{IF}$ | $2f_0 \pm f_{IF}$ | $f_0 \pm (f_{IF}/2)$ | 2 | $(f_0/2) \pm f_{IF}$ | $f_0 \pm 2f_{IF}$ | $2f_0 \pm 2f_{IF}$ | 3 | $f_0 \pm 2f_{IF}$ | $2f_0 \pm f_{IF}$ | $f_0 \pm (f_{IF}/2)$ | 4 | $f_0 \pm 2f_{IF}$ | $f_0 \pm 2f_{IF}$ | $f_0 \pm (f_{IF}/2)$ | 5 | $f_0 \pm 2f_{IF}$ | $2f_0 \pm f_{IF}$ | $2f_0 \pm 2f_{IF}$ |
|---|--|-------------------|----------------------|---|---|---|----------------------|-------------------|----------------------|---|----------------------|-------------------|--------------------|---|-------------------|-------------------|----------------------|---|-------------------|-------------------|----------------------|---|-------------------|-------------------|--------------------|
| | A | B | C | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 1 | $(f_0/2) \pm f_{IF}$ | $2f_0 \pm f_{IF}$ | $f_0 \pm (f_{IF}/2)$ | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 2 | $(f_0/2) \pm f_{IF}$ | $f_0 \pm 2f_{IF}$ | $2f_0 \pm 2f_{IF}$ | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 3 | $f_0 \pm 2f_{IF}$ | $2f_0 \pm f_{IF}$ | $f_0 \pm (f_{IF}/2)$ | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 4 | $f_0 \pm 2f_{IF}$ | $f_0 \pm 2f_{IF}$ | $f_0 \pm (f_{IF}/2)$ | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 5 | $f_0 \pm 2f_{IF}$ | $2f_0 \pm f_{IF}$ | $2f_0 \pm 2f_{IF}$ | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |

A-4 次の記述は、デジタル変調に用いられるロールオフフィルタ等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。

- シンボルとは、変調信号の一度の変化で送ることのできるデジタルデータのことをいい、その間隔が T [s] のとき、図に示す理想矩形フィルタを用いて T [s] 間隔でインパルスを送るための必要最小限の帯域は、□A [Hz] である。ここで無ひずみとは、受信パルスの中央で行う瞬時検出に対して 符号間干渉が零であることをいう。また、図の横軸の正規化周波数 fT は、周波数 f [Hz] を $1/T$ [Hz] で正規化したものである。
- 理想矩形フィルタは実現が困難なため、図に示すような特性を有するロールオフフィルタが用いられる。ロールオフフィルタの出力の帯域幅は、ロールオフファクタ α が小さいほど狭くなるが、アイパターンの □B の開き具合が減少し、標本化するときの符号判定のタイミングがずれた場合の符号間干渉特性の劣化が □C なる。

	A	B	C
1	$1/(2T)$	横方向	小さく
2	$1/(2T)$	縦方向	大きく
3	$1/(2T)$	横方向	大きく
4	$2/T$	横方向	小さく
5	$2/T$	縦方向	小さく



A-5 搬送波の位相を変調信号に比例して変調する位相変調(PM:Phase Modulation)において、位相変調波の最大の周波数帯域幅 B_w の大きさの値として最も近いものを下の番号から選べ。ただし、変調信号を50 [kHz]、位相変調指数を0.5 [rad] 及び位相変調指数の誤差を±20 [%] として求めるものとする。また、変調信号を周波数 f_m [Hz] の正弦波、位相変調(PM)波の最大周波数偏移を F_d [Hz] とすると、 B_w は、 $B_w \simeq 2(f_m + F_d)$ [Hz] で求められるものとする。

1	150 [kHz]	2	160 [kHz]	3	180 [kHz]	4	220 [kHz]	5	225 [kHz]
---	-----------	---	-----------	---	-----------	---	-----------	---	-----------

A-6 次の記述は、スペクトル拡散 (SS) 受信機における RAKE 合成による SNR 改善の理論的な説明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、他局間干渉は無く、相関器は理想的に動作するものとする。

