

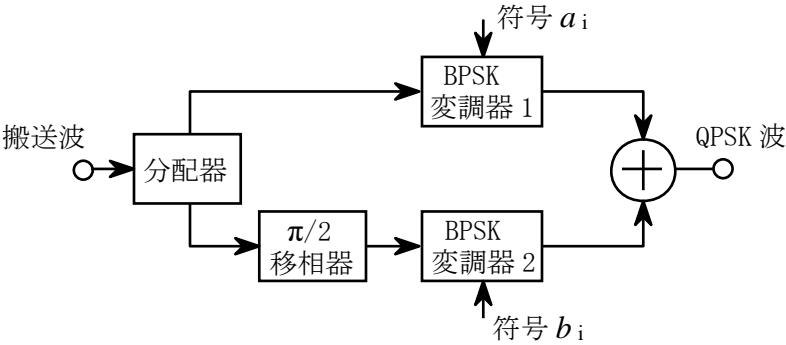
第二級陸上無線技術士「無線工学 A」試験問題

25 問 2 時間 30 分

A-1 次の記述は、図に示す QPSK (4PSK) 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。

- (1) 分配器で分配された搬送波は、BPSK (2PSK) 変調器 1 には直接、BPSK (2PSK) 変調器 2 には $\pi/2$ 移相器を通して入力される。BPSK 変調器 1 の出力の位相は、符号 a_i に対応して変化し、搬送波の位相に対して □ A □ の値をとる。また、BPSK 変調器 2 の出力の位相は、符号 b_i に対応して変化し、搬送波の位相に対して □ B □ の値をとるので、それぞれの出力を合成 (加算) することにより、QPSK 波を得る。
- (2) このように、QPSK は、搬送波の $\pi/2$ おきの位相を用いて、1 シンボルで □ C □ ビットの情報を送る変調方式である。

	A	B	C
1	0 又は π	$\pi/2$ 又は $3\pi/2$	2
2	0 又は π	$\pi/2$ 又は $3\pi/2$	4
3	0 又は π	$\pi/4$ 又は $3\pi/4$	4
4	0 又は $\pi/4$	$\pi/2$ 又は $3\pi/2$	4
5	0 又は $\pi/4$	$\pi/4$ 又は $3\pi/4$	2

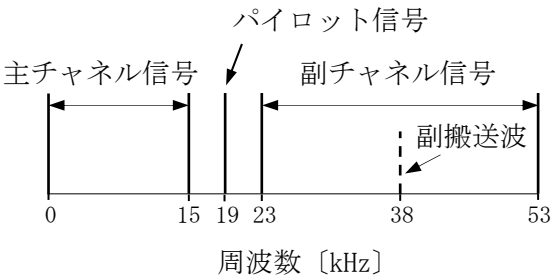


A-2 次の記述は、セルラー方式の移动通信システムの通信規格の一つであり、LTE (Long Term Evolution) と呼ばれる我が国のシングルキャリア周波数分割多元接続 (SC-FDMA) 方式携帯無線通信を行う無線局等について述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

- 1 LTE では、陸上移動局 (携帯端末) から基地局へ送信する場合、ピーク電力対平均電力比 (PAPR) の低減が可能な SC-FDMA が用いられているため、送信電力増幅器の電力消費を抑えることにつながり、携帯端末の省電力化や送信電力増幅器の低廉化が可能となる。
- 2 LTE は、基地局から陸上移動局 (携帯端末) へ送信を行う場合、直交周波数分割多重 (OFDM) 方式が用いられる。
- 3 直交周波数分割多重 (OFDM) 方式は、シンボル時間が短いほどマルチパス遅延波の干渉を受ける時間が相対的に短くなるので、シンボル間干渉を受けにくくなる。
- 4 直交周波数分割多重 (OFDM) のようなマルチキャリア方式では、それぞれのサブキャリア信号の変調波がランダムにいろいろな振幅や位相をとり、シングルキャリア方式に比較して信号のピーク電力対平均電力比 (PAPR) が高くなるため、高性能な線形出力特性を持つ送信電力増幅器が必要となる。
- 5 基地局から携帯端末へ送信を行う回線においては、無線フレーム長を短縮することにより、接続遅延や制御遅延などの短縮が可能となり、低遅延の無線ネットワークを実現している。

A-3 次の記述は、図に示す我が国の FM 放送 (アナログ超短波放送) における主搬送波を変調するステレオ複合 (コンポジット) 信号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。

