

電気・磁気工学基礎

11日目～15日目

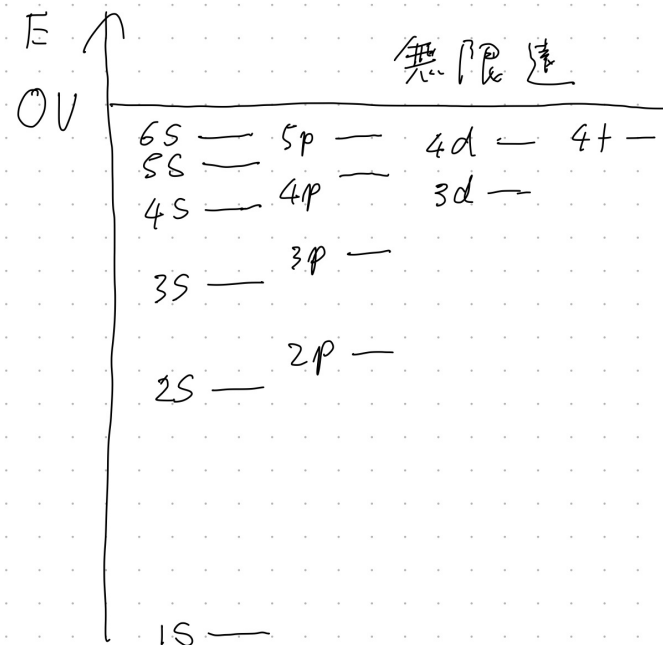
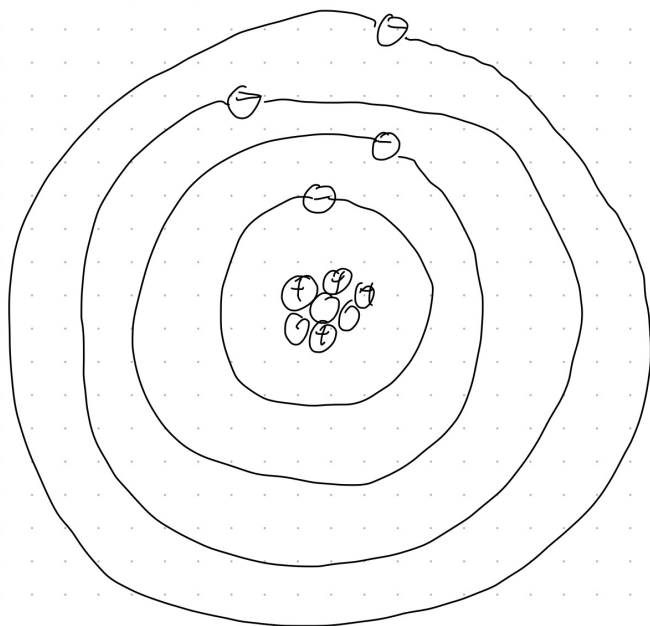
内容

- ダイオード
- ダイオード回路
- バイポーラトランジスタの3つの動作領域
- バイポーラトランジスタの大信号モデルと応用
- バイポーラトランジスタの小信号モデルと応用

16 ダイオードとダイオード回路

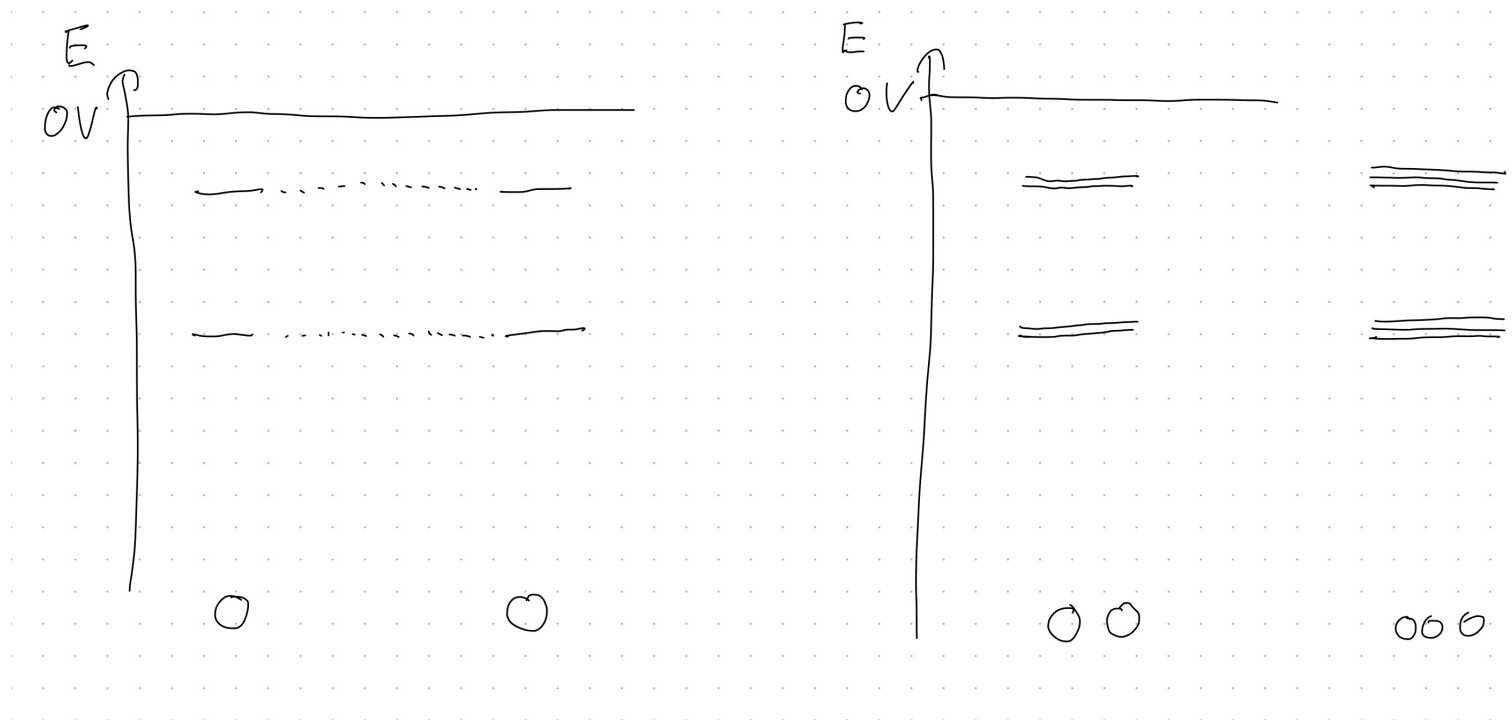
16.0 半導体とダイオード（教科書には載っていない）

16.0.1 電子軌道とエネルギー準位



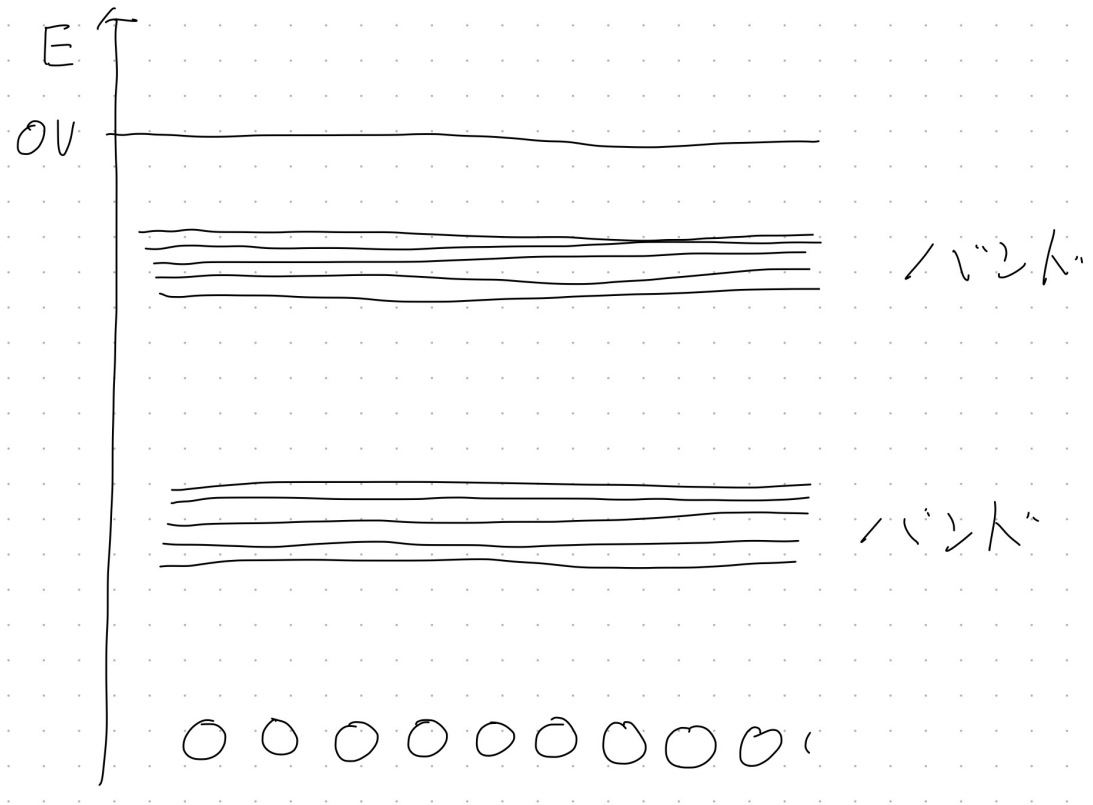
- シュレディンガーの波動方程式を解くと、電子はとびとびのエネルギーを持つ。

16.0.2 フェルミ粒子 (パウリの排他律)



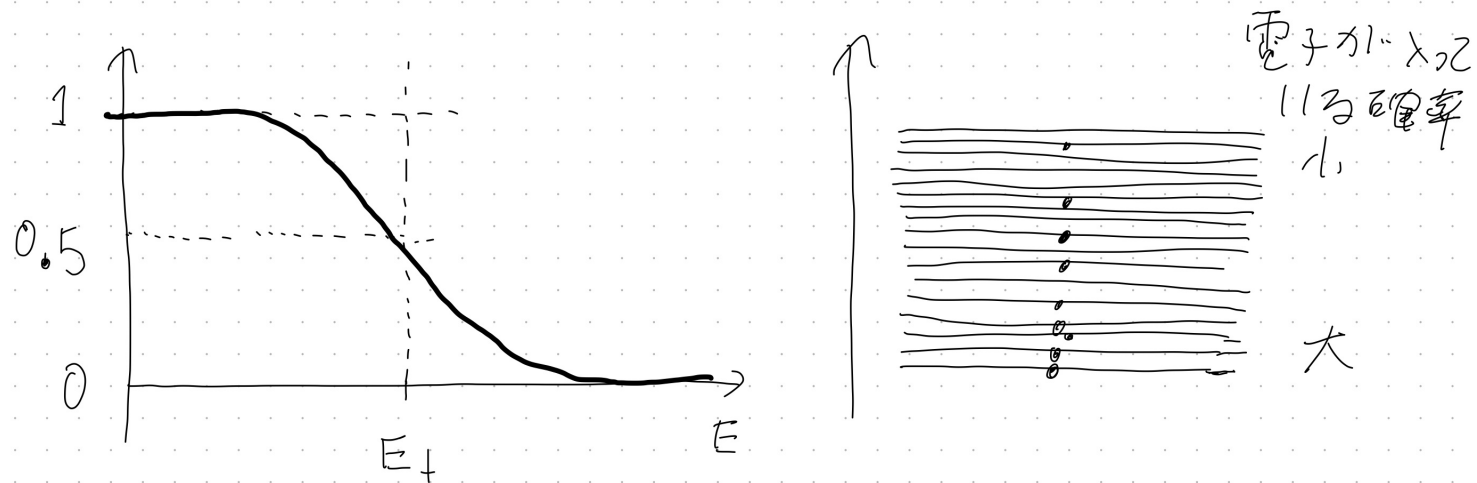
- 電子はフェルミ粒子で，2つの同じ状態になることはない。
- 原子を2つを接近させると，1つの状態がエネルギーが異なる2つの状態に分かれる。

