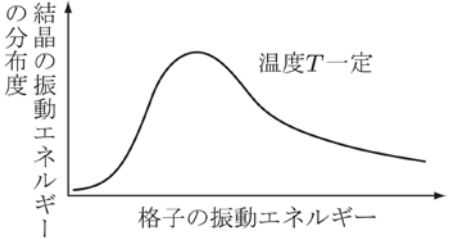


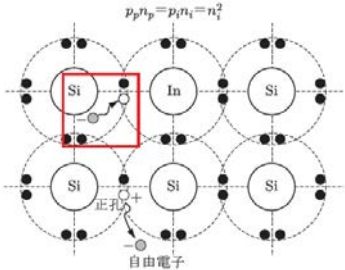
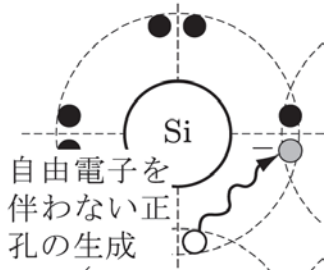
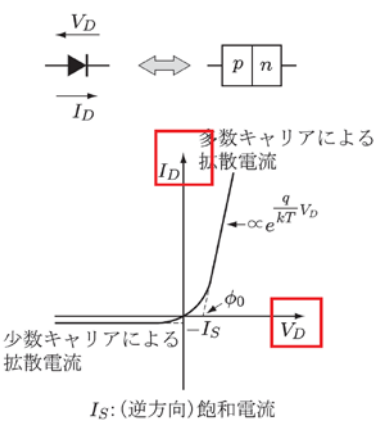
例題で学ぶ アナログ電子回路 正誤表

本書の内容に以下の誤りがございました。お詫びして訂正いたします。

お手持ちの本の「刷数」とこの表の「該当刷数」が一致する箇所をご参照ください。お手持ちの本の「刷数」の調べ方は[こちら](#)

(2021年11月10日更新)

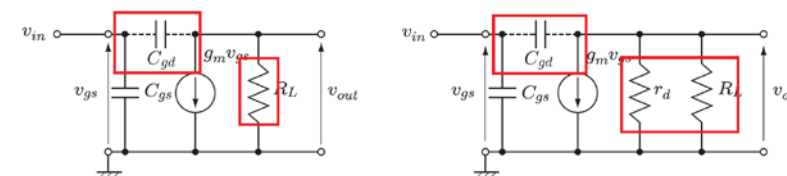
該当刷数	頁	行数など	誤	正
1	20	図 1.16		図の中央下へ追加 $Z_0 \neq 0, Z_0 < \infty$
1	33	11 行目	第IV族	第 14 族
1	33	下から 8 行目	第 0 族	第 18 族
1,2,3,4	34	図 2.2	右のように修正	
1	34	5 行目	…飛び出した孔が他の自由電子で埋められる過程が逐次連続して起きれば、自由電子の抜けた孔が自由電子の移動方向とは逆向きに…	…飛び出した孔が、 <u>その原子に共有結合する近隣の原子からの価電子(最外殻電子)の移動</u> で埋められる過程が逐次連続して起きれば、 <u>正孔が価電子の移動方向とは逆向きに</u> …
1	34	下から 6 行目	…第IV族であるシリコン(ケイ素)に対して、第V族の元素…	…第 <u>14</u> 族であるシリコン(ケイ素)に対して、第 <u>15</u> 族の元素…
1	34	図 2.3	正孔を伴わない自由電子	正孔を伴わない自由電子の <u>生成</u>
1	35	1,11 行目	第V族	第 15 族
1	35	14 行目	第IV族	第 14 族
1	35	15 行目	第III族	第 13 族
1	35	下から 3 行目	このため、近傍の自由電子 1 個がわずかの運動エネルギーを放出して、インジウム原子の最外殻に捕らえられる。熱じょう乱で生成された 1 個の自由電子は 1 個の正孔を伴っているため、インジウム原子による 1 個の自由電子の捕獲は、正孔 1 個を生み	このため、 <u>共有結合している近隣シリコン原子の価電子 1 個がわずかの格子振動エネルギーを吸収して</u> 、インジウム原子の最外殻に捕らえられる。 <u>すると、結局、インジウム原子によるその近隣シリコン原子からの価電子 1 個の捕獲は、正孔 1 個を生み</u>