- (1) 左チャンネル信号及び右チャンネル信号から和信号及び差信号を作り、その内の和信号を主チャンネル信号として、0~15 [kHz] の帯域で伝送する。副チャンネル信号としては、38 [kHz] の副搬送波を差信号で □ A □ 変調し、23~53 [kHz] の帯域で伝送する。なお、その副搬送波は、抑圧するものである。
- (2) 19 [kHz] のパイロット信号は、受信側で副チャンネル信号を復調するときに必要な □ B □ を作るために付加する。
- (3) 「主搬送波の最大周波数偏移」は (±) 75 [kHz] である。パイロット信号による主搬送波の周波数偏移は「主搬送波の最大周波数偏移」の 10 [%] である。また、主チャンネル信号及び副チャンネル信号による主搬送波の周波数偏移の最大値は、それぞれ「主搬送波の最大周波数偏移」の □ C □ である。

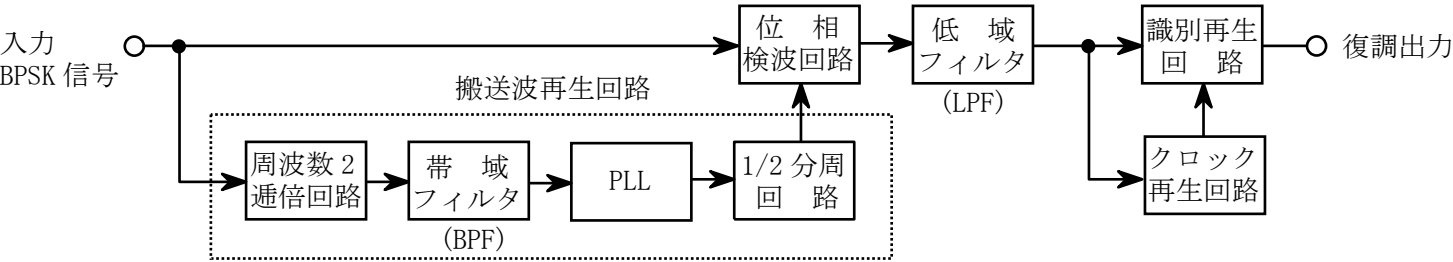


	A	B	C
1	角度	副搬送波	45 [%]
2	角度	主搬送波	15 [%]
3	角度	副搬送波	30 [%]
4	振幅	副搬送波	45 [%]
5	振幅	主搬送波	15 [%]

A-4 AM(A3E)送信機において、搬送波電力 100 [W] の高周波を単一正弦波で振幅変調したとき、出力の平均電力が 108 [W] であった。このときの変調度の値として、正しいものを下の番号から選べ。

- 1 30 [%] 2 40 [%] 3 50 [%] 4 60 [%] 5 70 [%]

A-5 次の記述は、図に示す BPSK (2PSK) 信号の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。

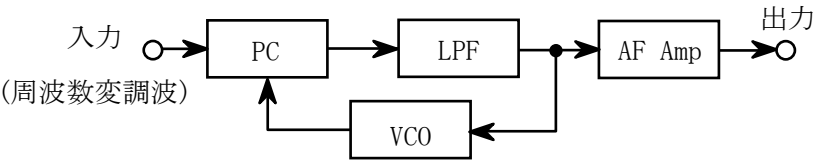


- (1) この復調回路は、□ A □ 検波方式を用いている。
(2) 位相検波回路で入力BPSK信号と搬送波再生回路で再生した搬送波との □ B □ を行い、低域フィルタ (LPF)、識別再生回路及びクロック再生回路によってデジタル信号を復調する。
(3) 搬送波再生回路は、周波数2通倍回路、帯域フィルタ (BPF)、位相同期ループ (PLL) 及び 1/2 分周回路で構成されており、入力の BPSK 信号の位相がデジタル信号に応じて π [rad] 変化したとき、搬送波再生回路の帯域フィルタ (BPF) の出力の位相は □ C □ 。