16.0.3 バンド理論



- 多数の原子が並んでいると、多数のエネルギーが異なる状態に分かれて、エネルギーのバンドが構成される。(バンド理論)
- 状態のエネルギーをエネルギー準位と呼ぶ。
- スピンが違うだけ、運動量の符号が違うだけの状態は同じエネルギー準位を取ることがある。

16.0.4 フェルミ分布



フェルミ分布

- フェルミ分布：フェルミ粒子がエネルギー E の状態に存在する確率

$$f(E) = \frac{1}{1 + \exp\left(\frac{E - E_F}{kT}\right)}$$

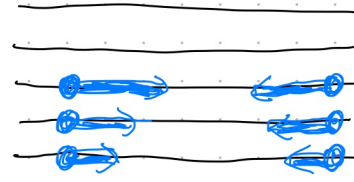
- E_F ：フェルミエネルギー（物質や温度などに依存する。）
- k ：ボルツマン定数（温度に対するエネルギーの比例係数）
- T ：絶対温度

16.0.5 バンド内の電子の移動

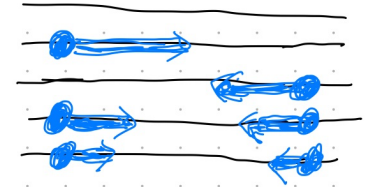


状態が決ると運動量が決る
エネルギー

- 。運動量の向きが反対
状態は異なるがエネルギーは等しい



必ず反対向き
の運動量の
電子があるため
電流が流れる

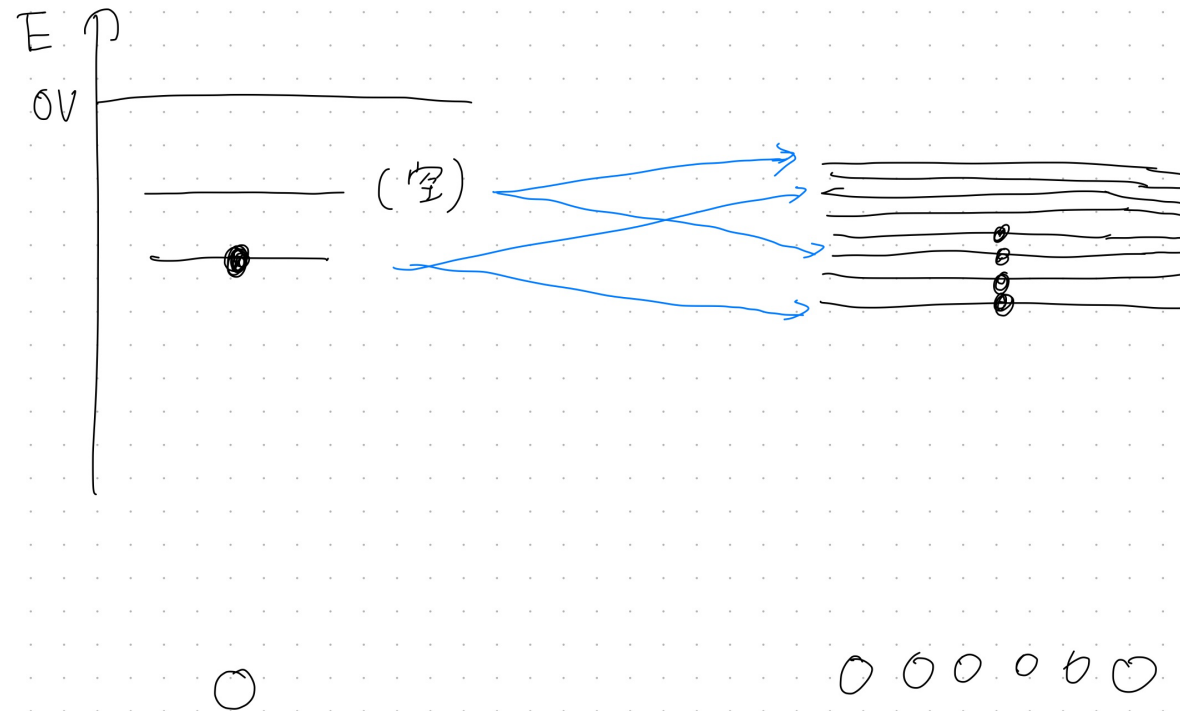


この電子の
運動量が大き
なり、電流が
流れる

- 各準位には運動量が定まっている。
- 運動量の大きさが大きいと、エネルギーも高いことが多い。
- 運動量の大きさが同じで符号が反対の準位のエネルギーは等しい。
- 外から電界などを加えない場合、両方の準位に電子が存在するか、両方の準位に存在しないかであるため、電流は流れない。
- 電流が流れるためには、どちらかの電子が運動量の大きな準位に移動して、差し引きが0でない運動量となる必要がある。

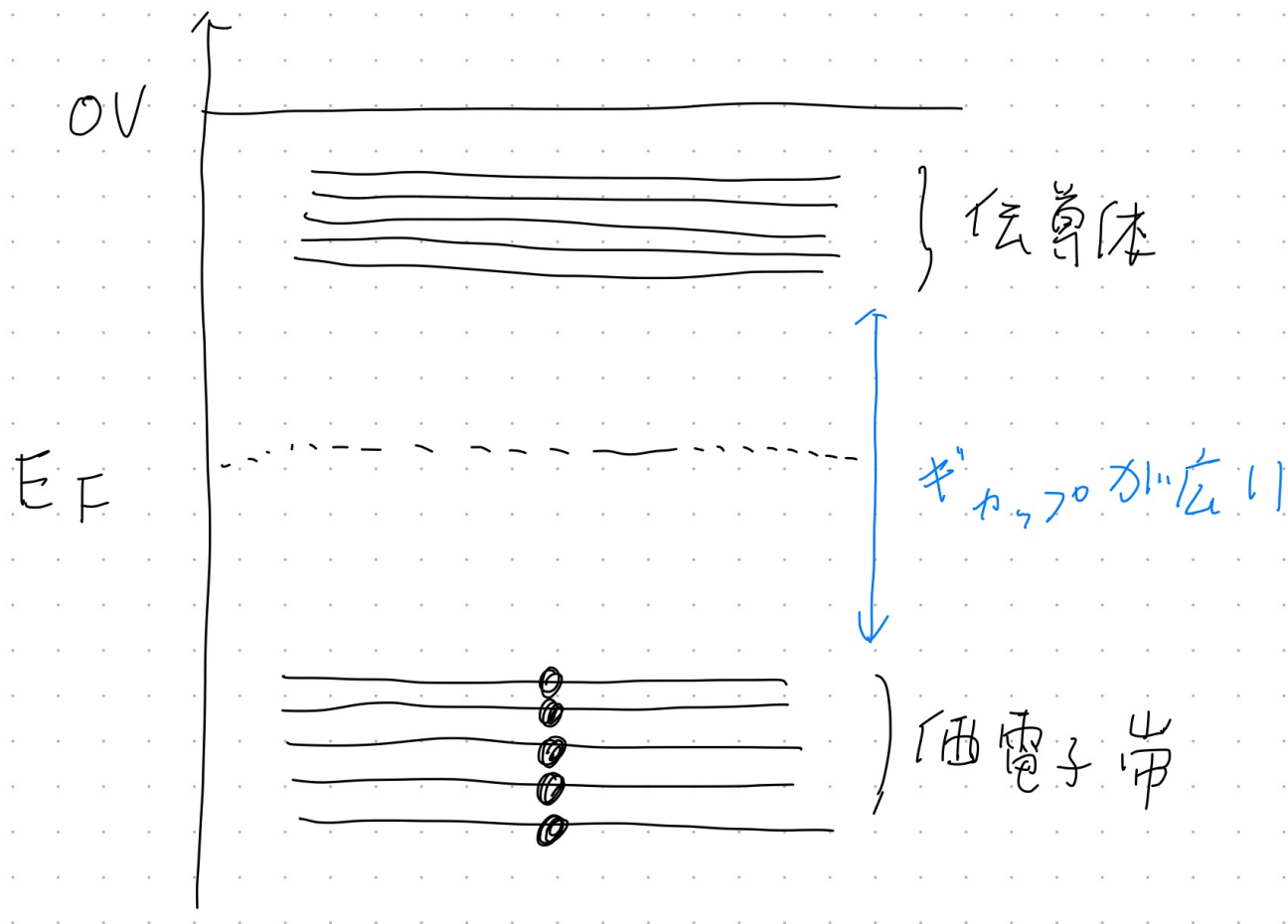
- 外から電界が加わると，進行方向に力を受ける電子がエネルギーを受け取るため，エネルギーが高い，運動量の大きさが大きい準位に電子が上がって，その方向の方向に電流が流れる。
- 自由電子

16.0.6 導体（金属）



- 原子の時には異なるエネルギーだったものが，バンドとになることによって重なる。
- 重なったバンドの下の方に電子が溜まっており，その上に連続して空いている準位が存在するため，電子は運動量を変えることができる。
- そのような自由電子が豊富なため，（電気）抵抗が極めて低い。