該当刷数	頁	行数など	誤	正
1	35	図 2.4		
1	36	1 行目 13 行目	第Ⅲ族	第 13 族
1,2	37	14 行目	…円筒導体内で…	…円柱導体内で…
1	43	1 行目	印加した電圧 V は、電圧降下がなくほとんど空之層に加わる。このため、印加した…	印加した電圧 V は、 <u>ほとんどそのまま空之層に加わる。このため、図 2.9 では、空之層の外側の p 領域、n 領域での電圧降下を無視している。</u> このため、印加した…
1	43	下から 3 行目	この場合もほとんど外部電圧は空之層に加わるが、それによって生じる追加の電界…	同図でも、空之層での電圧降下に比べて、 <u>その外側の p 領域、n 領域での電圧降下は通常十分小さいため、外部電圧はほとんどそのまま空之層に加わる。</u> その結果生じる追加の電界…
1	45	図 2.11	右のように修正	 <p style="text-align: right;">追加修正あり、3 刷用を参照してください</p>

該当刷数	頁	行数など	誤	正
1,2,3	45	図 2.11	右のように修正	<p>多数キャリアによる 拡散電流</p> <p>I_D</p> <p>$\propto e^{\frac{q}{kT}V_D}$</p> <p>少数キャリアによる 拡散電流</p> <p>$-I_S$</p> <p>V_D</p> <p>I_S: (逆方向) 飽和電流</p>
1	46	図 2.12	図左上	<p>I_D</p> <p>$\frac{1}{r_D}$</p> <p>動作点(Q点)</p> <p>I_{DQ}</p> <p>V_{on}</p> <p>$-I_S$</p> <p>V_D</p> <p>$\frac{1}{r_o}$</p>
1	46	図 2.12	図右上	<p>$V_D > V_{on}$ $V_D < 0$</p> <p>I_D</p> <p>V_D</p> <p>r_D</p> <p>V_{on}</p> <p>I_S</p> <p>r_o</p> <p>ダイオードの直流等価回路</p>
1	46	図 2.12	図右下	<p>$V_D > V_{on}$ $V_D < 0$</p> <p>i</p> <p>v</p> <p>r_D</p> <p>r_o</p> <p>ダイオードのQ点での低周波交流等価回路</p>

該当刷数	頁	行数など	誤	正
1	49	図 2.14		<div style="display: flex; justify-content: space-between;"> <div style="border: 1px solid black; padding: 5px; width: 45%;"> <p>EB間ダイオードでは、順方向バイアスのpn接合の特性から下式が成立し、ベース領域に多量の少数キャリアの注入が行われる。</p> </div> <div style="border: 1px solid black; padding: 5px; width: 45%;"> <p>BC間ダイオードでは、逆方向バイアスpn接合の特性から定電流特性をもつ。</p> </div> </div> <p style="text-align: center;">EB間ダイオードによるベース領域への少数キャリアの注入あり ($I_E > 0$)</p> <p style="text-align: center;">EB間ダイオードによるベース領域への少数キャリアの注入なし ($I_E = 0$)</p> <p style="text-align: center;">ICO: コレクタシャ断電流</p> <p>EB間ダイオードによるベース領域への少数キャリアの注入量は、V_{EB}の指数関数で与えられるので、$I_C \cong I_E$の条件下、I_Cの定電流特性がV_{EB}によって指数関数的に制御できる。これがトランジスタの増幅作用である。</p>
1,2	49	図 2.14	(図内 4箇所) V_{BE}	V_{EB}
1,2	51	下から9行目	EB間	EB'間
1,2	51	下から8行目	BC間	B'C間
1,2	53	3行目	…現実的な条件である $(1-\alpha)r_c \gg \dots$	…現実的な条件である $(1-\alpha_0)r_c \gg \dots$
1	53	5行目	行末に右の文を追加	$\beta_0 \gg 1$ かつ $(1-\alpha_0)r_c \gg r_e$ のとき
1	53	9行目	$h_{re} \equiv h_{12} \cong 0$	$h_{re} \equiv h_{12} \cong \frac{r_e}{(1-\alpha_0)r_c}$
1,2	54	1行目	$(1-\alpha)r_c \gg \dots$	$(1-\alpha_0)r_c \gg \dots$
1,2	54	8行目	…および $(1-\alpha)r_c \gg \dots$	…および $(1-\alpha_0)r_c \gg \dots$
1,2	54	11行目	ノルトンの定理	ノートンの定理
1,2	54	図 2.18 (b)	$r_b + (\beta + 1)r_e$	$r_b + (\beta_0 + 1)r_e$