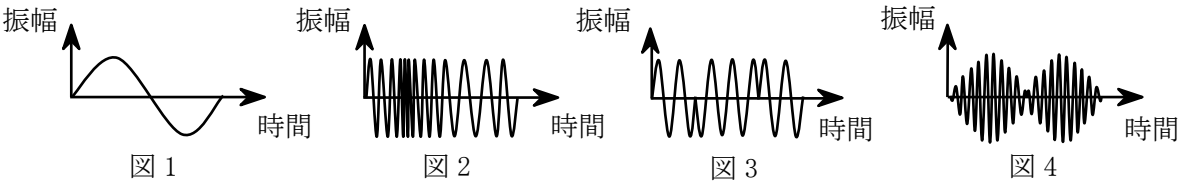
	A	B	C
1	遅延	掛け算	変わらない
2	遅延	加算	変わらない
3	遅延	掛け算	π [rad] 変化する
4	同期	掛け算	変わらない
5	同期	加算	π [rad] 変化する

A-6 次の記述は、図に示す FM (F3E) 受信機に用いられる位相同期ループ (PLL) 復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。

- (1) PLL 復調器は、位相検出 (比較) 器 (PC)、低域フィルタ (LPF)、低周波増幅器 (AF Amp) 及び電圧制御発振器 (VCO) で構成される。
(2) この復調器に入力された単一正弦波で変調されている □ A □ のような周波数変調波の搬送波周波数と VCO の自走周波数が同一のとき、この復調器は、□ B □ のような波形を出力する。



	A	B
1	図 1	図 4
2	図 2	図 1
3	図 3	図 2
4	図 4	図 1
5	図 4	図 3

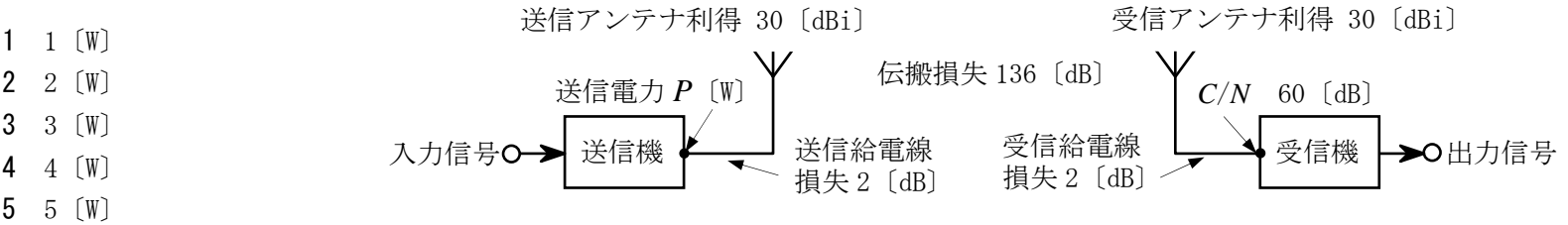


A-7 次の記述は、FM (F3E) 受信機の限界受信レベル (スレッシュホールドレベル) について述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、スレッシュホールドは、搬送波の尖頭電圧と雑音の尖頭電圧が等しくなる点であり、雑音は受信機内部で発生する連続性雑音でその尖頭電圧は実効値の 4 倍とし、搬送波は正弦波とする。
また、 $\log_{10}2 = 0.3$ 、 $\sqrt{2} = 1.4$ とする。

- (1) S/N 改善利得を得るのに必要な受信電力の限界値がスレッシュホールドレベルであり、スレッシュホールドを搬送波の実効値と雑音の実効値で比較し、その値 (C/N) をデシベルで表すと □ A □ [dB] となる。
(2) 受信機の入力換算雑音電圧の実効値が 0.35 [μV] のとき、スレッシュホールドレベルと等しくなる受信機入力の搬送波の実効値は、□ B □ [μV] である。

	A	B
1	12	2
2	12	1
3	9	5
4	9	2
5	9	1

A-8 図に示す無線通信回線において、送信機の送信電力(平均電力) P の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、受信機の入力に換算した搬送波電力対雑音電力比(C/N)を 60 [dB]、送信給電線及び受信給電線の損失をそれぞれ 2 [dB]、送信アンテナ及び受信アンテナの絶対利得をそれぞれ 30 [dBi]、両アンテナ間の伝搬損失を 136 [dB] 及び受信機の雑音電力の入力換算値を -107 [dBm] とする。また、1 [mW] を 0 [dBm]、 $\log_{10}2=0.3$ とする。



A-9 抵抗 300 [Ω] から発生する熱雑音電圧の実効値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、等価雑音帯域幅を 3.2 [MHz]、周囲温度を 300 [K]、ボルツマン定数を 1.38×10^{-23} [J/K] とする。

- 1 1×10^{-6} [V]

2 2×10^{-6} [V]