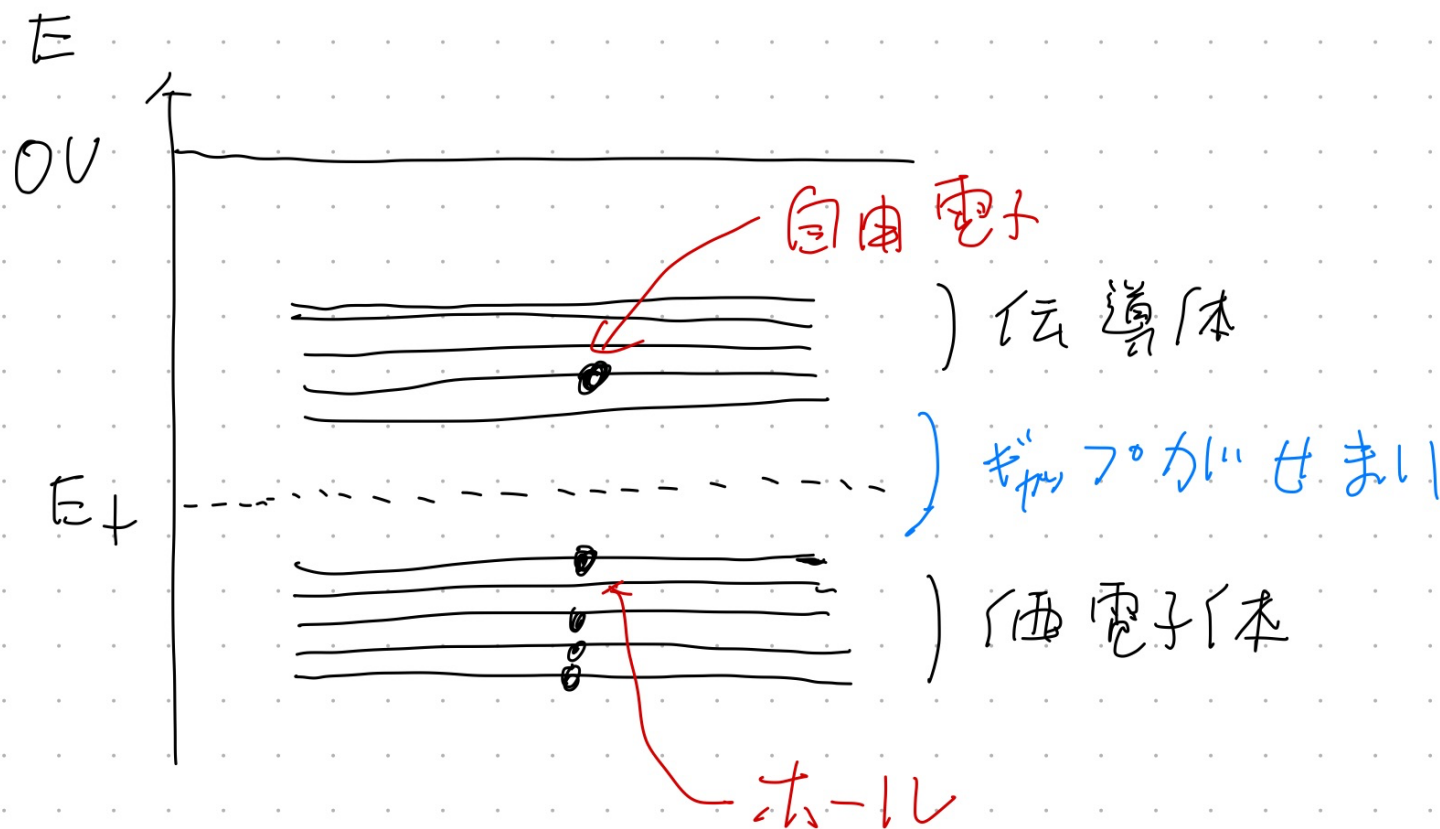
16.0.7 絶縁体



- バンドが、電子が詰まっている価電子帯と、電子がほとんど存在しない伝導帯からなる。
- 価電子帯では、バンド内の準位に基本的には電子詰まっているため、電子が動けない。

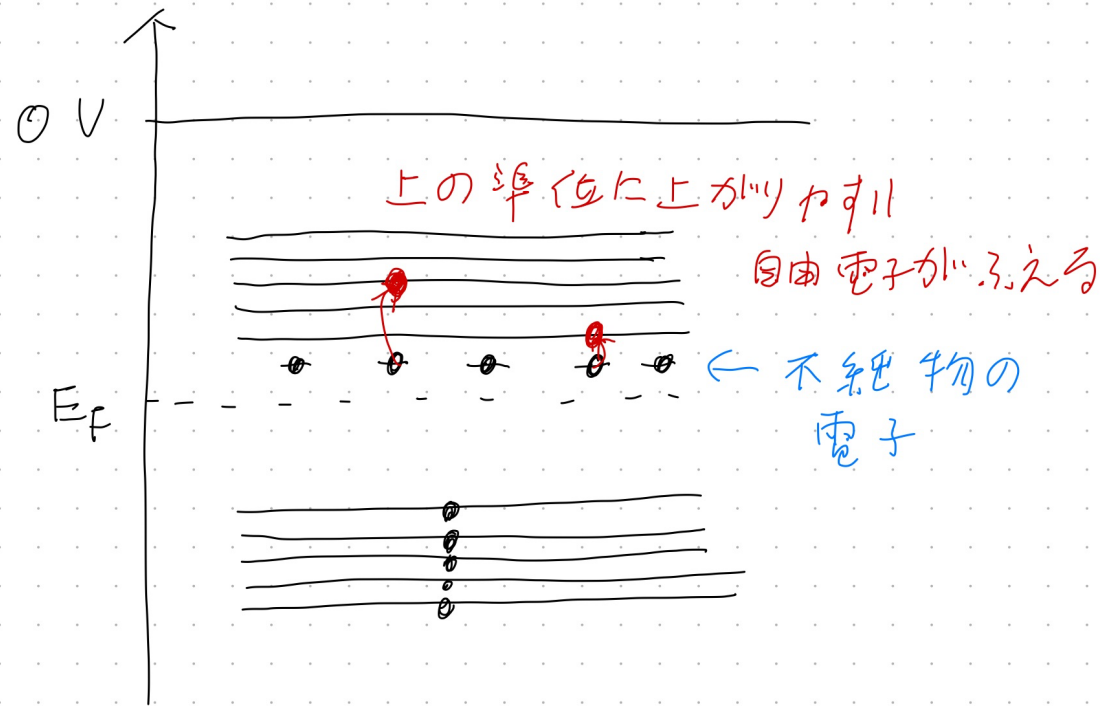
- 伝導帯の電子は動くことはできるが，基本的に電子がない。
- 温度により定まるフェルミ分布によって，価電子帯の電子が伝導帯に上がる。
- 価電子帯の準位の空きや，伝導帯の電子によって電流が流れる。
- しかし，価電子帯と伝導帯のエネルギーのギャップ，バンドギャップが大きいため，そのような電子の数は極めて少なく，抵抗が極めて高い。

16.0.8 半導体



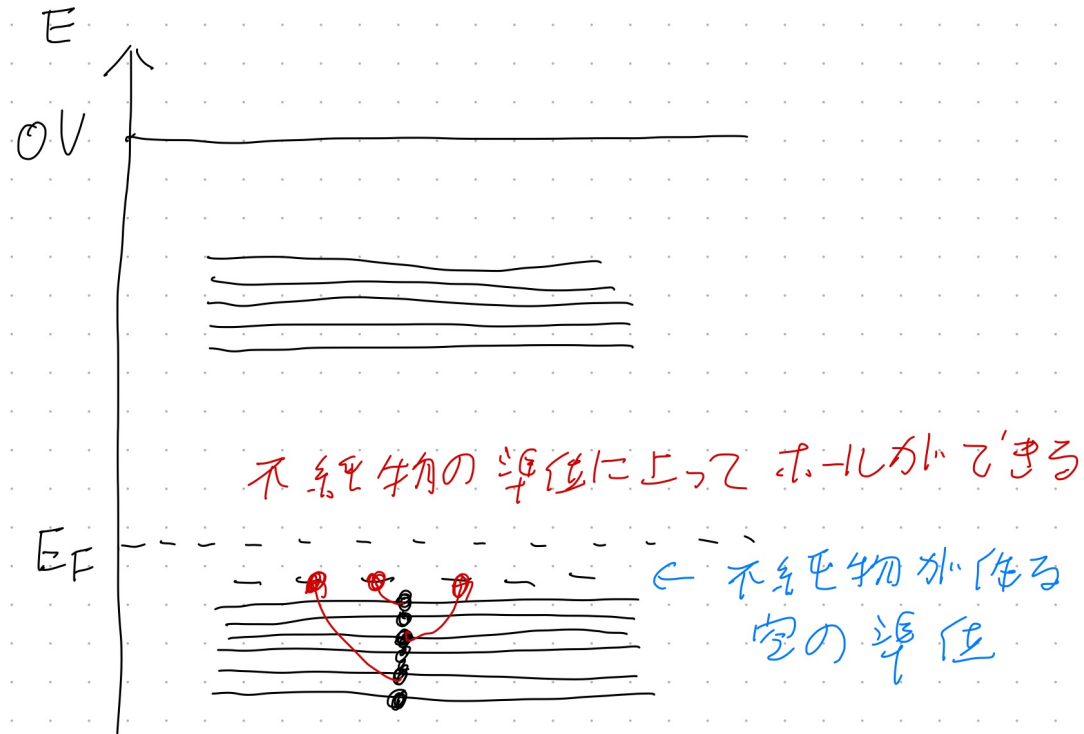
- 絶縁体は似たバンドの構成であるが，バンドギャップが狭い。
- そのため伝導帯の電子の数，価電子帯の空きの数が多く，抵抗が低い。
- 価電子帯の空きは，ホールと呼ばれ，自由に動ける正電荷と同じような振る舞いをする。

16.0.9 n型半導体



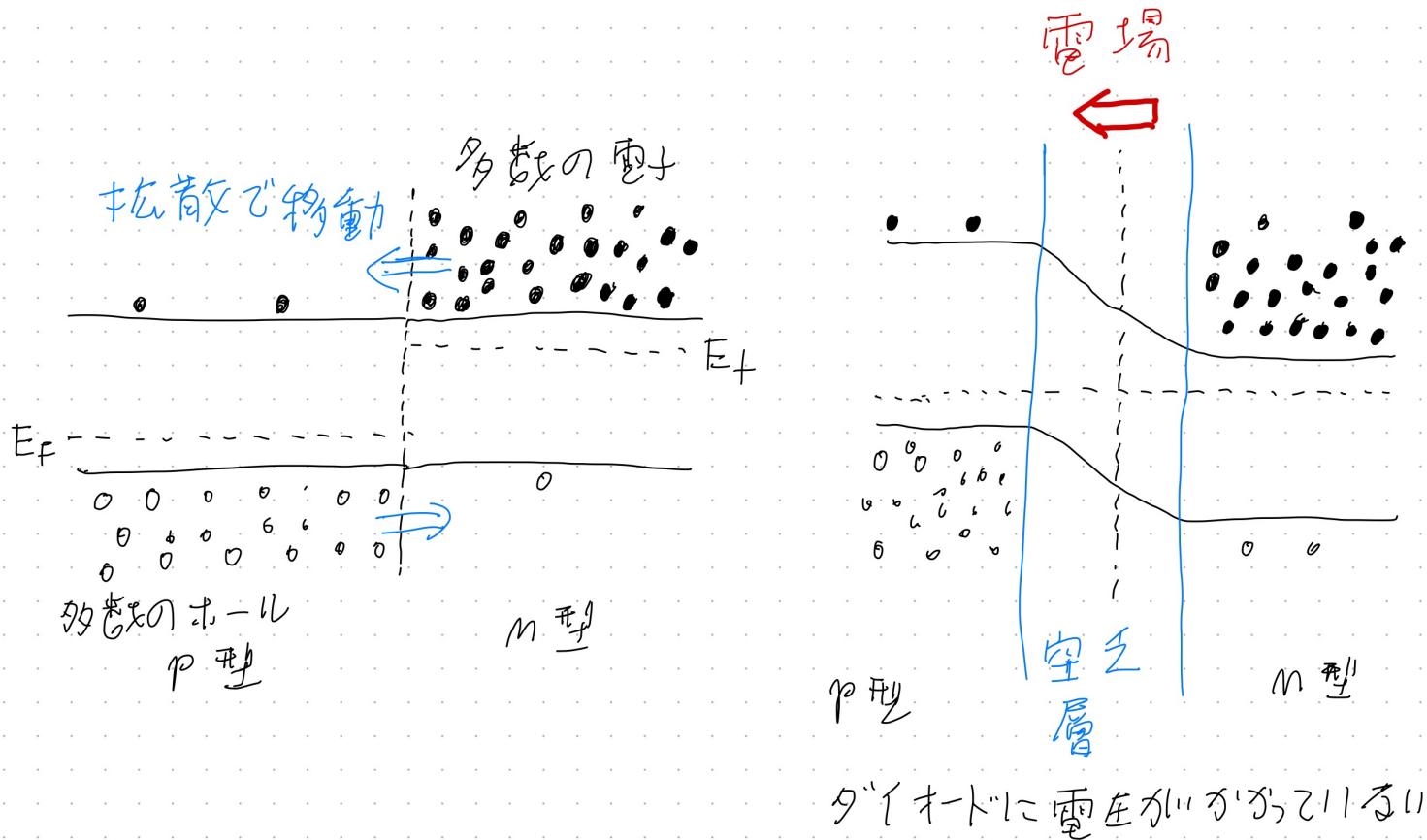
- シリコンやゲルマニウムのような半導体は4価である。
- 5価の原子を不純物として混ぜる。
- 伝導帯のすぐ下に準位ができ、その電子が伝導帯に上がる。
- フェルミ準位 E_F が上がったとして表現できる。
- 導電率が上がる。