該当刷数	頁	行数など	誤	正
1	55	図 2.19(a)		
1,2,3	56	1 行目	の V_{DS} を増やしても, …	V_{DS} を増やしても, …
1,2	58	下から 5 行目	(2.29) が成り立つ領域は, …	(2.28) が成り立つ領域は, …
1	58	図 2.20		
1	59	図 2.21	(a)非飽和領域での… の上に追加	$(V_{DS} \ll V_{GS} - V_{thn})$
1	60	演習問題 [2.1]	V 族	15 族
1,2	64	下から 6 行目	ここで, 式 (3.4) ~式 (3.6) より, …	ここで, 式 (3.4) と式 (3.6) より, …
1,2	67	3 行目	…, 式 (3.11) を全微分することで,	式 (3.11) と V_c の全微分から,
1,2	69	式(3.16)	$V_{out} = V_{CC} - \dots$	$V_{out} = V_{DD} - \dots$
1,2	69	式(3.17)	$\dots - \sqrt{\frac{V_{CC} - V_G + V_{thn}}{R_L K}}$	$\dots - \sqrt{\frac{V_{DD} - V_G + V_{thn}}{R_L K}}$
1,2	69	式(3.18)	$V_{out} = V_{CC} - \dots$	$V_{out} = V_{DD} - \dots$
1,2	69	式(3.19)	$V_{out} = \frac{V_{CC} + \dots}{\dots}$	$V_{out} = \frac{V_{DD} + \dots}{\dots}$

該当刷数	頁	行数など	誤	正
1,2	71	式(3.22)	$V_x - V_{thn} = V_{CC} - \dots$	$V_x - V_{thn} = V_{DD} - \dots$
1,2	71	式(3.23)	$V_{out} = V_{CC} - \dots$	$V_{out} = V_{DD} - \dots$
1,2	71	式(3.24)	$V_{out} = V_{CC} - \dots$	$V_{out} = V_{DD} - \dots$
1,2	71	式(3.25)	$V_{out} \cong \frac{V_{CC}}{\dots}$	$V_{out} \cong \frac{V_{DD}}{\dots}$
1	71	下から5行目	えられる. 図(a)に示す...	えられる. <u>ここで C_{gs}, C_{gd} はそれぞれ GS 間, GD 間キャパシタンスである. 図(a)に示す...</u>
1	71	図 3.13		 <p>(a) チャネル長変調効果を考慮しない場合 (b) チャネル長変調効果を考慮した場合</p>
1,2,3	78	3.4 節 1行目	ここまでににおいて, MOS トランジスタを用いた...	ここまでににおいて, トランジスタを用いた...
1,2	79	1行目	(キャパシタンスマルチプライヤ)	(キャパシタンスマルチプライヤ)
1	80	3行目~	C_{be} を考慮する場合は, $C_{bc}(1+g_m R_L)$ に C_{be} を加算すればよい. このように, C_{bc} が存在すると, ミラー効果によって, エミッタ接地トランジスタ増幅回路は, トランジスタ固有の単位利得角周波数 g_m / C_{be} に比べてはるかに低い角周波数 $g_m / \{C_{be} + (1+g_m R_L) C_{bc}\}$ から利得が低下し始める.	r_b と C_{be} を考慮する場合は, 式(3.55)の右辺の $C_{bc}(1+g_m R_L)$ に $g_m r_b C_{in}$ を追加すればよい. ここで C_{in} は $C_{in} \equiv C_{be} + C_{bc}(1+g_m R_L)$ である. 以上のようにエミッタ接地トランジスタ増幅回路は, C_{bc} の存在によるミラー効果によって, トランジスタ固有の単位利得角周波数 g_m / C_{be} に比べてはるかに低い角周波数から利得が低下し始める.
1,2,3	80	5行目	...を考慮する場合は, 式 (3.55) の右辺の...	...を考慮する場合は, $(\beta_0 + 1)r_e \gg r_b$ の条件下, 式 (3.55) の右辺の...
1,2,3	90	下から4行目	そこで, 図 4.7 の 2 段増幅回路に, 単位利得帰還 ($H=1$) を施した場合を考えてみよう.	そこで, 図 4.7 の 2 段増幅回路に, R_c と C_c の直列回路がない条件下, 単位利得 ($H=1$) で負帰還を施した場合を考えてみよう.
1,2,3	91	5行目	よってこのとき, 単位利得帰還した負帰還増幅回路は発振しない.	よってこのとき, この増幅回路に単位利得で負帰還を施して得られる負帰還増幅回路は発振しない.
1,2,3	102	下から4行目	図 5.10 は, ウィドラー (Widlar) の...	図 5.10 は, ウィドラー (Widlar) の...
1,2,3	102	図 5.10	図 5.10 ウィドラー電流源回路	図 5.10 ウィドラー電流源回路

