Fig. 1 (a), Fig. 1 (b)のような閉ループ制御系がある。ここで、$K_1$, $K_2$, $K_3$は正の定数とする。偏差 $E(s) = X(s) - Y(s)$ として、以下の問いに答えよ。

(1) Fig. 1 (a), Fig. 1 (b)の各の制御系について、目標値 $X(s)$ から偏差 $E(s)$ までの伝達関数 $\frac{E(s)}{X(s)}$ を求めよ。

(2) Fig. 1 (a)の制御系において、定常位置偏差（$X(s) = 1/s$ に対する定常偏差）が 0 で、かつ単位ステップ応答にぎっくみが生じない $K_1$ の最大値を求めよ。また、$K_1$ の最大値を用いて定常速度偏差（$X(s) = 1/s^2$ に対する定常偏差）を求めよ。

(3) Fig. 1 (a)の制御系において、定常速度偏差が 1 になるように $K_1$ の値を求めよ。また、ここで求めた $K_1$ の値を用いて単位ステップ応答の概形を描け。

(4) Fig. 1 (b)の制御系において、定常位置偏差が 0 で、かつ定常速度偏差が 1 になるように $K_2$, $K_3$ の値を求めよ。

(5) 問(2)で求めた $K_1$ の最大値と問(4)で求めた $K_2$, $K_3$ の値を用いるとき、Fig. 1 (a), Fig. 1 (b) の制御系の単位ステップ応答の違いについて説明せよ。

Consider the closed-loop control systems shown in Fig. 1 (a) and Fig. 1 (b), where the constants $K_1$, $K_2$ and $K_3$ are positive. The error is defined by $E(s) = X(s) - Y(s)$. Answer the following questions.

(1) Find the transfer function $\frac{E(s)}{X(s)}$ from the reference $X(s)$ to the error $E(s)$ for the control systems shown in Fig. 1 (a) and Fig. 1 (b), respectively.

(2) For the control system shown in Fig. 1 (a), find the maximum value of $K_1$ so that the steady-state position error (steady-state error for $X(s) = 1/s$) is equal to 0 and the waveform of the unit step response has no overshoot. Find the steady-state velocity error (steady-state error for $X(s) = 1/s^2$) for the maximum value of $K_1$. 
(3) For the control system shown in Fig. 1 (a), find the value of $K_1$ so that the steady-state velocity error is equal to 1. Sketch the waveform of the unit step response for the value of $K_1$ found here.

(4) For the control system shown in Fig. 1 (b), find the values of $K_2$ and $K_3$ so that the steady-state position error is equal to 0 and the steady-state velocity error is equal to 1.

(5) Explain the differences in the unit step response between the control systems shown in Fig. 1 (a) and Fig. 1 (b), when the maximum value of $K_1$ found in question (2) and the values of $K_2$ and $K_3$ found in question (4) are used.

---

**Fig. 1 (a)**

**Fig. 1 (b)**
Fig. 2 (a)に示すような、振幅変調（AM）方式の伝送系がある。伝送路は理想的で、損失はないものとする。ここで \( s(t) = \sin(2\pi f_m t) \) で表される、周波数 \( f_m \) の低周波入力信号である。また \( g_{\text{AM}}(t) \) と \( n(t) \) はそれぞれ AM 信号と両側電力スペクトル密度 \( kT/2 \) の白色雑音を表す。ここで、\( k \) はボルツマン定数、\( T \) は絶対温度で表した周囲温度である。また変調度および搬送波の振幅と周波数をそれぞれ \( m, A_c, f_c \) とする。受信機において増幅器の利得は \( G \), 雑音指数は \( F \) である。またバンドパスフィルタ（BPF）は中心周波数を \( f_c \) とする、通過帯域幅 \( 2f_r \) の下式で表される理想的な通過特性を持つものとする。

\[
H(f) = \begin{cases} 
1, & ||f|-f_c|<f_r \\
0, & \text{その他}
\end{cases}
\]

なお \( f_m, f_c \) および \( f_r \) は \( 0 < f_m < f_r < f_c \) の関係を満足する。このとき、以下の問いに答えよ。

(1) Fig. 2 (b) に示す構成要素を用いて、送信機（Fig. 2 (a)の破線で囲んだ部分）のブロック図を描け。ただしそれぞれの構成要素は何度用いてもよい。

