

2006年度回路学解答

学籍番号 03-080510

名前 伊藤祐斗

E-mail tobusikabaka22@yahoo.co.jp

平成 20 年 7 月 13 日

2006 年度だけでまとめます。

図は教科書を見て下さい。用意が悪くて申し訳ありません。

御意見、訂正等あれば申し付けください。

第 1 問

第 1 問は選択説明問題です。

(解答)

(2006 年)

(a) ダイオードの障壁容量

逆バイアスされた pn 接合においては空乏層の厚さが増す。空乏層内は多数キャリアが存在せず、空乏層 P 側にはアクセプター（負電荷）、空乏層 N 側にはドナー（正電荷）が存在する。これはコンデンサーが電荷を保持していることと同等である。回路的には、コンデンサーが pn 接合ダイオードと並列に存在することと同義である。

(b) 最大値選択回路

教科書図 2.8(a) のような回路。理想ダイオードモデルを採用する。

全てのダイオードが OFF になっている状況を考えて、 $V_{out} = 0$ であることから、 $V(i) < V_{out} = 0, (i = 1, 2, 3)$ でなくてはならない。すなわち入力全てが 0 より小さいとき $V_{out} = 0$ となる。ダイオード 1 が ON、他のダイオードが OFF の状況を考えて、整流作用より $V_1 = V_{out} \geq 0$ で $V_i < V_{out} = V_1, (i = 2, 3, \dots, N)$ でなくてはならない。すなわち入力の中で 1 つだけその中で 0 以上かつ最大のものがあれば、それが出力となる。

また、ダイオード 1 と 2 が ON、他が OFF の状況を考えて、 $V_1 = V_2 = V_{out} > V_i, (i = 3, \dots, N)$ でなくてはならない。つまり、入力の中で、2 つ 0 以上かつ最大のものがあればそれが出力となる。

最大かつ 0 以上の入力が 3 個以上のときもそれが出力となることも同様に言える。

したがって、この回路は N 個の入力のうち 0 以上でかつ最大のものを出力する。

(c) エミッタ接地順方向電流伝達率¹

エミッタ接地すると教科書図 2.19 のような接続図となる。

V_{CE} の能動領域²においては、ベース、コレクタ間電流比 $\frac{I_C}{I_B}$ が V_{CE} に関わらず一定となる。この比のことをエミッタ接地電流増幅率という。この増幅率は正で非常に大きく 1000 以上の値をとることがある。

以下、この増幅率を β としたときこれがベース接地電流増幅率 α を使用して、 $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$ で表わされることを示す³。

α はエミッタからベースに注入された多数キャリアがコレクタに到達する割合を表わすので $I_C = -\alpha I_E + I_{CO}$

¹教科書ではエミッタ接地電流増幅率となっている。

²能動領域についてはの年の問題で出題されている。

³接地していないトランジスタについて説明する

と表わせる。ただし I_{CO} は少数キャリア由来の電流であり非常に小さい、 α は一般的に 1 に近い。電流についてのキルヒホッフの法則より、 $I_B + I_C + I_E = 0$ であるから、結局

$$I_C = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B + \frac{1}{1-\alpha} I_{CO} \simeq \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B$$

となる。結局 $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$ とかくことができる。

(d)CMOS インバータ

教科書図 3.8(a) のような回路である。Complementary MOS 論理とは、N チャンネル型 MOS と P チャンネル型 MOS を組み合わせる論理回路であり、N チャンネル型 MOS 単独で作られる論理回路に比べて無駄電流が少ない。

V_{IN} を HIGH、すなわち V_{DD} 程度の電圧とする。 Q_1 はゲート電圧がソース電圧⁴より小さいとき ON であり、 Q_2 はゲート電圧がソース電圧⁵より大きいとき ON。よってこのとき Q_1 は OFF で Q_2 は ON となる。 Q_1 間は電流が流れない。 Q_2 のソースとドレインはほぼ等電位、すなわち 0 である。したがって $V_{out} \simeq 0$ で出力は LOW(0 程度)。同様にして V_{IN} を LOW とすれば V_{out} は HIGH となる。
以上よりこの回路は NOT 素子となっている。