- RAKE 合成は、マルチパス通信路を介して受信した受信信号と SS 変調時に用いた拡散符号との相関を相関器により求め、各パスに対応する相関器出力のピーク値を同一位相になるよう調整して合成することで、希望波信号電力レベルを向上させるもので、フェージングによる受信レベルの落ち込みやフェージング変動を軽減できる。
- 相関器により分離された n 番目($n=1, \dots, N$)のパスに対応する相関器出力 X_n は、送信機から送出された各シンボルを S 、チャネル係数を h_n 、雑音を η_n とすると $X_n = h_n S + \eta_n$ となり、平均雑音電力を P_η 、 $|S|^2=1$ とした場合、 n 番目のパスの SNR は $SNR_n = |h_n|^2 / P_\eta$ で表される。
- N 個のパスに分離されたシンボル S の RAKE 合成は、チャネル係数の複素共役を重み係数として最大比合成 (MRC) することと相当するため、RAKE 合成されたシンボル S_{RAKE} と RAKE 合成後の SNR_{RAKE} は次式で表される。

$$S_{RAKE} = \sum_{n=1}^N h_n^* X_n = \sum_{n=1}^N (\square A) \qquad SNR_{RAKE} = \sum_{n=1}^N (\square B) / P_\eta \qquad (h_n^* \text{は} h_n \text{の複素共役を表す})$$

- 従って、RAKE 合成された信号の SNR は、各パスの SNR の □C に等しい SNR となり、実際に RAKE 受信・合成処理を行うパスの数をフィンガー数という。

	A	B	C
1	$ h_n ^2 S + \eta_n$	$ h_n ^2$	和
2	$ h_n ^2 S + \eta_n$	$ h_n ^4$	二乗の和
3	$ h_n ^2 S + h_n^* \eta_n$	$ h_n ^2$	和
4	$ h_n ^2 S + h_n^* \eta_n$	$ h_n ^4$	二乗の和
5	$ h_n ^2 S + h_n^* \eta_n$	$ h_n ^2$	二乗の和

A-7 FM (F3E) 受信機において、雑音指数が 6 [dB]、等価雑音帯域幅が 16 [kHz] 及び周囲温度 T が 290 [K] のときの限界受信レベル (スレッシュホールドレベル) の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、雑音は受信機内部雑音のみとし、ボルツマン定数を k [J/K]、周囲温度を T [K] としたときの kT の値を -204 [dBW/Hz] とする。また、スレッシュホールドは搬送波の尖頭電圧と雑音の尖頭電圧が等しくなる点で、それぞれの実効値を E_c 及び E_N とすると $E_c/E_N = 4/\sqrt{2}$ であり、1 [mW] を 0 [dBm]、 $\log_{10} 2 = 0.3$ とする。

1	-112 [dBm]	2	-117 [dBm]	3	-126 [dBm]	4	-147 [dBm]	5	-156 [dBm]
---	------------	---	------------	---	------------	---	------------	---	------------

A-8 次の記述は、一般的なニッケル・水素蓄電池 (Ni-MH) の特徴等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。

- 一般的にニッケル・カドミウム蓄電池よりエネルギー密度が高く、リチウムイオン二次電池よりエネルギー密度が低い。
- 充電に伴い電池電圧が徐々に上昇するが、充電終期に電圧低下等の電圧変化が起きる場合がある。
- セル当たりの公称電圧が 1.2 [V] 程度で、また一般的に、リチウムイオン二次電池と比べて自己放電率は大きい。
- 浅い充放電の繰り返しによる容量の一時的低下 (メモリー効果) がない。
- 放電特性は、放電初期の電圧低下後は電圧低下が小さくほぼ一定の電圧を維持し、放電終期に急激に電圧が低下する。

A-9 次の記述は、BPSK 信号の復調(検波)方式である遅延検波方式に必要な差動符号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、 $mod.2(modulo2)$ は、2 を法とする剰余演算である。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 遅延検波方式は、1 シンボル前の信号を基準位相信号として位相検波するが、引込み位相の不確定性を除去し正しく受信データを判定するため、送信側において伝送する情報を位相差に対応させる差動符号化が用いられる。
- (2) n シンボル目の送信データを S_n 、差動符号化データを X_n 、復号された受信データを R_n とすると、送信側では 1 シンボル前の差動符号化データ X_{n-1} を用いて①式の和分論理演算を行い、差動符号化データ X_n に位相を割り当てて位相変調を行なう。受信側では、②式の差分論理演算を行うことで相対位相差による受信データ R_n の判定が可能となり、送信データ S_n が受信データ R_n として復元される。
- $X_n = S_n + X_{n-1}(mod.2) \cdots \cdots \text{①}$
- $R_n = X_n - X_{n-1}(mod.2) \cdots \cdots \text{②}$
- (3) 例えば、表に示す送信データ S_n が与えられた場合の差動符号化データ $X_1、X_2、X_3、X_4$ は、 X_0 を“1” とすると、それぞれ □ A □、□ B □、□ C □、□ D □ となる。