該当刷数	頁	行数など	誤	正
1,2	106	図 6.5(a)	V_{CC}	V_{DD}
1,2	117	図 6.18(e)	右のように修正	
1,2	117	図 6.18(f)	右のように修正	
1,2	118	7 行目	…平均値となる.	…重み平均値となる.
1	122	式(7.7)	$H = \frac{V_1}{V_2} \Big _{\text{②}} \dots$	$H \equiv \frac{V_1}{V_2} \Big _{\text{②}} \dots$
1,2	123	図 7.4	$r_0 \equiv (1 - \alpha) r_c$	$r_0 \equiv (1 - \alpha_0) r_c$ 再修正あり
1,2,3	123	図 7.4	$r_0 \equiv (1 - \alpha_0) r_c$	$r_0 \equiv (1 - \alpha_0) r_c$ (ゼロではなくオー)

該当刷数	頁	行数など	誤	正
1,2	124	図 7.5	$r_o \equiv (1-\alpha)r_c$	$r_o \equiv (1-\alpha_0)r_c$ 再修正あり
1,2,3	124	図 7.5	$r_o \equiv (1-\alpha_0)r_c$	$r_o \equiv (1-\alpha_0)r_c$ (c は小文字)
1,2,3	130	図 7.11(a)	右のように修正	
1,2	132	図 7.14	$r_b + (\beta+1)r_e$	$r_b + (\beta_0+1)r_e$
1,2	132	図 7.14	$(1-\alpha)r_c$	$(1-\alpha_0)r_c$
1,2	134	図 7.16	$r_b + (\beta+1)r_e$	$r_b + (\beta_0+1)r_e$
1,2	134	図 7.16	$(1-\alpha)r_c$	$(1-\alpha_0)r_c$
1,2,3	134	図 7.16	$R_1 // R_2 \gg \omega L_3$	$r_\pi // R_1 // R_2 \gg \omega L_3$
1	140	10 行目	<p>…ここで、n は整数である。 $\theta_r(t)$ と $\theta_o(t)$ が最も近い場合は $n=0$ の場合であり、</p> $\theta_r(t) - \theta_o(t) = \frac{\pi}{2}$ <p>となって、 $\theta_r(t)$ と $\theta_o(t)$ の差は 90 度にロックされる。 …</p>	<p>…ここで、 n は整数であり、 $\theta_r(t)$ と $\theta_o(t)$ が最も近い場合は $n=0$、 -1 の場合であり、</p> $\theta_r(t) - \theta_o(t) = \pm \frac{\pi}{2}$ <p>となって、 $\theta_r(t)$ と $\theta_o(t)$ の差は +90 度または -90 度にロックされる。 …</p>