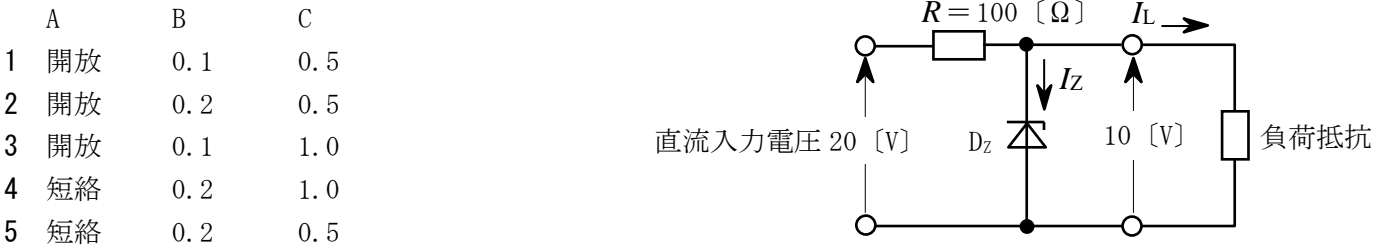
3 3×10^{-6} [V]

4 4×10^{-6} [V]

5 5×10^{-6} [V]

A-10 次の記述は、図に示す基本的な定電圧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、ツェナーダイオード D_z のツェナー電圧を 10 [V]、直流入力電圧を 20 [V]、抵抗 R を 100 [Ω] とする。

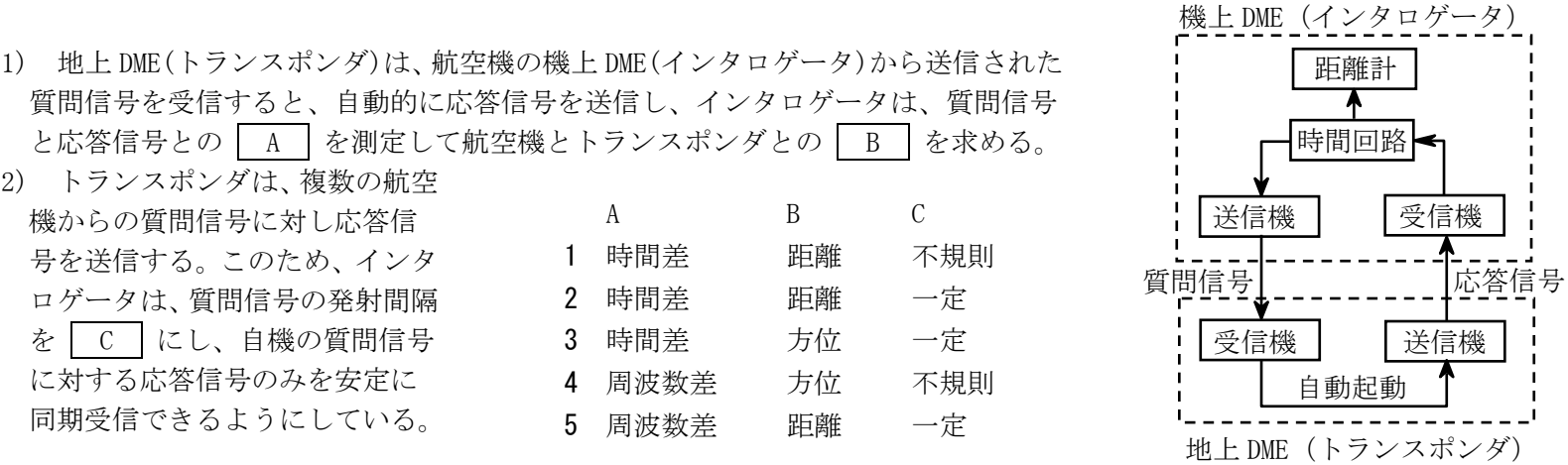
D_z に流れる電流 I_z [A] と負荷抵抗に流れる電流 I_L [A] との和は、一定である。よって、 I_z の最大値は、負荷が □ A のときで、□ B [A] になる。したがって、このときに D_z で消費される電力 □ C [W] より大きい許容損失の D_z を使用する必要がある。



A-11 次の記述は、無停電電源装置用蓄電池の浮動充電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。