	A	B	C	D
1	0	1	0	1
2	0	1	1	0
3	0	0	1	1
4	1	0	1	0
5	1	0	0	1

シンボル番号 n	0	1	2	3	4
送信データ S_n	1	0	1	0	1
差動符号化データ X_n	1	□ A □	□ B □	□ C □	□ D □
受信データ R_n	1	0	1	0	1

A-10 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等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) 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 □ A □ は非導通である。 I_L が増加して抵抗 □ B □ [Ω] の両端の電圧が規定の電圧 V_s [V] より大きくなると、□ A □ が導通する。これにより制御用トランジスタ □ C □ 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) 出力電圧 V_o [V] が低下すると誤差増幅器のトランジスタ □ D □ のコレクタ電流が減少する。これにより制御用トランジスタ □ C □ のベース電位が上昇するので、 V_o の低下を抑えることができる。

	A	B	C	D
1	Tr2	R_4	Tr3	Tr1
2	Tr2	R_4	Tr1	Tr3
3	Tr3	R_5	Tr2	Tr1
4	Tr3	R_5	Tr1	Tr2
5	Tr3	R_4	Tr2	Tr1

V_i : 入力電圧 [V]
 V_o : 出力電圧 [V]
 I_L : 負荷電流 [A]
 $R_1 \sim R_5$: 抵抗 [Ω]
 $Tr_1 \sim Tr_3$: トランジスタ
 Dz : ツェナーダイオード

A-11 次の記述は、ASR(空港監視レーダー) 及びARSR(航空路監視レーダー)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。

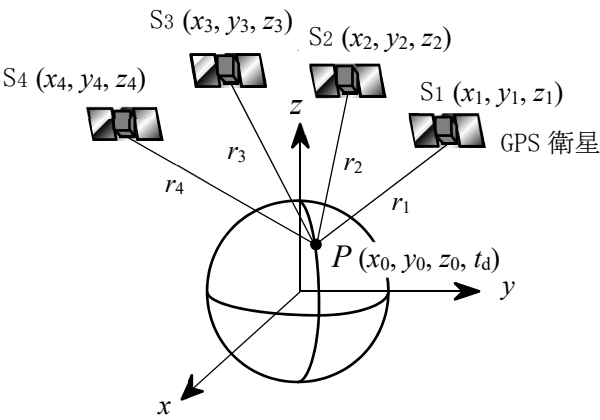
- (1) ASRは、空港から半径約50～60海里の範囲内の航空機の位置を探知する。ARSRは、山頂などに設置され、半径約200海里の範囲内の航空路を航行する航空機の位置を探知する。いずれも、□ A □ を併用して得た航空機の高度情報を用いることにより、航空機の位置を3次的に把握することが可能である。
- (2) ASR及びARSRに用いられるMTI(移動目標指示装置)は、移動する航空機の反射波の位相が □ B □ によって変化することを利用している。受信した物標からの反射パルス(信号)をパルスの繰り返し周期に等しい時間だけ遅らせたものと、次の周期の信号とで □ C □ をとると、山岳、地面及び建物などの固定物標からの反射パルスを除くことができ、移動物標(目標)のみが残ることになる。

	A	B	C
1	DME(航行援助用距離測定装置)	ドプラ効果	差
2	DME(航行援助用距離測定装置)	トムソン効果	積
3	SSR(航空用二次監視レーダー)	トムソン効果	差
4	SSR(航空用二次監視レーダー)	トムソン効果	積
5	SSR(航空用二次監視レーダー)	ドプラ効果	差

A-12 次の記述は、図に示す GPS (Global Positioning System) の測位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) GPS 衛星と受信点 P の GPS 受信機との間の距離は、GPS 衛星から発射した電波が、受信点 P の GPS 受信機に到達するまでに要した時間 t を測定すれば、 t と電波の伝搬速度 c との積から求められる。
- (2) 通常、GPS 受信機の時計の時刻は、GPS 衛星の時計の時刻に対して誤差があり、GPS 衛星と GPS 受信機の時計の時刻の誤差を t_d とすると擬似距離 r_1 と S_1 の位置 (x_1, y_1, z_1) 及び受信点 P の位置 (x_0, y_0, z_0) は、 $r_1 = \square A$ の関係が成り立つ。
- (3) (2) と同様に受信点 P と他の衛星 S_2 、 S_3 及び S_4 との擬似距離 r_2 、 r_3 及び r_4 を求めて 4 元連立方程式を立てれば、各 GPS 衛星からの航法データに含まれる軌道情報から S_1 、 S_2 、 S_3 及び S_4 の位置は既知であるため、四つの未知変数 (x_0, y_0, z_0, t_d) を求めることができる。このように 3 次元の測位を行うためには、少なくとも $\square B$ 個の衛星の電波を受信する必要がある。