16.0.10 p型半導体



- 3 価の原子を不純物として混ぜる。
- 価電子帯のすぐ上に電子が入っていない準位ができる。
- 価電子帯の電子がその準位に入って、価電子帯のホールが増える。
- フェルミ準位 E_F が下がったことと等価になる。
- 導電率が高くなる。

16.0.11 pn接合

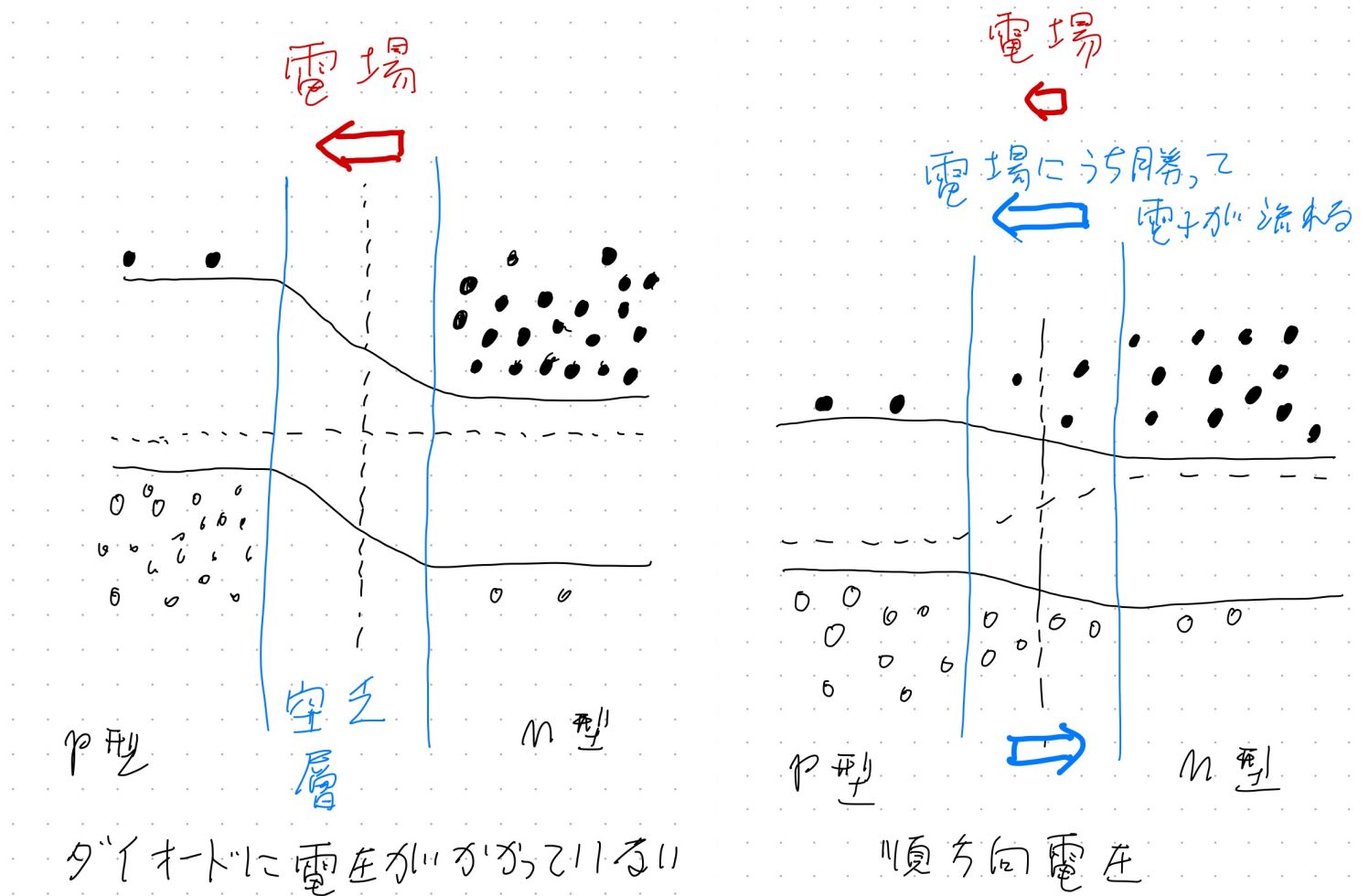


- p型半導体とn型半導体を接合する。
- n型半導体の電子が多いためp型半導体の方に、p型半導体のホールが多いためn型半導体の方に拡散の原理で移動する。
- 接合部においてn型半導体はプラスに、p型半導体はマイナスに帯電す

る。

- その結果，接合部にn型半導体からp型半導体へ向う電場ができる。
- その電場により電子はn型半導体に，ホールはp型半導体に向かう向きの力が働く。
- 拡散による移動と釣り合い，移動が止まる。
- それは，n型半導体とp型半導体のフェルミ準位等しくなる時である。
- **空乏層**：電場が生じている部分には，自由電子もホールも存在しない。（もし，電場があるところに自由電子やホールが存在したら移動してしまう。）

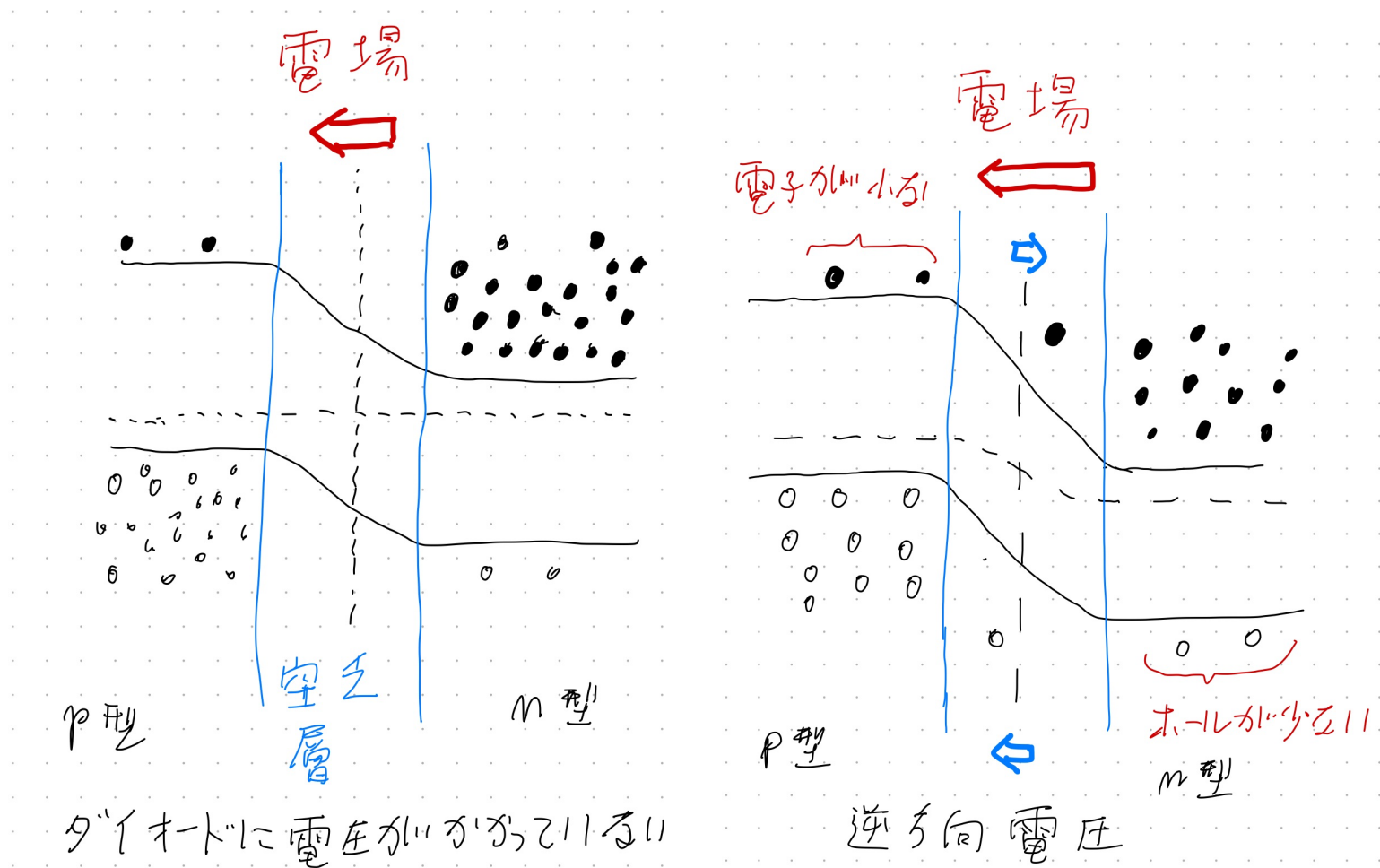
16.0.12 順方向電圧



- p型半導体にプラス，n型半導体にマイナスの電圧をかける。
- 電子やホールがある部分には電場が基本的には生じないため，その電圧は空乏層にかかる。

- 空乏層の電場が弱まる。
- 拡散で，電子やホールが流れる。
- その電流は，以下の2つの値の和に基本的には比例する。
 - p型半導体の伝導帯の下端のエネルギー以上にあるn型半導体の電子の密度と，p型半導体の電子密度の差
 - n型半導体の価電子帯の端のエネルギー以下にあるp型半導体のホール密度と，n型半導体のホール密度の差