- | | | | |
|---|------|------|-----|
| | A | B | C |
| (1) 整流装置に蓄電池と負荷とを □ A に接続し、蓄電池には自己放電を補う程度の電流で常に充電を行う。 | 1 直列 | 整流装置 | 負荷 |
| (2) 通常の使用状態では、負荷には □ B から電力が供給される。 | 2 直列 | 蓄電池 | 蓄電池 |
| (3) □ C は、電圧変動を吸収する役目をする。 | 3 並列 | 整流装置 | 負荷 |
| | 4 並列 | 蓄電池 | 負荷 |
| | 5 並列 | 整流装置 | 蓄電池 |

A-12 次の記述は、図に示す航空用 DME(距離測定装置)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。



A-13 最大探知距離 R_{\max} が 10 [km] のパルスレーダーの送信せん頭電力を 9 倍にしたときの R_{\max} の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、 R_{\max} は、レーダー方程式によるものとする。

- 1 26.5 [km]

2 24.5 [km]

3 22.4 [km]

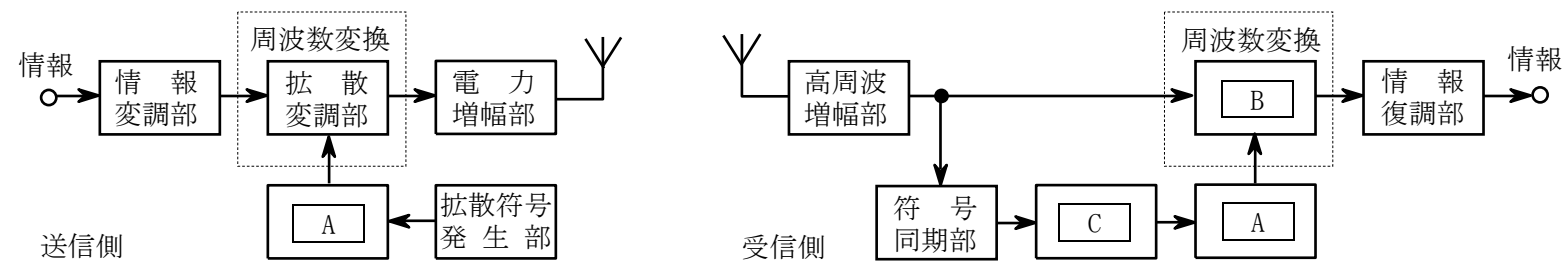
4 17.3 [km]

5 14.1 [km]

A-14 次の記述は、パルス幅変調(PWM)及びパルス振幅変調(PAM)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。

- | | | | | |
|-----|--|-------|------|------|
| | | A | B | C |
| (1) | PWM 信号又は PAM 信号を、振幅の直線性が悪い増幅器で増幅したとき、復調した信号にひずみを生じやすいのは、□ A □ である。 | 1 PAM | できない | できない |
| (2) | PWM 信号は、低域フィルタ (LPF) を用いて復調することが □ B □ 。 | 2 PAM | できる | できない |
| (3) | PAM 信号は、低域フィルタ (LPF) を用いて復調することが □ C □ 。 | 3 PWM | できない | できる |
| | | 4 PWM | できない | できない |
| | | 5 PAM | できる | できる |

A-15 図は、周波数ホッピング (FH) を用いたスペクトル拡散通信方式の原理的な構成例を示したものである。□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。



- | | | |
|-------------|---------|----------|
| A | B | C |
| 1 周波数シンセサイザ | 拡散復調部 | 拡散符号発生部 |
| 2 周波数シンセサイザ | 拡散復調部 | ガウス雑音発生部 |
| 3 シフトレジスタ | 拡散符号発生部 | ガウス雑音発生部 |
| 4 シフトレジスタ | 拡散復調部 | ガウス雑音発生部 |
| 5 シフトレジスタ | 拡散符号発生部 | 拡散符号発生部 |

A-16 通信衛星（静止衛星）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。

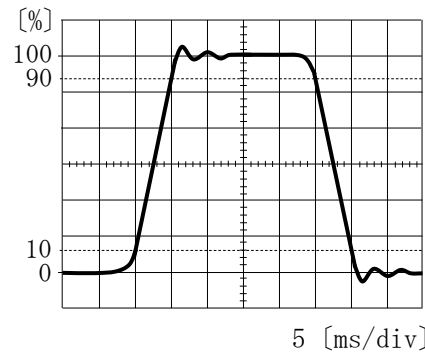
- 通信衛星は、通信を行うための機器(ミッション機器)及びこれをサポートする共通機器(バス機器)から構成され、ミッション機器には、通信用アンテナ及び中継器(トランスポンダ)などがある。
- マイクロ波 (SHF) 帯の通信用アンテナとして、主として反射鏡アンテナ及びホーンアンテナが用いられる。
- 中継器(トランスポンダ)は、地球局から通信衛星向けのダウンリンクの周波数を通信衛星から地球局向けのアップリンクの周波数に変換するとともに、ダウンリンクで減衰した信号を必要なレベルに増幅して送信する。
- バス機器を構成する電源機器において、主電力を供給する太陽電池のセルは、一般に、三軸衛星では展開式の平板状のパネルに実装される。
- 中継器(トランスポンダ)を構成する受信機は、地球局からの微弱な信号の増幅を行うので、その初段には低雑音増幅器が必要であり、GaAsFET や HEMT などが用いられている。