A	B
1 $\sqrt{(x_0-x_1)^2+(y_0-y_1)^2+(z_0-z_1)^2} + t_d \times c$	4
2 $\sqrt{(x_0-x_1)^2+(y_0-y_1)^2+(z_0-z_1)^2} - t_d \times c$	3
3 $\sqrt{(x_0-x_1)^2-(y_0-y_1)^2-(z_0-z_1)^2} + t_d \times c$	4
4 $\sqrt{(x_0+x_1)^2-(y_0+y_1)^2-(z_0+z_1)^2} + t_d \times c$	4
5 $\sqrt{(x_0+x_1)^2-(y_0+y_1)^2-(z_0+z_1)^2} - t_d \times c$	3



A-13 表は、衛星通信のダウンリンクにおける回線設計の一例を示したものである。□ 内に入れるべき最も近い値の組合せを下の番号から選べ。

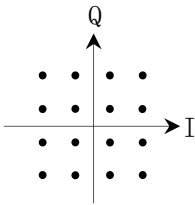
ただし、回線諸元ならびに回線設計条件は表に記載の項目のみを考慮するものとする。また、 $\log_{10}2=0.30$ 、 $\log_{10}3=0.48$ 、ボルツマン定数を -228.6 [dBW/Hz/K] とする。

	A	B	C
1	30	20.2	69.8
2	30	20.2	79.8
3	27	30.2	66.8
4	27	30.2	76.8
5	27	20.2	66.8

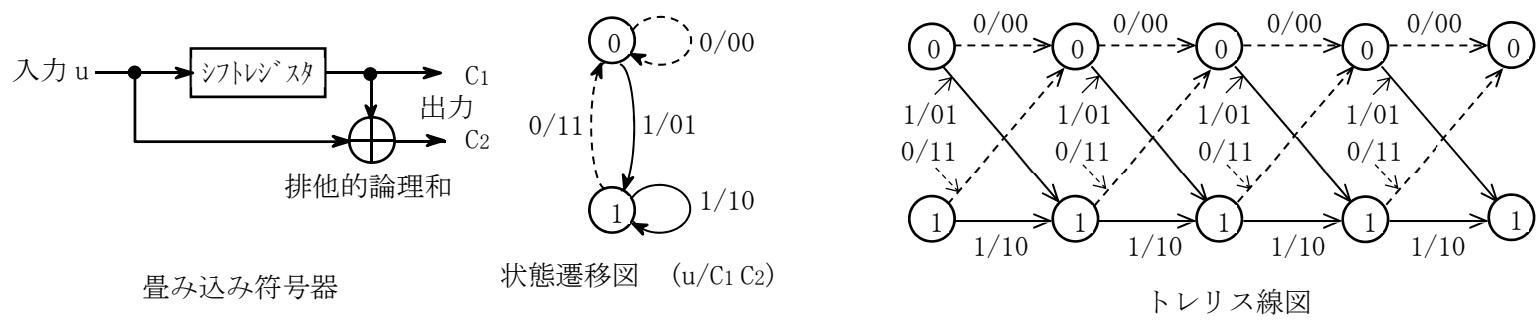
衛星	送信電力	2 [W]
	給電損失	3 [dB]
	送信アンテナ利得	27 [dBi]
	等価等方輻射電力 (EIRP)	□ A [dBW]
伝搬	伝搬損失	209 [dBW]
受信機	受信アンテナ利得	57 [dBi]
	給電損失	2 [dB]
	システム雑音温度	300 [K]
	性能指数 G/T	□ B [dB/K]
	受信 C/N ₀	□ C [dBHz]

A-14 図に示す信号点配置の 16QAM 信号のシンボル誤り率 SE_{R16QAM} が、搬送周波数帯における信号対雑音電力比 CNR 及び誤差補関数 erfc を用いた式として、 $SE_{R16QAM} = (3/2) \text{erfc}(\sqrt{CNR/10})$ で表せるとき、1 ビット当たりの信号電力と 1Hz 当たりの雑音電力の比 E_b/N_0 を用いたビット誤り率 BE_{R16QAM} を表す近似式として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、ビットの割り当て(マッピング)をグレイコード配置とし、検波方式は、同期検波とする。

- 1 $\frac{3}{8} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{10N_0}}\right)$
2 $\frac{3}{8} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{2E_b}{5N_0}}\right)$
3 $\frac{3}{8} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{8E_b}{5N_0}}\right)$
4 $\frac{3}{32} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{10N_0}}\right)$
5 $\frac{3}{32} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{8E_b}{5N_0}}\right)$