(2) AM 信号 \( g_{\text{AM}}(t) \) の式を求めよ。

(3) \( g_{\text{AM}}(t) \) の電力効率 \( \eta_{\text{AM}} \) の式を求めよ。

(4) 検波器出力信号の信号対雑音電力比 \( (S/N) \) を \( \text{dB} \) を単位として求めよ。ただし \( g_{\text{AM}}(t) \) の電力は \(-110\ \text{dBW} \) で \( \text{dB} \) を単位として\( m = 1, f_m = 2\ \text{kHz}, F = 6\ \text{dB}, k = 1.38 \times 10^{-23} \text{J/K}, T = 300\ \text{K} \) とする。

必要な値は、\( \log_{10} 1.38 \approx 0.14, \log_{10} 2 \approx 0.30, \log_{10} 3 \approx 0.48 \) を用いてよい。
Consider a transmission system using amplitude modulation (AM) as shown in Fig. 2(a). The transmission channel is assumed to be ideal and lossless. Here, \( s(t) \) denotes a low frequency input signal with a signal frequency of \( f_m \) expressed as \( s(t) = \sin(2\pi f_m t) \). \( g_{AM}(t) \) and \( n(t) \) are the AM signal and a white noise whose double-sided power spectral density is \( kT/2 \), respectively. Here, \( k \) and \( T \) are the Boltzmann constant and the ambient temperature represented by the absolute temperature, respectively. The modulation index, amplitude and frequency of the carrier wave are \( m, A_c \) and \( f_c \), respectively. In the receiver, the gain and the noise figures of the amplifier are \( G \) and \( F \), respectively. The band pass filter (BPF) is assumed to have ideal transmission characteristics expressed by the following equation, with a center frequency \( f_c \) and a bandwidth of \( 2f_T \).

\[
H(f) = \begin{cases} 
1, & |f| - f_c | < f_T \\
0, & \text{otherwise.}
\end{cases}
\]

Here, \( f_m, f_c \) and \( f_T \) satisfy the relation of \( 0 < f_m < f_T << f_c \). Answer the following questions.

1. Draw a block diagram of the transmitter (surrounded by a broken line in Fig. 2(a)) using the constituent elements given in Fig. 2(b). Each element may be used multiple times.

2. Derive an expression for the AM signal, \( g_{AM}(t) \).

3. Derive the power efficiency \( \eta_{AM} \) of \( g_{AM}(t) \).

4. Derive the signal power to the noise power ratio \( (S/N) \) of the output from the detector in units of dB. Here, the power of \( g_{AM}(t) \) is assumed to be \(-110 \text{ dBW} \) (with 0 dBW = 1W), \( m = 1 \), \( f_m = 2 \text{ kHz} \), \( F = 6 \text{ dB} \), \( k = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K} \), and \( T = 300 \text{ K} \), respectively.

Use \( \log_{10} 1.38 \cong 0.14 \), \( \log_{10} 2 \cong 0.30 \), \( \log_{10} 3 \cong 0.48 \), if necessary.
問題 2 通信工学

Fig. 2 (a)

Fig. 2 (b)
エミッタE，ベースB，コレクタCの端子を持つnnp バイポーラトランジスタの微小信号等価回路モデルに関連して，以下の問いに答えよ．

(1) エミッタ接地回路において，Fig. 3 (a) に示す微小信号等価回路のT形モデルを考える．ここで $a$ はベース接地電流利得を表す．

(a) トランジスタ構造から導出されるT形モデルに対して，Fig. 3 (b) に示す h パラメータ（入力インピーダンス $h_{ie}$，電圧増幅率 $h_{re}$，電流利得 $h_{fe}$，出力アドミッタンス $h_{oc}$）を考える．$v_{be}$ よりおよび $i_e$ を，h パラメータと $v_{ce}$, $i_b$ を用いて表すとともに，$h_{fe}$ を実験的に求める測定方法を簡潔に述べよ．

(b) 一般に電子回路の設計では，h パラメータのうち $h_{ie}$ と $h_{fe}$ だけが使用される．$h_{re}$ よりおよび $h_{oc}$ をT形モデルの回路定数で表すことにより，$h_{re}$ と $h_{oc}$ をゼロと近似できる条件を導出せよ．