A-17 伝送速度 20 [Mbps] のデジタル回線のビット誤り率を測定した結果、ビット誤り率が 1×10^{-8} であった。この値は、ビット誤り率の測定を開始してから終了するまでの測定時間内において、平均的に t [s] 毎に 1 [bit] の誤りが生じていることと等価である。このときの t の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、測定時間は、 t [s] より十分に長いものとする。

- | | | | | |
|----------|----------|---------|---------|---------|
| 1 15 [s] | 2 10 [s] | 3 8 [s] | 4 6 [s] | 5 5 [s] |
|----------|----------|---------|---------|---------|

A-18 オシロスコープで図に示すパルス信号が観測された。パルス信号の立ち上がり時間及びパルス幅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、パルス波形の振幅は、オシロスコープの表示面にあらかじめ設定されている垂直目盛りの 0 及び 100 [%] に合わせてあるものとし、水平軸の一目盛り当たりの掃引時間は 5 [ms] とする。

- | | | |
|---|---------|---------|
| | 立ち上がり時間 | パルス幅 |
| 1 | 5 [ms] | 25 [ms] |
| 2 | 5 [ms] | 20 [ms] |
| 3 | 10 [ms] | 25 [ms] |
| 4 | 10 [ms] | 20 [ms] |
| 5 | 10 [ms] | 30 [ms] |

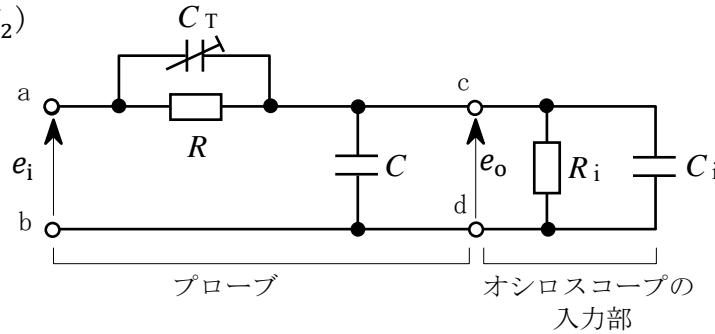


A-19 次の記述は、図に示すオシロスコープの入力部とプローブについて述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

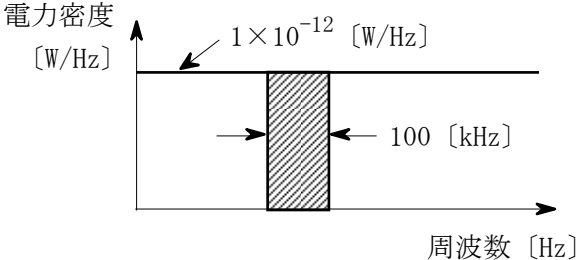
- (1) プローブは、抵抗 R 、可変静電容量 C_T 及びケーブルの静電容量 C で構成され、入力抵抗 R_i と入力容量 C_i で構成されるオシロスコープ入力部とで □ A □ として動作する。
- (2) R と C_T の並列インピーダンスを Z_1 とし、 C 、 R_i 及び C_i の並列インピーダンスを Z_2 とすると、オシロスコープの入力端子 c-d の電圧 e_o とプローブの入力端子 a-b の電圧 e_i との電圧比 (e_o / e_i) は、次式で表され、 C_T の値を □ B □ の条件を満たすように調整することにより、電圧比 (e_o / e_i) は、周波数にかかわらず一定値になる。この調整は、特に □ C □ の波形観測に重要である。

$$e_o / e_i = Z_2 / (Z_1 + Z_2)$$

A	B	C
1 減衰器	$C_T = (C + C_i) R / R_i$	正弦波
2 減衰器	$C_T = (C + C_i) R / R_i$	方形波
3 減衰器	$C_T = (C + C_i) R_i / R$	方形波
4 増幅器	$C_T = (C + C_i) R / R_i$	方形波
5 増幅器	$C_T = (C + C_i) R_i / R$	正弦波