A-15 次の記述は、デジタル伝送の誤り訂正符号である畳み込み符号について、図に示す符号器のシフトレジスタの状態(“0”または“1”)と入力uに応じて2つの符号(C1 C2)を出力して変化する様子を示す状態遷移図及びそれを時系列(ステップ毎)に書換えたトレリス線図から、ビタビ復号法までの原理的な動作を述べたものである。□ 内に入れるべき字句を下の番号から選べ。



- (1) 入力系列を符号化して得られた出力の符号系列を送信し、伝送途中で誤りが生じて受信系列が“01 11 11 10”となったとき、ビタビ復号法によって、トレリス線図と比べて最も近い符号列が生成される経路を見つけ、送信した符号系列を推測することができる。
- (2) 具体的には、ステップ毎に、受信符号が符号器から想定される出力符号と異なるビット数をハミング距離として計算していき、その和が最小となる経路を選ぶことにより、最も確からしいパスを判定し、判定したパスから送信した符号系列が推測される。当該符号系列から(1)の入力系列は □ となる。ただし、符号器に符号を入力する前のシフトレジスタの状態は“0”とする。

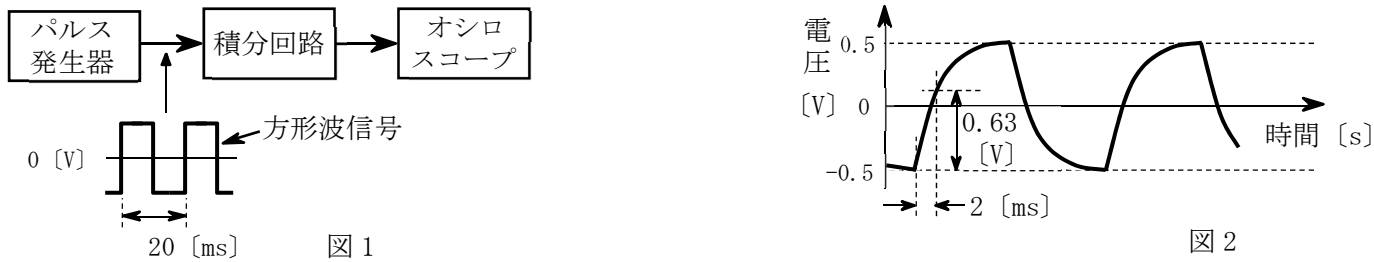
- 1 “1 0 1 0”
- 2 “1 0 1 1”
- 3 “1 1 0 0”
- 4 “0 1 1 1”
- 5 “0 1 0 0”

A-16 次の記述は、スペクトル拡散(SS)通信方式の一つである直接拡散(DS)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。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 送信系の拡散処理、受信系の逆拡散処理において、各通信チャネルごとに異なる拡散符号(擬似雑音符号)を用いることにより、同一の周波数帯域を共有する符号分割多元接続(CDMA)ができるが、同時に利用する拡散符号同士の □ A が相互相関特性に影響する。
- (2) 受信系で逆拡散処理を行うためには、受信系で発生させる拡散符号を受信スペクトルの拡散符号に同期させる必要があるが、符号同期を確立するためには、拡散符号の □ B が良いことが重要である。
- (3) (1)、(2)の条件を満たす拡散符号として □ C や、生成できる符号系列数を □ C に比べて増大させた □ D 等がある。

A	B	C	D
1 直交性	ランダム性	M 系列	Gold 系列
2 因果性	ランダム性	Gold 系列	M 系列
3 因果性	自己相関特性	Gold 系列	M 系列
4 直交性	自己相関特性	M 系列	Gold 系列
5 直交性	自己相関特性	Gold 系列	M 系列

A-17 図1に示すように被測定積分回路に方形波信号を加え、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。この被測定積分回路の高域遮断周波数の値として、正し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し、オシロスコープ固有の立ち上がり時間の関係による測定誤差はないものとする。また、被測定積分回路の遮断領域では、6 [dB/oct] で減衰するものとする。

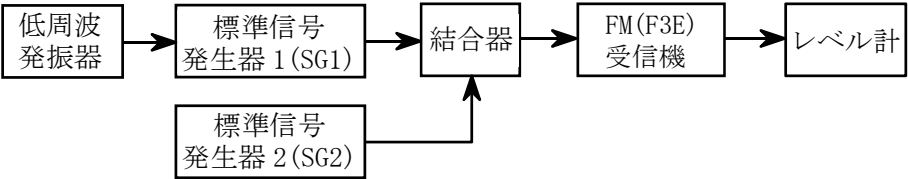


- 1 $\frac{100}{\pi}$ [Hz]
- 2 $\frac{200}{\pi}$ [Hz]
- 3 $\frac{250}{\pi}$ [Hz]
- 4 $\frac{400}{\pi}$ [Hz]
- 5 $\frac{500}{\pi}$ [Hz]