(c) 入力インピーダンスと出力インピーダンスの大小関係を，トランジスタの動作原理に基づき説明せよ．

(2) 2 個のトランジスタ $Tr_1$, $Tr_2$ を用いた Fig. 3 (c) のカスコード増幅器を考える．ここで入力電圧 $v_{in}$ より出力電圧 $v_{out}$ は，交流の微小信号電圧である．

(a) $h_{re}$, $h_{oc}$ を除いて簡易化したh パラメータモデルを用いて，増幅器の微小信号等価回路を示すとともに，微小信号等価回路から増幅器の電圧利得 $K_v$ (= $v_{out}$ / $v_{in}$) を求めよ．ここで，2 個のトランジスタは同じh パラメータ $h_{ic}$, $h_{fe}$ を持つこととする．

(b) カスコード増幅器の電圧利得を，$Tr_2$ のないエミッタ接地増幅器の電圧利得と比較するとともに，高周波動作においてカスコード増幅器が利点を有する理由を述べよ．

Answer the following questions on small-signal equivalent circuit models for an nnp bipolar transistor with emitter E, base B and collector C terminals.

(1) Consider the T model of a small-signal equivalent circuit shown in Fig. 3 (a), for a common-emitter circuit. Here $a$ is the common-base current gain.

(a) For the T model derived from a transistor structure, suppose the h parameters (input impedance $h_{ie}$, voltage feedback ratio $h_{re}$, current gain $h_{fe}$ and output admittance $h_{oc}$) are as shown in Fig. 3 (b). Express $v_{be}$ and $i_e$ in terms of the h parameters, $v_{ce}$ and $i_b$, and briefly explain the measurement method for evaluating $h_{fe}$ experimentally.
(b) In general, only $h_{ie}$ and $h_{fe}$ in the h parameters are used for electronic circuit design. Derive the condition for approximating $h_{re}$ and $h_{oe}$ as zero, by expressing $h_{re}$ and $h_{oe}$ in terms of the circuit constants of the T model.

(c) Explain the magnitude relation between the input impedance and the output impedance, based on the operation principle of the transistor.

(2) Consider the cascode amplifier using the two transistors $Tr_1$ and $Tr_2$ in Fig. 3 (c). Here, the input voltage $v_{in}$ and the output voltage $v_{out}$ are alternating small-signal voltages.

(a) Show the small-signal equivalent circuit of the amplifier by using the simplified h parameter model without $h_{re}$ and $h_{oe}$, and derive the voltage gain $K_v (= v_{out}/v_{in})$ of the amplifier based on the small-signal equivalent circuit. Here, the two transistors have the same h parameters $h_{ie}$ and $h_{fe}$.

(b) Compare the voltage gain of the cascode amplifier with that of a common-emitter amplifier without $Tr_2$, and describe the reason why the cascode amplifier has an advantage in high-frequency operation.
Consider a sequential circuit which receives two 1-bit signals $x_t, y_t \in \{0, 1\}$ and outputs two 1-bit signals $z_t, b_t \in \{0, 1\}$ at each time $t = 1, 2, \ldots$ in synchronization with a clock. Suppose that

$$ (x_t x_{t-1} \ldots x_2 x_1)_2 - (y_t y_{t-1} \ldots y_2 y_1)_2 = (z_t z_{t-1} \ldots z_2 z_1)_2 - b_t \cdot 2^t $$

holds at each time $t$. Here $(\_)_2$ denotes the value of a binary number.

1. Find each of the values of $z_3$, $z_2$, $z_1$ and $b_3$ when $(x_3 x_2 x_1)_2 = 3$ and $(y_3 y_2 y_1)_2 = 5$.

2. Prove that $x_t - y_t = z_t - 2b_t + b_{t-1}$ at each time $t$.

3. Give the truth table of $z_t$ and $b_t$ on $x_t$, $y_t$ and $b_{t-1}$.

4. Show $z_t$ and $b_t$ as logical expressions in minimum sum-of-products forms in terms of $x_t$, $y_t$ and $b_{t-1}$. 
2014年3月実施
問題5計算機2
(1頁目／1頁中)