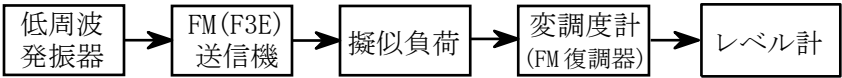
A-20 図に示す電力密度の値が 1×10^{-12} [W/Hz] の雑音を、周波数帯域幅が 100 [kHz] の理想矩形フィルタを持つスペクトルアナライザで測定したときの電力の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、雑音はスペクトルアナライザの帯域内の周波数のすべてにわたって一様であるとし、フィルタの損失はないものとする。また、1 [mW] を 0 [dBm] とする。



- 1 -10 [dBm] 2 -20 [dBm] 3 -30 [dBm] 4 -40 [dBm] 5 -50 [dBm]

B-1 次の記述は、図に示す FM(F3E) 送信機のプレエンファシス特性の測定法の一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) 変調度計の高域フィルタ (HPF) を断 (OFF)、低域フィルタ (LPF) の遮断周波数を □ ア □ [kHz] 程度に設定する。
- (2) 送信機は、指定チャネルに設定して送信し、変調は、□ イ □ 波の 1,000 [Hz] で周波数偏移許容値の 70 [%] に設定する。
- (3) (2) の変調状態での復調出力レベルを測定し、そのときの低周波発振器の出力レベルを記録する。
- (4) 低周波発振器の周波数を 300 [Hz] とし、(3) のときと □ ウ □ 復調出力レベルが得られるように低周波発振器の出力レベルを変化させその値を記録する。
- (5) 低周波発振器の周波数を 500 [Hz]、2,000 [Hz] 及び 3,000 [Hz] と順次変えて (4) と同様な測定を行い低周波発振器の出力レベルの値を記録する。
- (6) (3) の □ エ □ の出力レベルを基準として、(4) 及び (5) における出力レベルとの比を基にプレエンファシス特性を求め、その特性が法令等で規定された許容値範囲内であることを確認する。
- (7) 低周波発振器の出力レベルを一定として、復調出力レベルを測定する方法も可能である。その場合、1,000 [Hz] を基準として測定するが、□ オ □ [Hz] で飽和しないように注意する。



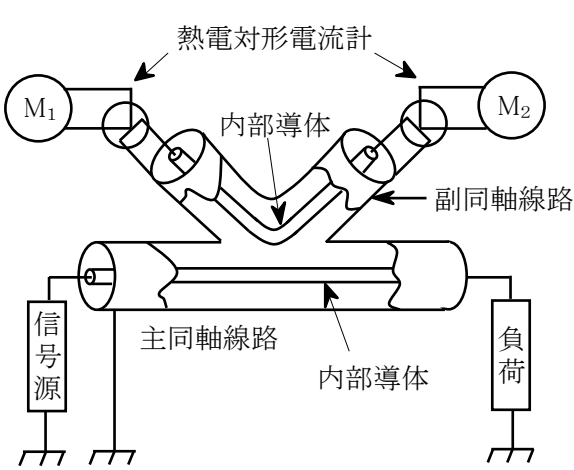
- 1 15 2 三角 3 正弦 4 3,000 5 500
6 150 7 同じ 8 6 [dB] 低い 9 低周波発振器 10 変調度計

B-2 次の記述は、SSB(J3E) 通信方式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 SSB(J3E) 通信方式は、AM(A3E) 波の二つの側波帯を伝送して、変調信号を受信側で再現させる方式である。
- イ SSB(J3E) 波の占有周波数帯幅は、変調信号が同じとき、AM(A3E) 波のほぼ 1/2 である。
- ウ SSB(J3E) 波は、変調信号の無いときでも放射される。
- エ SSB(J3E) 波は、AM(A3E) 波に比べて選択性フェージングの影響を受け難い。
- オ SSB(J3E) 波は、搬送波が低減されているため、他の SSB 波の混信時にビート妨害を生じる。