A-18 次の記述は、FM(F3E)受信機の相互変調特性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、法令等で、希望波信号のない状態で相互変調を生ずる関係にある各妨害波を入力電圧1.78〔mV〕で加えた場合において、雑音抑圧が20〔dB〕以下及び周波数割当間隔を Δf 〔Hz〕として規定されているものとする。なお、同じ記号の□内には、同じ字句が入るものとする。

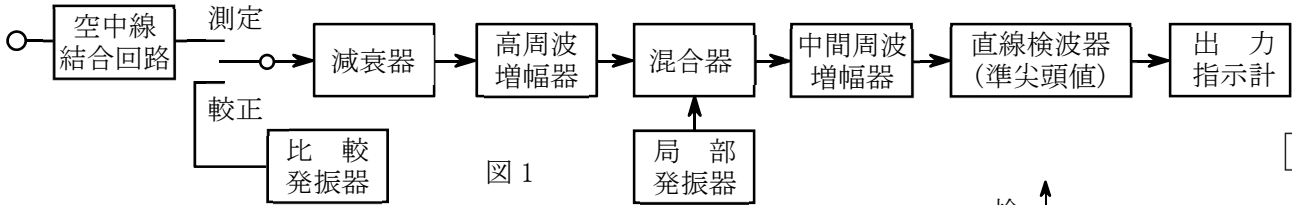
- (1) 図に示す構成例において、SG2の出力を断(OFF)とし、SG1の出力周波数を希望波周波数(試験周波数)に設定し、規定の変調状態とする。この状態で、受信機に20〔dBμV〕以上の受信機入力電圧を加え、受信機の規定の復調出力が得られるように受信機の入力レベルを調整後、SG1の出力を断(OFF)とし、このときの受信機の復調出力(雑音)レベルを測定する。
- (2) SG1及びSG2を妨害波として接(ON)とし、SG1の出力周波数を試験周波数より Δf 〔Hz〕(規定の周波数割当間隔)高い値に、SG2の出力周波数を試験周波数より□A〔Hz〕高い値に設定する。
- (3) SG1及びSG2を□B状態とし、それぞれの出力電圧を等しい値に保ちながら変化させ、受信機の復調出力(雑音)が(1)で測定した値より20〔dB〕低い値となるとき妨害波の受信機入力電圧を求める。
- (4) SG1の出力周波数を試験周波数より Δf 〔Hz〕低い値に、SG2の出力周波数を試験周波数より□A〔Hz〕低い値に設定し、(3)と同様の測定を行う。試験結果として上、下妨害波のそれぞれの受信機入力電圧を〔mV〕単位で記載し、1.78〔mV〕□Cであることを確認する。

	A	B	C
1	$2\Delta f$	無変調	以上
2	$2\Delta f$	規定の変調	以上
3	$2\Delta f$	無変調	以下
4	$3\Delta f$	規定の変調	以下
5	$3\Delta f$	規定の変調	以上



A-19 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	利得	共振周波数及びQ	1
2	利得	共振周波数及びQ	3
3	利得	充電及び放電時定数	3
4	通過帯域幅	充電及び放電時定数	1
5	通過帯域幅	充電及び放電時定数	3