16.0.13 逆方向電圧



- p型半導体にマイナス，n型半導体にプラスの電圧をかける。
- 電圧は空乏層にかかるため，空乏層の電場が強まる。
- 順方向電流と同様の原理で電流が流れる。

- ただし，p型半導体の伝導帯の電子密度が低いため，電流は極めて小さい。
- p型半導体単体に直接電圧をかける場合は，ホールがある部分に電界ができるため，ダイオードの逆方向電圧とは電流の大きさは異なる。

16.0.14 ショックレイの式 (概略)

- $E \gg E_F$ ならばフェルミ分布の確率密度関数は以下のように近似できる。

$$f(E) = \frac{1}{1 + \exp\left(\frac{E - E_F}{kT}\right)} \simeq \exp\left(-\frac{E - E_F}{kT}\right)$$

- 簡単のために電子だけを考える。以下のようにおく。
 - E_{pC} : p型半導体の伝導帯の最低エネルギー
 - N : 伝導帯のエネルギー準位の密度
 - v_D : ダイオード (空乏層にかかる電圧)
- 電流はp型半導体の伝導帯の下端のエネルギー以上にあるn型半導体の電子の密度と, p型半導体の電子密度の差に比例するため, 以下の式が成り立つ。

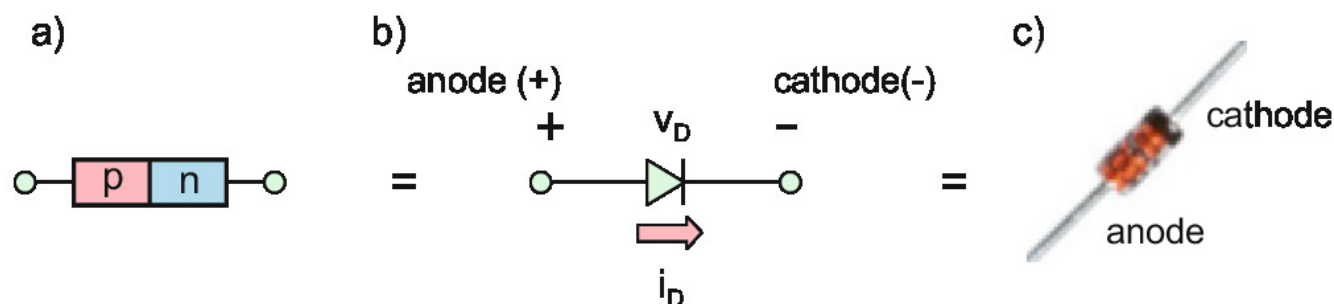
$$\begin{aligned} I &\propto \int_{-v_D}^{\infty} N \exp\left(-\frac{E - (E_F + E_{pC})}{kT}\right) - \int_{E_{pC}}^{\infty} N \exp\left(-\frac{E - E_F}{kT}\right) \\ &\propto N \left(\exp\left(-\frac{v_D}{kT}\right) - 1 \right) \end{aligned}$$

- 実際には，伝導帯のエネルギー準位の密度が一定でない，厳密には拡散で流れるわけではないということがあり，補正係数 n を入れて，ダイオードの電圧電流特性は次のショックレイの式でモデル化される。

$$i_D = I_S \left[\exp \left(\frac{v_D}{nV_T} \right) - 1 \right]$$

16.1 ダイオードの動作と分類

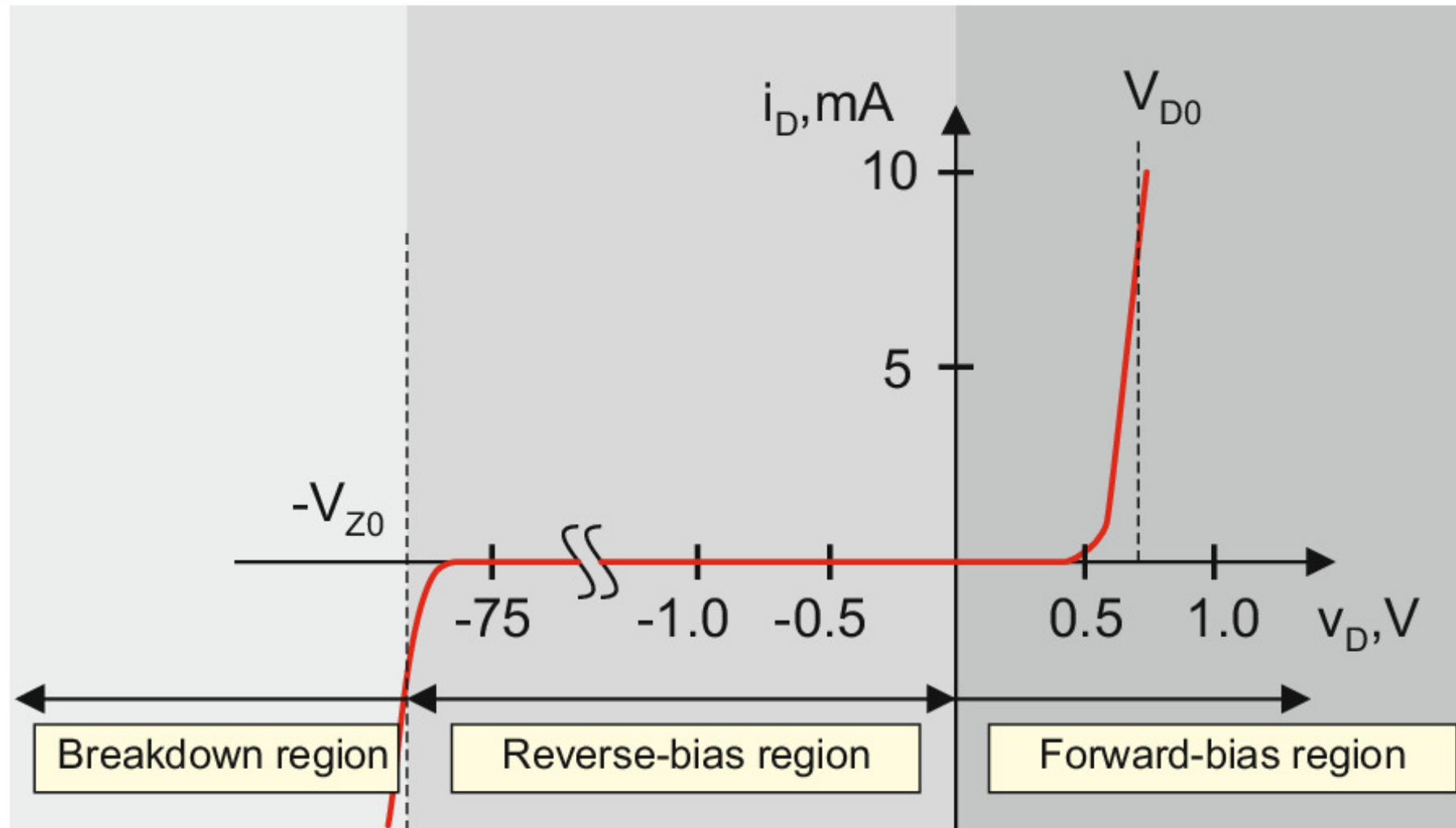
16.1.1 回路シンボルと端子



- ダイオードは2端子半導体素子である。
- 簡単なpn接合からなる。
- 回路シンボルは上図のようである。
- 矢印の向きは，電流が流れる向きである。
- その時にプラスの電圧をかける側をアノード（陽極），マイナスの電圧をかける側をカソード（陰極）という。この言葉は真空管の時代から使われている。
- ダイオードは，抵抗，インダクタ，キャパシタと異なり，極性部品である。

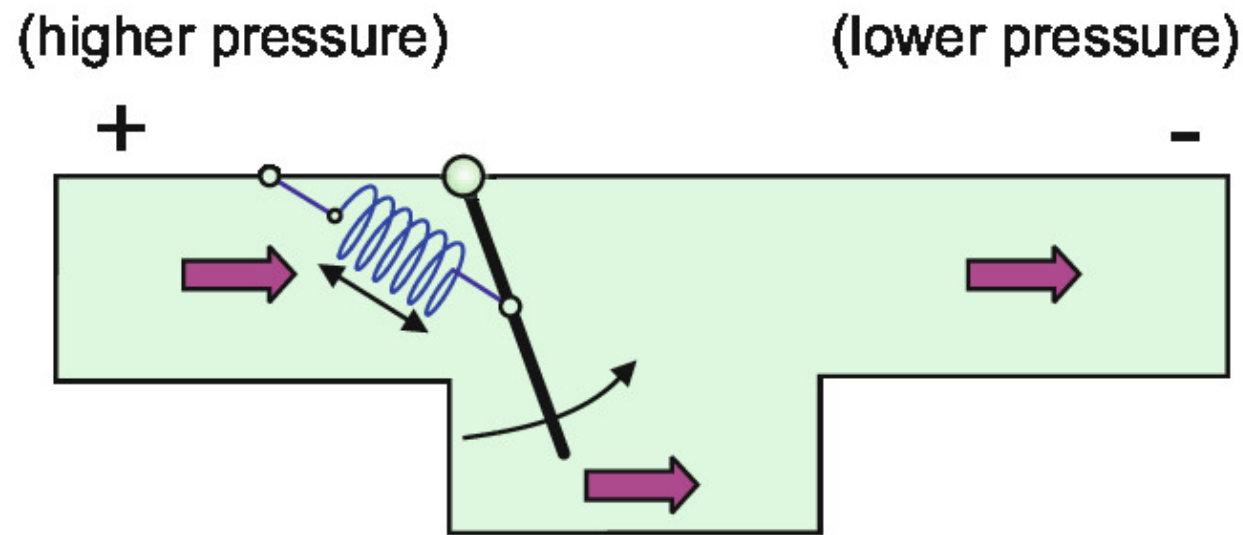
- 電流 i_D と電圧 v_D の向きは，受動参照配置に従う。
- 受動回路であるため， v_D は端子電圧とも呼ばれる。
- 極性を示すために，ダイオード部品には黒いリング状の線が1，2本印刷されている。

16.1.2 3つの動作領域



- 小信号（低電力）シリコンダイオード 1N4148 の $v-i$ 特性である。
- 図から，大まかに 3 つの動作領域があることがわかる。
 - 順バイアス領域： $v_D > 0$
 - 逆バイアス領域： $-V_{Z0} < v_D < 0$
 - ブレークダウン領域： $v_D < -V_{Z0}$
- 2 つの急に電圧が立ちあがる電圧は，ツェーナーブレークダウン電圧 V_{Z0} と，あるしきい値電圧 v_{D0} である。後者は pn 接合の内部電圧 v_{BI} に近い。

16.1.3 ダイオードの機械的アナロジー



- ダイオードは，機械的アナロジーでは，一方方向バルブとしてモデル化される。
- 左から右にだけ，弁を押し上げて流体が流れない。
- バネのために，圧力損失がある（ダイオードの0.7V）。