(e),(f)

(e) は p.95 を参照してください。EOR を使うことがポイントです。EOR は 2 入力が異なるときのみ 1 となります。

(f) は p.140 の項目 (H) を参照してください。僕はあまり理解していないのですが、定義的には「内部補償コンデンサの電圧増加率の最大値」です。大信号に対しては OP アンプ内部のコンデンサが電圧信号 V の変化についていけなくなり、入力波形が歪むことを言えればいいと思います。

⁴正確には ソース電圧 $- V_T$ 、 V_T は遷移電圧

⁵正確には ソース電圧 $+ V_T$ 、 V_T は遷移電圧

第2問

教科書をそのまま書けばいいと思います。あの先生は多分それで満足します (笑)
ですので解説という形で、少々手抜きさせてもらいます。(解説)

(a)

教科書 p.108～109 を見て下さい。解答は図 3.23(a) を書けばよいと思います。
おそらく覚えるしかありません。

リップルカウンタは不定期に到来するパルス波の個数を数える論理回路です。非同期回路です。

図のようにリップルカウンタは T 型フリップフロップを並べたものです。T 型フリップフロップは、「反転、保持、セット、リセット」の機能を持つ JK フリップフロップのうち反転と保持の機能のみを使用したフリップフロップです。

数えたいパルス波は一番左の CLK と書いてある「クロック入力」に供給されます。このクロック入力「立下がり」で決まる「クロック」です。つまりパルス波が 1 から 0 になる瞬間に「反転」⁶動作をします。それ以外のときは状態は「保持」となっています。

前の桁 Q_{n-1} を隣のフリップフロップのクロックとすることで、 Q_{n-1} が 1 から 0 になる瞬間 Q_n の値が反転します。これが桁上がりになります。

最後に図の CL* が全フリップフロップのリセット端子につながれています。この役割はパルスの計数の前に Q の値を 0 にする、リセットすることである。

(b)

教科書 p.145～148 を見て下さい。おそらく図 5.9 を書けばよいのではないのでしょうか。 $R_1 = R_2, R = 2[k\Omega], R = 1[M\Omega]$ としておけばよいと思います。これだと 1001 倍なのですが、おそらくそれでも良いと思います。心配な人は 5.26 式 $V_2 - V_1$ 係数が 1000 になるように頑張ってください。⁷

(c)

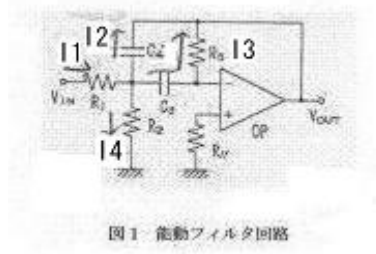
テスト範囲からおそらく外れています。
申し訳ありませんがこの解答は書けません。

⁶入力 J と K は常に V_{cc} すなわち「1」となっていることに注意して下さい。

⁷ちなみに解答とはかんけいがないのですが教科書図 5.10 の差動出力増幅器周辺の記述で $V_{out1} - V_{out2}$ が $V_1 - V_2$ の $\frac{R_1}{R_2}$ 倍と書いてあるんですが $\frac{2}{R_1} R$ 倍の間違いではないかと思います。正確には $1 + \frac{2}{R_1} R$ ですが。なので図 10 の差動利得は 2001 だと思います。

第3問

解答



(a)

上図のように $I_1 \sim I_4$ を定める。

理想演算増幅器であるので、仮想短絡の原理より、 R_5 と C_3 の接点における電位は 0 と考えられる。このことを考慮し、キルヒホッフの電流則、電圧則より次の式を得る。

$$\begin{aligned} I_1 &= I_2 + I_3 + I_4 \\ V_{out} &= -I_3 R_5 = V_{in} - I_1 R_1 - I_2 \frac{1}{C_4 s} \\ V_{in} &= I_1 R_1 + I_3 \frac{1}{C_3 s} = I_1 R_1 + I_4 R_2 \end{aligned}$$