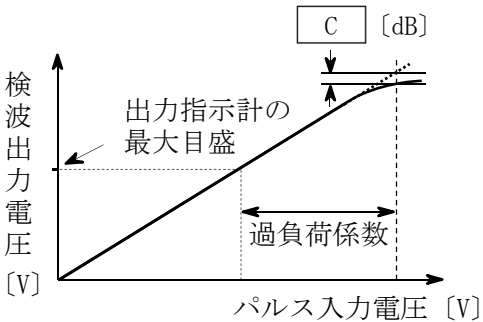


図2 パルス入力電圧に対する検波出力電圧

A-20 デジタルオシロスコープのサンプリング方式に関する一般的な次の記述のうち、正しいものを下の番号から選べ。

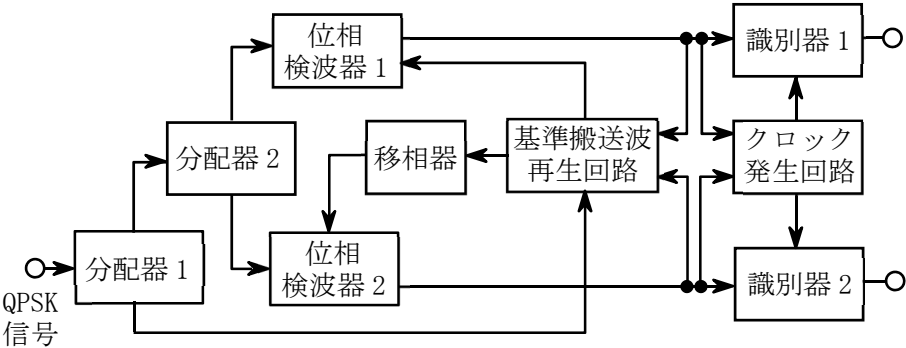
- 1 等価時間サンプリング方式は、単発性のパルスなど周期性のない波形の観測に適している。
- 2 等価時間サンプリング方式の一つであるシーケンシャルサンプリング方式は、トリガ時点以前の入力信号の波形を観測するプリトリガ操作が容易である。
- 3 等価時間サンプリング方式の一つであるランダムサンプリング方式は、トリガ時点を基準にして入力信号の波形のサンプリング位置を一定時間ずつ遅らせてサンプリングを行う。
- 4 実時間サンプリング方式は、繰り返し波形の観測を目的としており、サンプリングする周期に比較して変化の速い波形の観測に適している。
- 5 実時間サンプリング方式で発生する可能性のあるエイリアシング(折返し)は、等価時間サンプリング方式では発生しない。

B-1 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。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (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 □ 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 □ エ □ することなどがある。
- (4) しかし、あまり入力バックオフを □ エ □ してしまうと、中継器の □ オ □ を低下させてしまう。
- 1 総和は減少する 2 総和は増加する 3 大きく 4 小さく 5 電力利用効率
6 非線形 7 線形 8 入力電力 9 出力電力 10 帯域外放射特性

B-2 次の記述は、図に示すデジタル通信に用いられるQPSK復調器の原理的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。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

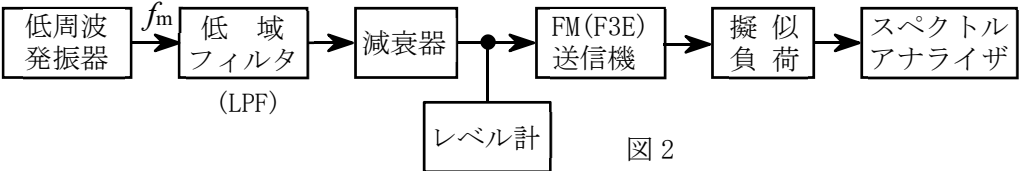
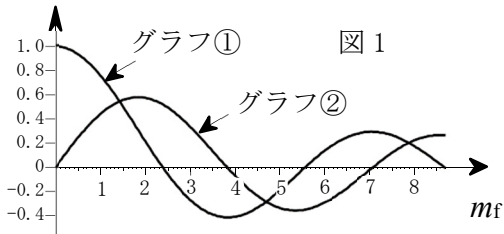
- (1) 位相検波器 1 及び 2 は、「QPSK信号」と「基準搬送波」及び「QPSK信号」と「基準搬送波と位相が □ ア □ [rad] 異なる信号」をそれぞれ □ イ □ し、両者の位相差を出力させるものである。
- (2) 基準搬送波再生回路に用いられる搬送波再生方法の一つである □ ウ □ は、例えば位相検波器 1 及び 2 の出力を用いて、QPSK信号を送信側と逆方向に □ エ □ 変調することによって、情報による □ エ □ の変化を除去し、□ エ □ が元の搬送波と同じ波を得るものである。
- (3) 識別器 1 及び 2 に用いられる符号の識別方法には、位相検波器 1 及び 2 の出力のパルスのピークにおける瞬時値によって符号を識別する瞬時検出方式の他、クロックパルスの □ オ □ 周期内で検波器出力信号波を積分して、その積分値により識別する積分検出法もある。



- 1 $\pi/4$ 2 足し算 3 逆変調方式 4 位相 5 1
6 $\pi/2$ 7 掛け算 8 コスタス方式 9 振幅 10 4

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。

- (1) 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。
- (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 □ 。
- (3) 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。