B-3 次の記述は、図に示す CM 形電力計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。

- (1) CM 形電力計は、□ ア □ 高周波電力計の一種であり、主同軸線路の内部導体の近くに副同軸線路の内部導体を配置し、副同軸線路の両端に熱電対形電流計を接続したものである。
- (2) 副同軸線路には、その内部導体と主同軸線路の内部導体との間の □ イ □ によって主同軸線路の電圧に比例する電流が流れ、また、副同軸線路の内部導体と主同軸線路の内部導体との間の □ ウ □ によって主同軸線路に流れる電流に比例する電流が流れる。
- (3) CM 形電力計を構成する素子などが電氣的に一定の条件を満足するようにしてあれば、熱電対形電流計の指示は、副同軸線路に流れる電流の □ エ □ に比例するので、その指示値から負荷への入射波電力及び負荷からの □ オ □ 電力の測定ができる。



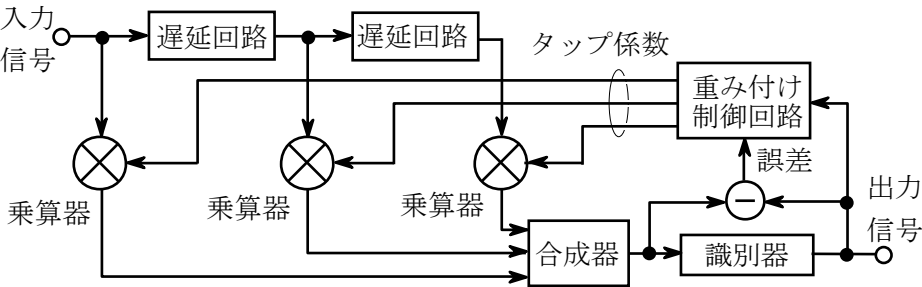
- | | | | | |
|-------|-------------|--------|------------|--------|
| 1 通過形 | 2 負性抵抗 | 3 静電容量 | 4 2 乗 | 5 3 乗 |
| 6 終端形 | 7 相互インダクタンス | 8 表皮効果 | 9 スプリアス発射の | 10 反射波 |

B-4 次の記述は、デジタル・ストレージ型スペクトルアナライザによる周波数測定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 多数の信号のスペクトルが近接し混在している場合は、雑音等の隣接した妨害波の影響がない測定条件のもとであっても希望する信号のスペクトルの周波数測定はできない。
- イ 基準発振器又は外部基準周波数信号の周波数が不正確であっても、局部発振器にシンセサイザを用いているため、十分な周波数測定精度を得ることができる。
- ウ 希望する信号のスペクトルよりも振幅が大きいスペクトルがある場合、又は複数スペクトルの周波数を測定する場合は、ネクストピーク等のマーカサーチ機能を用いて効率的に測定することができる。
- エ 機能的には、分析したスペクトル周波数をマーカで読み取る方式及び局部発振周波数と中間周波数を周波数カウンタと同様に計数することによりマーカを置いた信号スペクトルの周波数を高分解能で測定する方式を併設しているものがある。
- オ トリガモードによる掃引機能を用いて、発生頻度の低い信号のスペクトルの周波数測定ができる。

B-5 次の記述は、図に示すデジタル無線通信に用いられるトランスバーサル形自動等化器の原理的構成例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) 周波数選択性フェージングなどによる伝送特性の劣化は、波形ひずみとなって現れるため、□ ア □ が大きくなる原因となる。トランスバーサル形自動等化器は、波形を補償する □ イ □ の一つである。
- (2) 図に示すように、トランスバーサル形自動等化器は、□ ウ □ ずつパルス列を遅らせ、それぞれのパルスに重み係数(タップ係数)を乗じ、重み付けをして合成することにより、理論的に周波数選択性フェージングなどより生じた符号間干渉を打ち消すことができる。
- (3) 重み付けの方法は、図に示すように合成器の出力を識別器に入れ、識別時点における必要とする信号レベルとの誤差を検出し、この誤差が前後のどのパルスから生じたのかを、ビットと乗算して □ エ □ を検出し判定する。これにより、符号間干渉を与えているパルスに対するタップ係数を制御して誤差を打ち消す。
- (4) QAM など直交した搬送波間の干渉に対処するには、図に示す構成例による回路等を □ オ □ して構成する。



- | | | | | |
|-----------------|--------------|-----------|--------|----------|
| 1 信号対干渉雑音比(S/I) | 2 時間領域自動等化器 | 3 1/2 ビット | 4 直交成分 | 5 2 次元化 |
| 6 符号誤り率 | 7 周波数領域自動等化器 | 8 1 ビット | 9 相関成分 | 10 3 次元化 |