16.1.4 順方向バイアス領域：スイッチングダイオード

- 順方向バイアス領域では，ショックレイの式が成立する。

$$i_D = I_S \left[\exp \left(\frac{v_D}{nV_T} \right) - 1 \right]$$

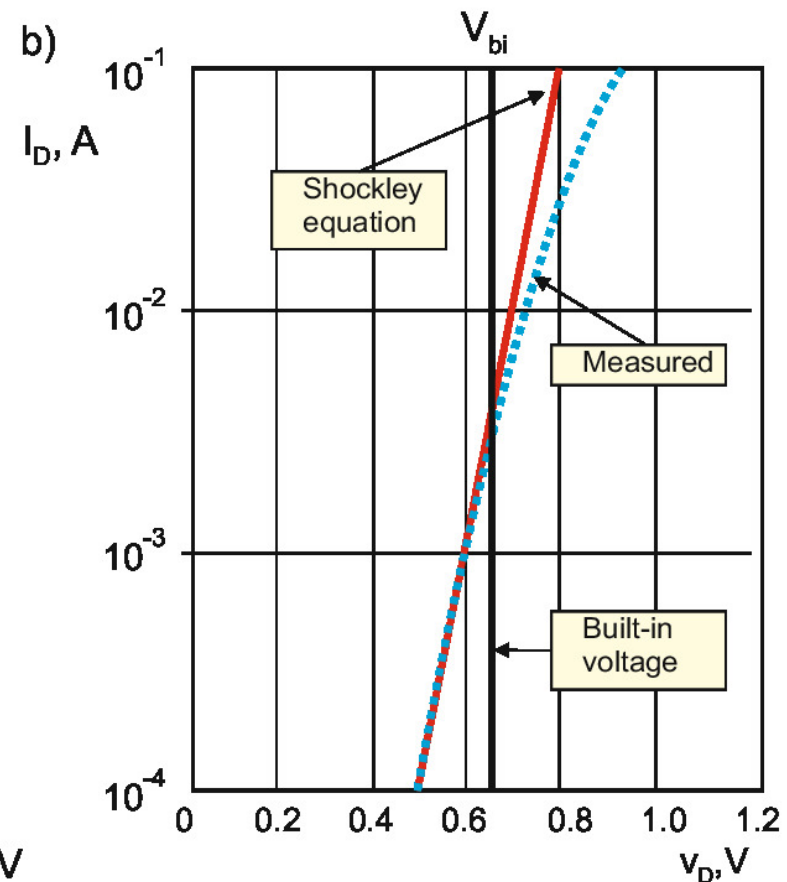
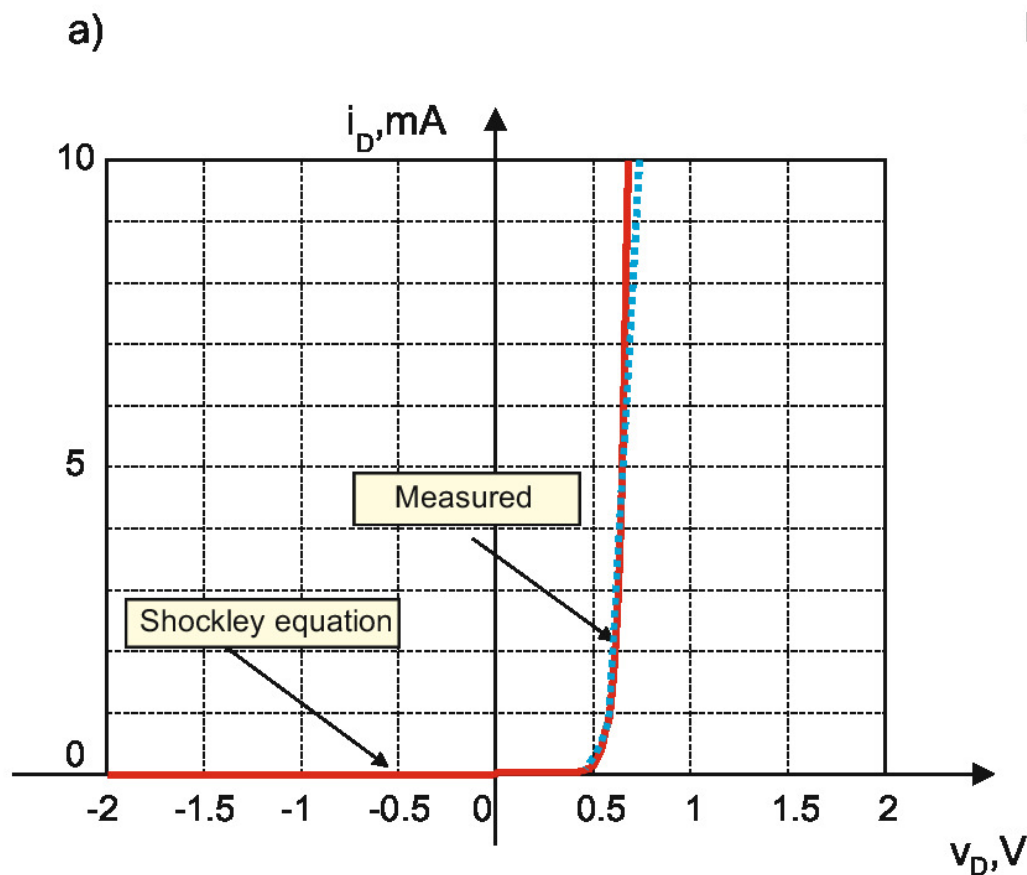
- これはショックレイの理想ダイオードの式と呼ばれる。
- pn接合の式から解析的に求められている。
- この式は，温度に強く依存する。通常，室温20°Cから25°Cの式である。
- I_S (A) は飽和電流である。1N4148では，室温で $I_S \simeq 10^{-14}$ A 以下である。
- V_T は熱電圧であり次式で与えられる。

$$V_T = \frac{kT}{q}$$

- $n(\geq 1)$ は，理想度係数で，実際のダイオードのショックレイダイオード式からの違いを表す。

- ディスクリート部品の小信号ダイオードでは $n \simeq 2$ であり, IC 中のダイオードは $n \simeq 1$ である。
- 他の定数・変数を以下の表に示す。

Absolute temperature T (K)	$T = 273^\circ + t^\circ(\text{C})$
Electron charge q (C)	1.60218×10^{-19}
Boltzmann constant k (J/K)	1.38066×10^{-23}



- V_{D0} の値は, pn接合の内部電圧 V_{BI} と等しい。小信号シリコンダイオードでは $V_{BI} = 0.62 \sim 0.72$ V である。そのため, 一般に小信号シリコンダイオードでは $V_{D0} = 0.7$ とする。
- 順バイアス領域で動作するダイオードはスイッチングダイオードと呼

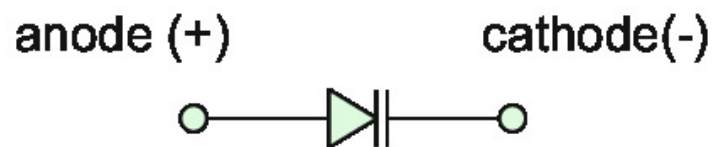
ばれる。これが主な使い方である。

- 多くの応用で、スイッチング時間 T が重要である。これは逆電圧になった時に、pn接合が反応する時間である。
- 1N4148の場合は、2～4 nsである。
- この値は小さく見えるが、ラジオ周波数には使えない。
- 最大動作周波数はスイッチング時間の逆数になる。

$$f_{\max} \simeq \frac{1}{T} = 250\text{MHz}$$

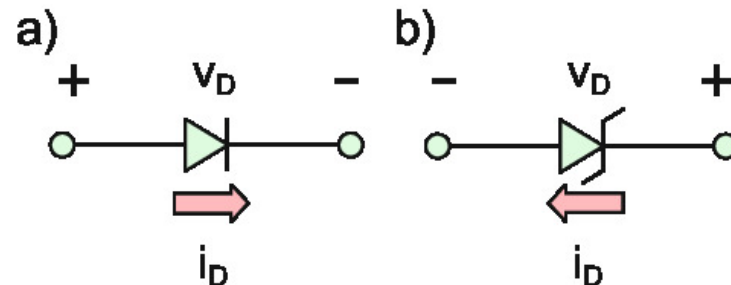
16.1.5 逆方向バイアス領域：バラクタダイオード

- ショックレイの式から， $v_d \ll -V_T$ で， $i_D = -I_S$ となる。
- この電流は，1～20 nA程度に小さいものもある。
- 逆に，逆方向バイアス領域で作動する特殊なダイオードもある。
- それは，バラクタ（可変キャパシタ）ダイオードやトンネルダイオードである。
- pnジャンクションの特性により，逆方向電圧または非常に小さい順方向電圧で動作する。
- キャパシタの電極のようなもののギャップが端子電圧で制御できる。
- 結果として，電圧制御キャパシタになる。
- バラクタダイオードはキャパシタンスが電圧で大きく変わるように作られている。
- 回路記号が下の図の通りである。



16.1.6 ブレークダウン領域：ツェーナダイオード

- ダイオードの $v-i$ 特性の逆方向バイアスにおけるブレークダウンによる急な電流の増加は，電圧安定化のために使われる。
- ツェーナブレークダウン電圧は，整流ダイオードでは，75～100 Vであり，ツェーナダイオードと呼ばれるものは，5～20 Vである。
- ブレークダウン電圧は，不純物の量で制御される。
- シリコンツェーナダイオードでは，不純物を多く入れる。
- ブレークダウンは破壊的ではない（何回でも大丈夫。熱で壊れることはある。）。
- ブレークダウン領域では，ショックレイの式は使えない。
- ダイオードの $v-i$ 特性は，区分線形近似できる。
- ツェーナダイオードの回路記号は下の図の通りである。



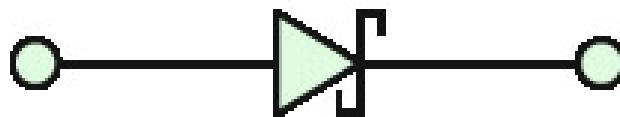
16.1.7 他の一般的なダイオードのタイプ

ショットキー（バリア）ダイオード

- ショットキー（バリア）ダイオードは、pn接合の代わりに、金属（陽極）とn型半導体（陰極）の接合でできている。
- ショットキーダイオードは順方向バイアス電圧が低く（0.15～0.5 V）、スイッチング速度が高速である。pn接合の拡散電流が遅いことに対比している。
- ショットキーダイオードは、Si（シリコン）やGaAs（ガリウムヒ素）半導体を採用することもある。
- 金属には、モリブデン、白金、クロムが使われる。
- ショットキーダイオードの回路記号は下の図の通りである。

anode (+)

cathode (-)