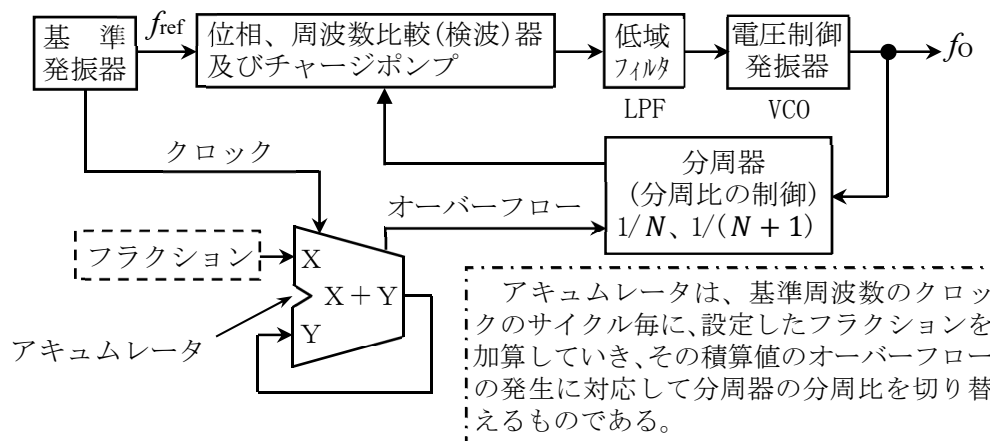
- 1 狭まる 2 搬送波 3 零 4 $m_f f_m$ 5 グラフ②
6 側波帯 7 広がる 8 f_m/m_f 9 最大 10 グラフ①

B-4 次の記述は、図に示す原理的構成例のフラクショナルN型PLL周波数シンセサイザの動作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、 N は正の整数とし、 T_N は N 分周する期間を、 T_{N+1} は $(N+1)$ 分周する期間とする。なお、同じ記号の□内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) このPLL周波数シンセサイザは、基準周波数 f_{ref} [Hz] よりも細かい周波数分解能(周波数ステップ)を得ることができる。また、周期的に二つの整数値の分周比を切り替えることで、非整数による分周比を実現しており、平均のVCOの周波数 f_0 [Hz] は、 $f_0 = (N + \text{ア}) f_{\text{ref}}$ [Hz] で表される。ここで ア は、フラクションと呼ぶ。

- (2) 例えば、 $f_{\text{ref}} = 10$ [MHz]、 $N = 5$ 及びフラクションの設定値を $7/10$ としたとき、連続したクロック 10 サイクル中における分周器の動作は、分周比 $1/5$ が合計 イ サイクル分、分周比 $1/6$ が合計 ウ サイクル分となるように制御され、見かけ上、非整数による分周比となる。また、このときの f_0 は、 エ [MHz] であり、分数表示のフラクションの分子を1ステップずつ変化させると、 f_0 は オ [MHz] ステップずつ変化する。



- | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|----|---|----|----|---------------------------------|
| 1 | 6 | 2 | 7 | 3 | 67 | 4 | 57 | 5 | $\frac{T_N}{T_N + T_{N+1}}$ |
| 6 | 1 | 7 | 2 | 8 | 3 | 9 | 4 | 10 | $\frac{T_{N+1}}{T_N + T_{N+1}}$ |

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。

- (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 ア 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 ア を低減(ディエンファシス)することである。

- (2) 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。

$$e_2 = e_1 R_2 (1 + j\omega\tau) / \text{イ}$$

- (3) $\omega = 0$ 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。

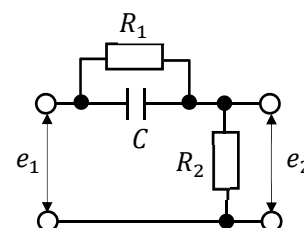
$$Fp(\omega) = e_2/e_{20} = (1 + j\omega\tau) / \text{ウ} \cdots \text{①}$$

- (4) 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。

$$|Fp(\omega)| = \text{エ} \cdots \text{②}$$

- (5) 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。

$$|Fd(\omega)| = \text{オ}$$



- | | | | | | | | | | |
|---|------|---|----------------------------------|---|-------------------------------|---|--|----|-----------------------------|
| 1 | 高域成分 | 2 | $\{R_1 - R_2(1 + j\omega\tau)\}$ | 3 | $1/\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}$ | 4 | $[1 - j\omega\tau\{R_2/(R_1 + R_2)\}]$ | 5 | $\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}$ |
| 6 | 低域成分 | 7 | $\{R_1 + R_2(1 + j\omega\tau)\}$ | 8 | $1/\sqrt{1 - (\omega\tau)^2}$ | 9 | $[1 + j\omega\tau\{R_2/(R_1 + R_2)\}]$ | 10 | $\sqrt{1 - (\omega\tau)^2}$ |