第3式の右の等号から

$$I_4 = \frac{I_3}{R_2 C_3 s}$$

第1式より

$$I_2 = I_1 - I_3 - I_4$$

第2式の左の等号より

$$I_3 = -\frac{V_{out}}{R_5}$$

第3式の左の等号より

$$I_1 = \frac{V_{in}}{R_1} - \frac{I_3}{R_1 C_3 s}$$

以上と第2式の右の等号より

$$\begin{aligned} V_{out} &= V_{in} - V_{in} - \frac{V_{out}}{R_5 C_3 s} - \frac{1}{C_4 s} \left(\frac{V_{in}}{R_1} + \frac{V_{out}}{R_1 R_5 C_3 s} + \frac{V_{out}}{R_5} + \frac{V_{out}}{R_2 R_5 C_3 s} \right) \\ \frac{R_1 + R_2 + R_1 R_2 (C_3 + C_4) s + R_1 R_2 R_5 C_3 C_4 s^2}{R_1 R_2 R_5 C_3 C_4 s^2} V_{out} &= -\frac{V_{in}}{R_1 C_4 s} \end{aligned}$$

よって伝達関数 $F(s)$ は

$$F(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_2 R_5 C_3 s}{R_1 + R_2 + R_1 R_2 (C_3 + C_4) s + R_1 R_2 R_5 C_3 C_4 s^2}$$

(b)

$$F(s) = -\frac{\frac{A}{Q}\left(\frac{s}{\omega_0}\right)}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \frac{1}{Q}\left(\frac{s}{\omega_0}\right) + 1}$$

の形にすると、

$$A = \frac{C_3 R_5}{(C_3 + C_4) R_1}$$

$$Q = \frac{1}{(C_3 + C_4) R'}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{C_3 C_4 R' R_5}$$

ただし $\frac{1}{R'} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}$ このフィルタは伝達関数の分母が二次で分子が一次となっている。

よって多重帰還型二次帯域通過フィルタである。通過帯域の中心角振動数のおおよその値は $\omega_0 = \frac{1}{C_3 C_4 R' R_5}$ で、Q 値は $Q = \frac{1}{(C_3 + C_4) R'}$ である。

(c)

特性角周波数は分母の 0 次項と 2 次項の大きさが等しいときの ω である。

これは先ほど出した ω_0 のことであり、 $\omega_0 = \frac{1}{C_3 C_4 R' R_5}$ 。よって特性周波数 f_0 は、

$$f_0 = 2\pi \frac{1}{C_3 C_4 R' R_5}$$

この ω_0 に対応する伝達関数の値は、 $s = i\omega_0$ とすればよく、このとき分母の 0 次と 2 次が消える。よって、

$$F(i\omega_0) = \frac{\frac{A}{Q}}{\frac{1}{Q}} = A = \frac{C_3 R_5}{(C_3 + C_4) R_1}$$

$$|F(i\omega_0)| = A = \frac{C_3 R_5}{(C_3 + C_4) R_1}$$

第 4 問⁸

(a)

(答) ウィーンブリッジ発振回路

⁸2002 と 2003 でも全く同じのが出てました。今年も出るかも知れません

(b)

ほとんど教科書の通りです。

(答) 発振周波数を ω とおく。定常発振状態において、反転入力端子⁹電圧 V_- と非反転入力端子電圧 V_+ が仮想原理により等しくならなければならないように R_1, R_2, ω を定める。

ここで、

$$\begin{aligned} V_- &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{out} \\ V_+ &= \frac{\frac{1}{\frac{1}{R} + iC\omega}}{\frac{1}{\frac{1}{R} + iC\omega} + R + \frac{1}{iC\omega}} V_{out} \\ &= \frac{CR\omega}{3CR\omega - i\{1 - (CR\omega)^2\}} V_{out} \end{aligned}$$

したがって、 V_+ の虚数部はゼロでなくてはならず

$$1 - (CR\omega)^2 = 0$$

V_- と V_+ が等しくなり、

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{CR\omega}{3CR\omega} = \frac{1}{3}$$

以上より発振周波数は

$$\omega = \frac{1}{CR}$$

利得条件は

$$R_1 = 2R_2$$

となる。

⁹OP アンプの-側端子