PINダイオード

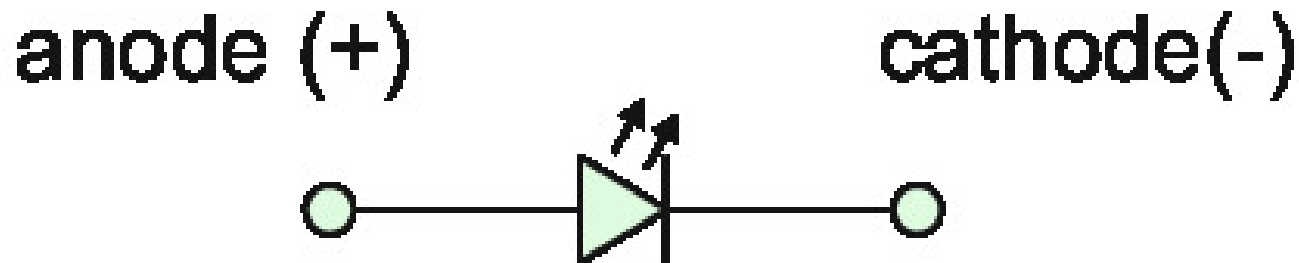
- 真性半導体：不純物を含まない半導体。導電率がp型，n型半導体に比べると低い。
- pn接合の間に，真性半導体または少しだけ不純物を含んだ半導体の層（i層）を挟んだもの。
- 順方向バイアス電圧で電荷がi層に蓄積し，電圧で制御できる可変抵抗器になる。それは，高周波回路におけるスイッチに減衰器に用いられる。
- 他の応用としては，光検出器に使われる。
- 光がi層の電子に当たると，電子が価電子帯から伝導帯に上がり自由電子となるため，ダイオードに電気が流れるようになる。
- すなわち，ダイオードの抵抗が下がる。それを測定して光を検出する。

フォトダイオード

- 光が生み出した自由電子は，光電流と呼ばれるダイオードの逆方向電流となる。
- その電流は光の強さに比例する。

発光ダイオード (LED)

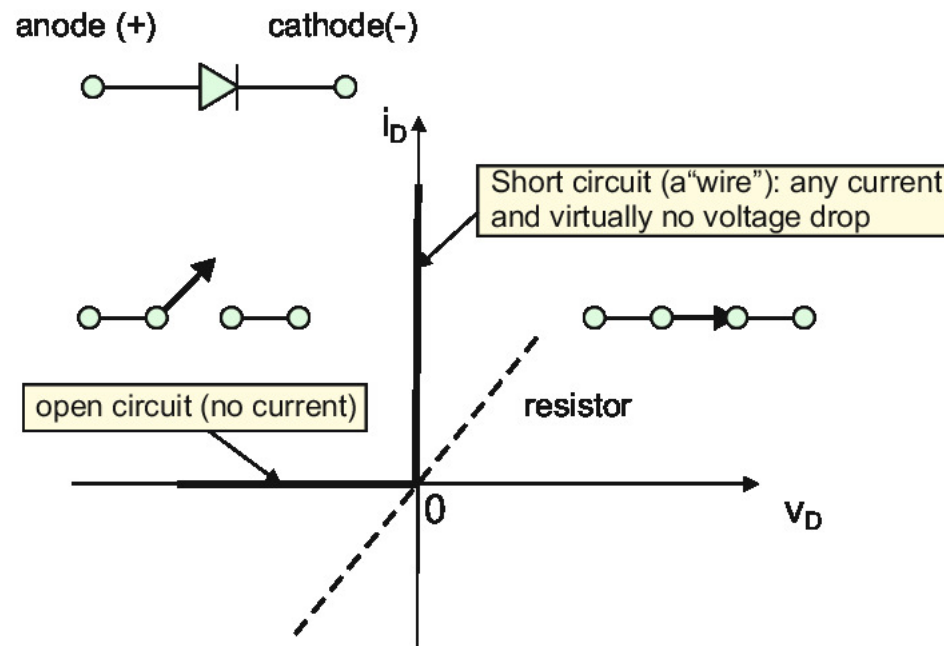
- フォトダイオードと逆の動作をする。
- 自由電子が価電子帯に場所を見つけると、そこに落ちてエネルギーを失う。その時に、光子を発生する。
- Siではなく、GaAsなどの半導体でできている。
- 様々な成分を使って、ヘテロジャンクションを構成する。
- フォトダイオードの回路記号を下に示す。光の向きがフォトダイオードと逆である。
- 通常のLEDは、太陽光セルと同様に動作する。すなわち、光が当たると、



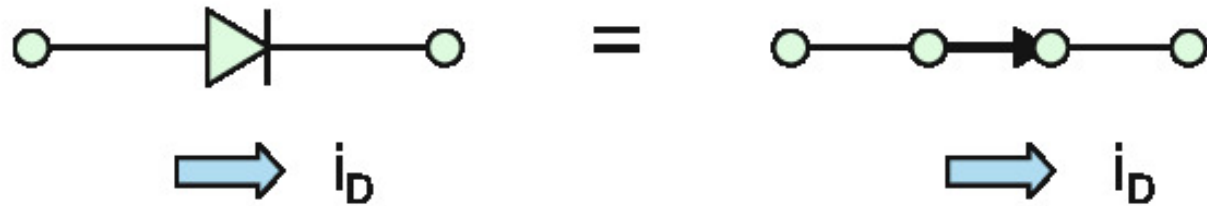
16.2 ダイオードのモデル

16.2.1 ダイオードのモデル：仮定状態法

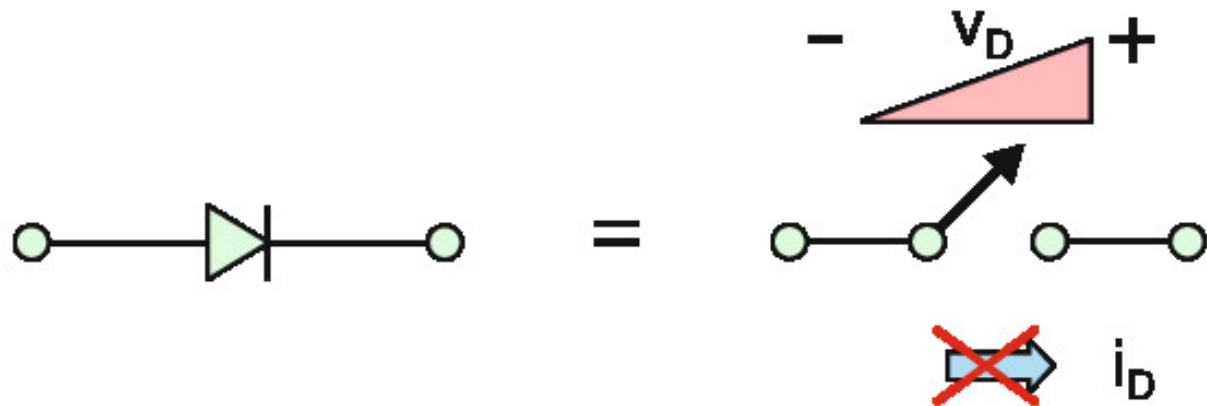
- 理想ダイオードモデルでは、 $i-v$ 特性の最も基本的なこと以外は無視する。
- 順方向バイアス領域での急な立ち上がりの非線形性を考える。
- 理想ダイオードの $v-i$ 特性を以下に示す。



guess ON-check current direction



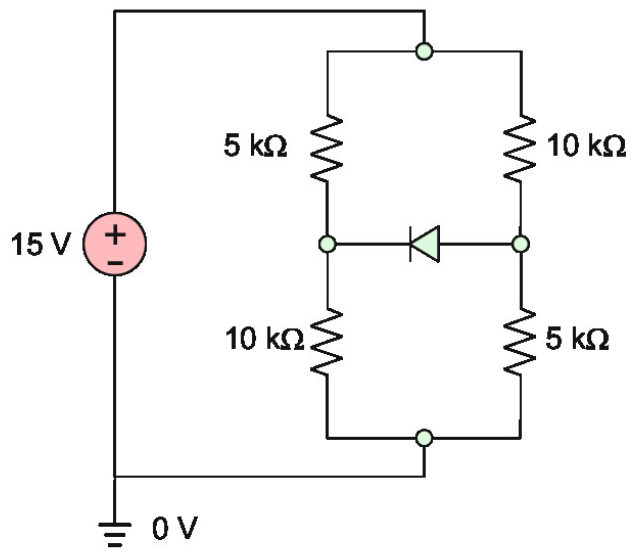
guess OFF-check if diode voltage is reversed



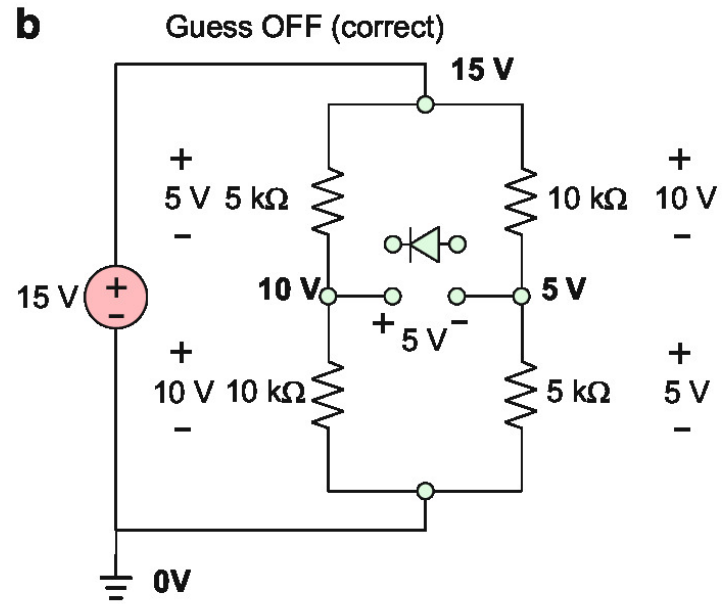
- 逆方向バイアス電圧 $v_D < 0$ では，開放回路である。
- 電流が正 ($i_D > 0$) ならば，短絡回路である。

- 仮定状態法で解析する。
- ダイオードには2つの状態:短絡回路 (ON), 開放回路 (OFF) を持っている。
- 解析時に状態を仮定して, 短絡回路か開放回路に置き換える。
- そして, その他の回路を解析して, 仮定があっているかチェックする。
- 理想ダイオードでは, ON状態では電圧は正確に0 Vになる。
- もしチェックして電流が順方向でなければ, 仮定は間違っていることになる。
- OFF状態では, 電流は0になる。
- この場合は, 仮定して解いた結果が逆方向電圧でないと, 仮定は間違っていることになる。
- 下図はチェックの方法である。