(1) BNF記法による次の文法Gを考える。ただし、a,bは終端記号、eは空系列を表す。

\[ \langle S \rangle ::= \langle S \rangle a \langle S \rangle b \mid \langle S \rangle b \mid e \]

(a) Gで文字列abbを生成する構文木を全て示せ。
(b) Gで文字列abbを生成する最終導出を全て示せ。

(2) 加算＋、乗算*、括弧(,)、および、変数wxyzで構成される算術式の集合Fを考える。ただし、*は＋より高い優先順をもつものとし、全ての演算子は左結合とする。

(a) Fの算術式を生成する文法をBNF記法で与えよ。
(b) 問(2)(a)で与えた文法を用いて次の算術式を生成する構文木を示せ。

\[ w + x * y + (w + x * y) * z \]

(c) w=2, x=3, y=4, z=5のとき、問(2)(b)の算術式の値がスタックを用いて計算されるとする。計算に必要なスタック領域の大きさを示せ。その根拠をスタックの状態遷移を示し説明せよ。

(1) Consider the following grammar G in BNF. Here, a and b denote terminal symbols and e denotes the empty sequence.

\[ \langle S \rangle ::= \langle S \rangle a \langle S \rangle b \mid \langle S \rangle b \mid e \]

(a) Give all the syntactic trees for a string abb generated from G.
(b) Give all the left-most derivations for a string abb generated from G.

(2) Consider a set F of arithmetic formulas consisting of addition +, multiplication *, parentheses (,), and variables w, x, y, z. Here, * has a higher precedence than + and all operators are left-associative.

(a) Give an unambiguous grammar in BNF that generates arithmetic formulas in F.
(b) Give the syntactic tree for the following arithmetic formula generated from the grammar given in question 2 (a).

\[ w + x * y + (w + x * y) * z \]

(c) Let w=2, x=3, y=4, z=5 and suppose that the value of the arithmetic formula in question 2 (b) is computed using a stack. Show the size of the stack space required for the computation. Justify your answer describing the stack state transition.
関数 $f(x)$ および $g(x)$ の内積を $<f|g> = \int f(x)^* \cdot g(x)dx$ と定義する。また $<f|g> = 0$ のとき、関数 $f(x)$ と $g(x)$ は直交すると呼ばれる。以下の問いに答えよ。

(1) $<g|f> = <f|g>^*$ を示せ。
(2) 演算子 $\hat{A}$ に対し、$<\hat{A}f|g> = <f|\hat{A}^*g>$ を満たすような演算子 $\hat{A}^*$ を、$\hat{A}$ のエルミート共役演算子という。 $(i\hat{A})^* = -i\hat{A}^*$ を示せ。ここで $i$ は虚数単位である。
(3) 与えられた任意の演算子 $\hat{A}$ および $\hat{B}$ に対し、それらの積の演算子 $\hat{A}\hat{B}$ のエルミート共役演算子は $\hat{B}^*\hat{A}^*$ となることを示せ。
(4) $\hat{A}^* = \hat{A}$ となる演算子 $\hat{A}$ をエルミート演算子という。エルミート演算子の固有値は実数となることを示せ。
(5) 任意の演算子 $\hat{A}$ に対し、$\hat{A} + \hat{A}^*$ および $i(\hat{A} - \hat{A}^*)$ がエルミート演算子となることを示せ。
(6) エルミート演算子 $\hat{A}$ に対する二つの固有値 $\lambda_1, \lambda_2$ ($\lambda_1 \neq \lambda_2$) と、それぞれに対する固有関数を $\psi_1$, $\psi_2$ とする。 $\psi_1$ と $\psi_2$ が直交することを示せ。

Let the inner product of the functions $f(x)$ and $g(x)$ be defined as $<f|g> = \int f(x)^* \cdot g(x)dx$.

Also, let us call the functions $f(x)$ and $g(x)$ orthogonal when $<f|g> = 0$. Answer the following questions.