該当刷数	頁	行数など	誤	正
1,2	149	図 9.6	<p>振幅変調波スペクトル キャリアスペクトル</p> <p>乗算</p> <p>復調された変調波 乗算後のスペクトル 低域通過フィルタ</p>	<p>振幅変調波スペクトル キャリアスペクトル</p> <p>乗算</p> <p>復調された変調波 乗算後のスペクトル 低域通過フィルタ</p>
1	149	図 9.7		<p>振幅変調波 $v_{am}(t)$</p> <p>アナログ乗算回路</p> <p>低域通過フィルタ</p> <p>復調出力 $v_s(t)$</p> <p>キャリア再生回路 (Carrier Recovery)</p> <p>90°位相シフタ</p> <p>PLL</p> <p>±$v_{am}(t)v_0(t)$</p> <p>±$v_0(t)$</p>
1,2	160	下から4行目	..., $\Delta\phi^2 \ll 1$ において,	..., $ \Delta\phi \ll 1$ において,
1	163	11行目	アナログ入力信号の大きさは $[0, V_{ref}]$ の範囲に...	アナログ入力信号の大きさは $[0, V_{ref})$ の範囲に...
1	165	図 10.3		<p>$V_{ref} = (2^N - 1)u$</p> <p>アナログ V_{in} 入力</p> <p>温度計符号から2進符号へ変換</p> <p>0.5u</p> <p>$(2^N - 1.5)u$</p> <p>$(2^N - 2.5)u$</p> <p>$(2^N - 3.5)u$</p> <p>...</p> <p>0.5u</p> <p>$R/2$</p> <p>R</p> <p>R</p> <p>R</p> <p>$R/2$</p> <p>注)全抵抗 = $(2^N - 1)R$</p> <p>温度計符号へ変換</p> <p>a_{2^N-2}</p> <p>a_{2^N-3}</p> <p>a_{2^N-4}</p> <p>...</p> <p>a_0</p> <p>符号器</p> <p>Nビット出力 $(b_{N-1}, b_{N-2}, \dots, b_0)_2$</p>

図 10.3 並列比較型 AD 変換回路 (フラッシュ ADC)

該当刷数	頁	行数など	誤	正
1,2	168	10 行目	このため, …	このことに加え, 量子化誤差は一様な電力スペクトル密度をもつことから, …
1,2	178	下から 3 行目	…, コレクタ電流は…	…, エミッタ電流は…
1,2	184	例題 12.2 解 2 行目	… $\eta \cong 0.810$ である.	… $\eta \cong 0.811$ である.
1,2	184	例題 12.2 解 3 行目	… $\rho = 0.484$ となる.	… $\rho = 0.483$ となる.
1,2	186	図 12.7	D_1, D_2 を追加	<p>条件: $V_m > V_{on}$ $C_1 = C_2 = C$</p>
1	189	図 12.11(a)		<p>(a) ツェナーダイオードの直流特性</p>
1	189	図 12.11(b) キャプション	$-V_b$ 近傍での直流等価回路	$V < -V_b$ での直流等価回路
1,2	192	12 行目	…, 式 (12.18) から	…, 式 (12.19) と式 (12.20) から
1	196	[2.1] 2, 3 行目	第 V 族	第 15 族

該当刷数	頁	行数など	誤	正
1,2,3,4	196	[2.3]	[2.3]を右のように修正	<p>キャリア自身のランダム運動（熱運動）を考える．キャリアの運動は，その各自由度において，どの向きにも等確率で起こる．このため，キャリアの濃度差に比例した拡散粒子の流れ（拡散粒子流）を生じる．詳しい説明は以下のとおりである．</p> <p>いま，簡単のため x 方向の 1 次元で考え，濃度勾配 $dN(x)/dx < 0$ と仮定する．なお，キャリアの平均 2 乗速度の平方根（熱速度）を v_T で表す．いま点 x で十分小さい変位量 Δx を考えれば，点 x での正方向へのキャリア流量は $(1/2)N(x - \Delta x/2)v_T$，負方向へのキャリア流量は $(1/2)N(x + \Delta x/2)v_T$ である．よって，点 x での正味のキャリア流量 J_{diff} は，正方向へ $(1/2)\{N(x - \Delta x/2) - N(x + \Delta x/2)\}v_T$ となる．これより，$J_{diff} = -(dN/dx)(\Delta x v_T/2)$ となる．ところで，十分小さい変位量 Δx をキャリアが平均自由時間 t_f 内に移動できる距離で与えれば，$\Delta x = v_T t_f$ である．よって，$J_{diff} = -(dN/dx)(v_T^2 t_f/2)$ となる．この式からわかるように，キャリアの拡散流量はキャリア濃度の勾配に比例し，濃度の高い方から低い方へと拡散する．</p>