(1) Show that $<g|f> = <f|g>^*$.
(2) An operator $\hat{A}^*$ is called an Hermitian adjoint operator of $\hat{A}$ when it satisfies $<\hat{A}f|g> = <f|\hat{A}^*g>$. Show that $(i\hat{A})^* = -i\hat{A}^*$. Here $i$ denotes the imaginary unit.
(3) Show, for any given pair of operators $\hat{A}$ and $\hat{B}$, that the Hermitian adjoint operator of the product $\hat{A}\hat{B}$ of these operators is given by $\hat{B}^*\hat{A}^*$.
(4) An operator $\hat{A}$ is called an Hermitian operator when $\hat{A}^* = \hat{A}$. Show that the eigenvalue of an Hermitian operator is real.
(5) Show, for any operator $\hat{A}$, that $\hat{A} + \hat{A}^*$ and $i(\hat{A} - \hat{A}^*)$ are Hermitian operators.
(6) Let the eigenfunctions that correspond to eigenvalues of $\lambda_1$ and $\lambda_2$ ($\lambda_1 \neq \lambda_2$) be $\psi_1$ and $\psi_2$, respectively. Show that $\psi_1$ and $\psi_2$ are orthogonal.
複素変数 $z$ の関数

$$f(z) = \exp(iz^2)$$

を考える。$i$ は虚数単位である。また、$C_1$, $C_2$, $C_3$ は、以下のように定義された積分路である（Fig. 7）。

$$C_1: z = t \quad (0 \leq t \leq R),$$

$$C_2: z = Re^{it} \quad (0 \leq t \leq \frac{\pi}{4}),$$

$$C_3: z = e^{it} (R-t) \quad (0 \leq t \leq R).$$

以下の間に答えよ。

(1) 複素積分 $\int_{C_1+C_2+C_3} f(z) \, dz$ を求めよ。

(2) 任意の実数 $x$ に対して $\int_0^{\infty} \exp(-x^2) \, dx = \frac{\sqrt{\pi}}{2}$ であることを利用して、

複素積分 $\lim_{R \to \infty} \int_{C_1} f(z) \, dz$ を求めよ。

(3) 複素変数 $z$ の関数 $g(z)$ が滑らかな曲線 $C$ 上で定義された連続関数であるとき、

$$\int_C g(z) \, dz \leq \int_C |g(z)| \, dz$$

が成り立つ。この不等式を利用して、複素積分 $\lim_{R \to \infty} \int_{C_2} f(z) \, dz$ を

求めよ。ただし、$0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{2}$ を満たす実数 $\theta$ に対して成り立つ不等式 $\frac{2\theta}{\pi} \leq \sin \theta \leq \theta$ を用いてよい。

(4) 実定積分 $\int_0^{\infty} \sin(x^2) \, dx$ および $\int_0^{\infty} \cos(x^2) \, dx$ を求めよ。
Consider a function 
\[ f(z) = \exp(iz^2) \]
of a complex variable \( z \). Let \( i \) denote the imaginary unit. \( C_1, C_2, \) and \( C_3 \) are integral paths defined as follows (Fig. 7),

\[
C_1 : z = t \quad (0 \leq t \leq R),
\]
\[
C_2 : z = \text{Re}^it \quad (0 \leq t \leq \frac{\pi}{4}),
\]
\[
C_3 : z = e^{\frac{\pi}{4}i(R-t)} \quad (0 \leq t \leq R).
\]

Answer the following questions.

(1) Find the value of the complex integral \( \int_{C_1+C_2+C_3} f(z) \, dz \).

(2) Using \( \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-x^2) \, dx = \frac{\sqrt{\pi}}{2} \) for any real \( x \), find the value of the complex integral \( \lim_{R \to \infty} \int_{C_3} f(z) \, dz \).

(3) When a function \( g(z) \) of a complex variable \( z \) is a continuous function defined on a smooth curve \( C \), \( \int_C g(z) \, dz \leq \int_C |g(z)| \, |dz| \) holds. Using this inequality, find the value of the complex integral \( \lim_{R \to \infty} \int_{C_3} f(z) \, dz \). You may use the inequality equation \( \frac{2\theta}{\pi} \leq \sin \theta \leq \theta \), which holds for real number \( \theta \) satisfying \( 0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{2} \).

(4) Find the value of the real definite integral \( \int_{-\infty}^{\infty} \sin(x^2) \, dx \) and \( \int_{0}^{\infty} \cos(x^2) \, dx \).
2014年3月実施
問題7 物理専門2
（3頁目／3頁中）

Fig. 7