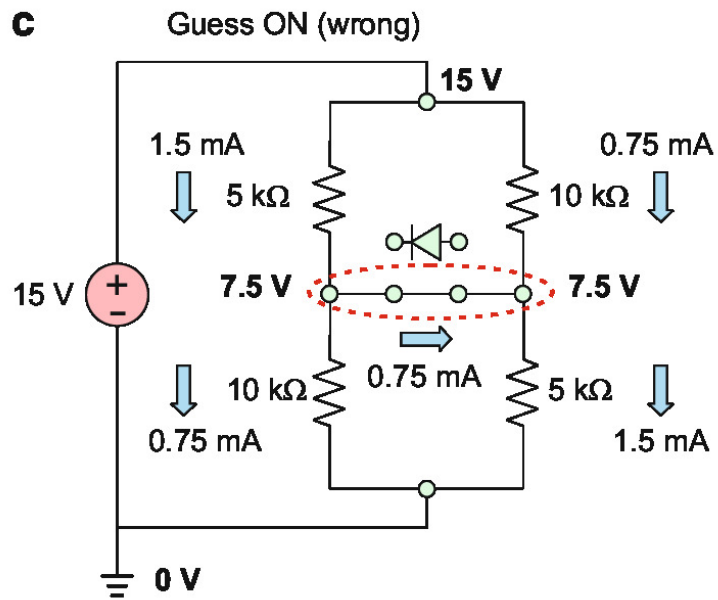
a



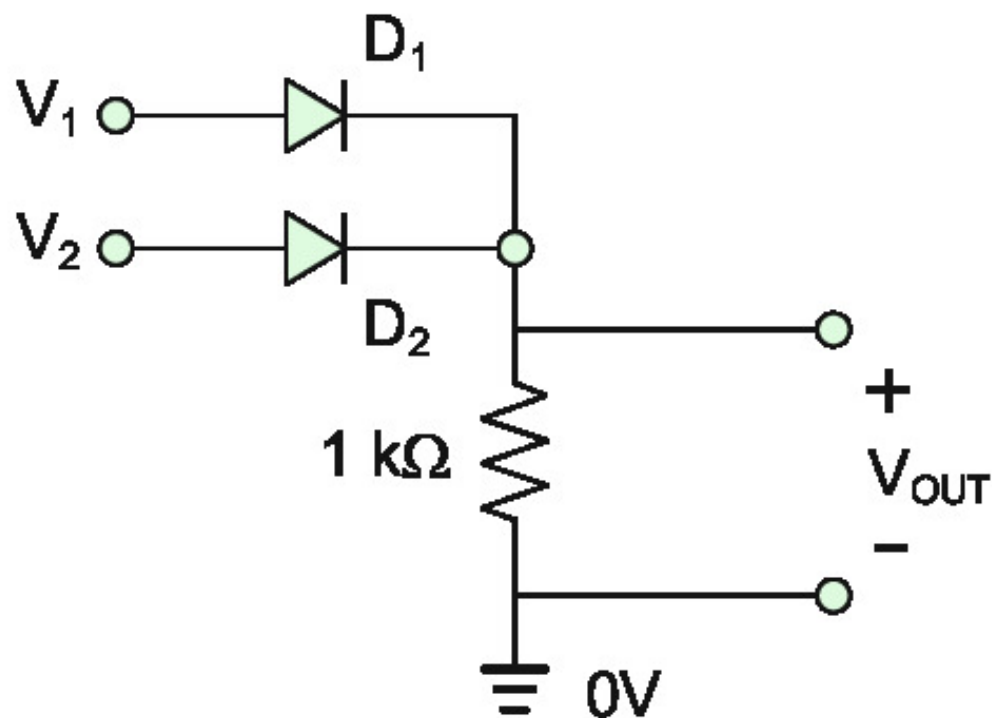
b



c



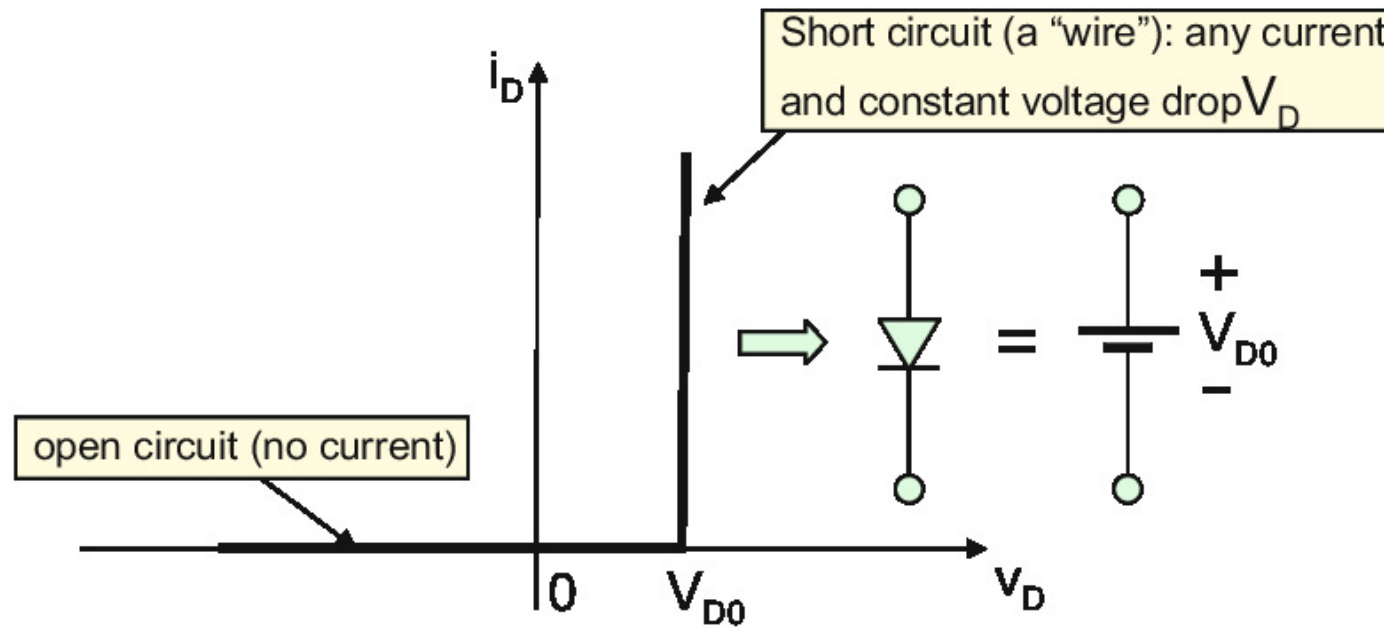
- 下図において、ダイオードをOFFと仮定すると、合成抵抗は7.5 k Ω 。
- ONと仮定すると、合成抵抗は6.68 k Ω となり、合成抵抗は後者の方が低くなる。
- 正しい状態は、回路の電力が最小になるように定まる。
- 下図において、 V_1 と V_2 が0 Vあるいは5 Vになった時の出力電圧 v_{out} を考える。



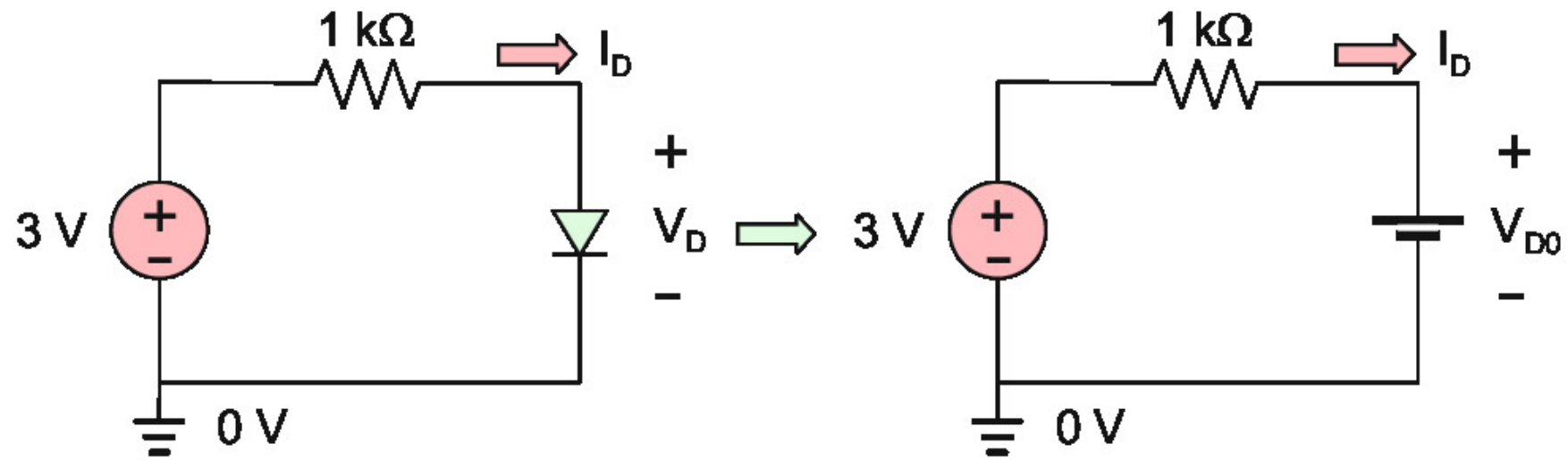
V_1	V_2	V_{OUT}
0	0	0
0	5	5
5	0	5
5	5	5

- ダイオード論理回路 (DL)
- ダイオードトランジスタ論理回路 (DTL)
- トランジスタトランジスタ論理回路 (TTL)

16.2.2 一定電圧降下モデル



- 順方向で電流が流れる時，一定電圧の電圧降下が生じるとするモデル。
- ショックレーのしきを近似したもの。
- シリコンダイオードの場合は， $V_{D0} = 0.7 \text{ V}$ の電圧降下とする場合が多い。



16.2.3 順方向バイアス領域での指数関数モデルとその使い方

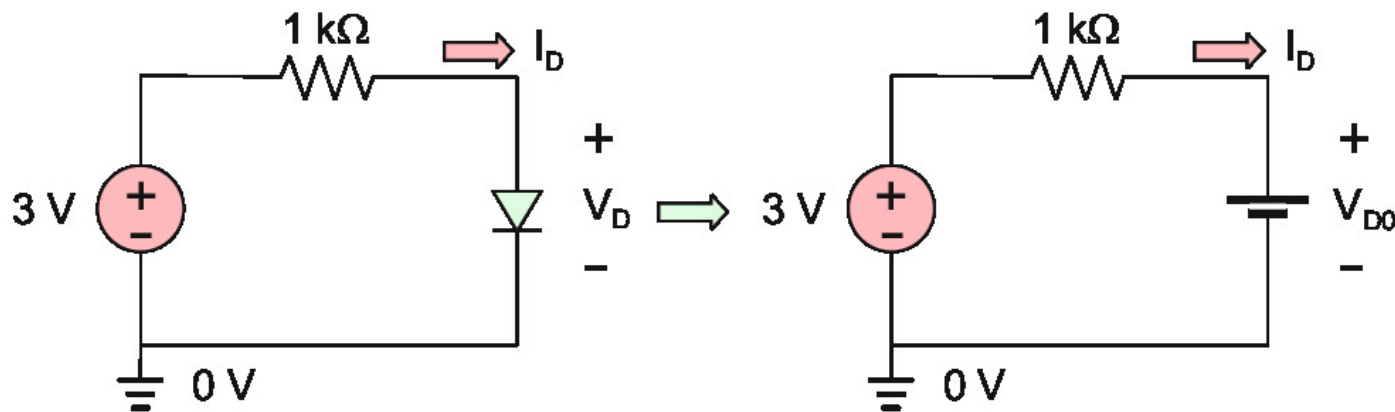
- ショックレイの式を指数関数ダイオードモデル：

$$i_D = I_S \left[\exp \left(\frac{v_D}{nV_T} \right) - 1 \right]$$

- I_S は飽和電流であるが， n を知ることは難しい。
- 二つの測定点 (V_{D1}, I_{D1}) と (V_{D2}, I_{D2}) から，両者を知ることができる。

$$n = \frac{V_{D2} - V_{D1}}{V_T \ln \left(\frac{I_{D2}}{I_{D1}} \right)}$$
$$I_S = \frac{I_{D1}}{\exp \left(\frac{V_{D1}}{nV_T} \right) - 1}$$

16.2.4 負荷直線解析



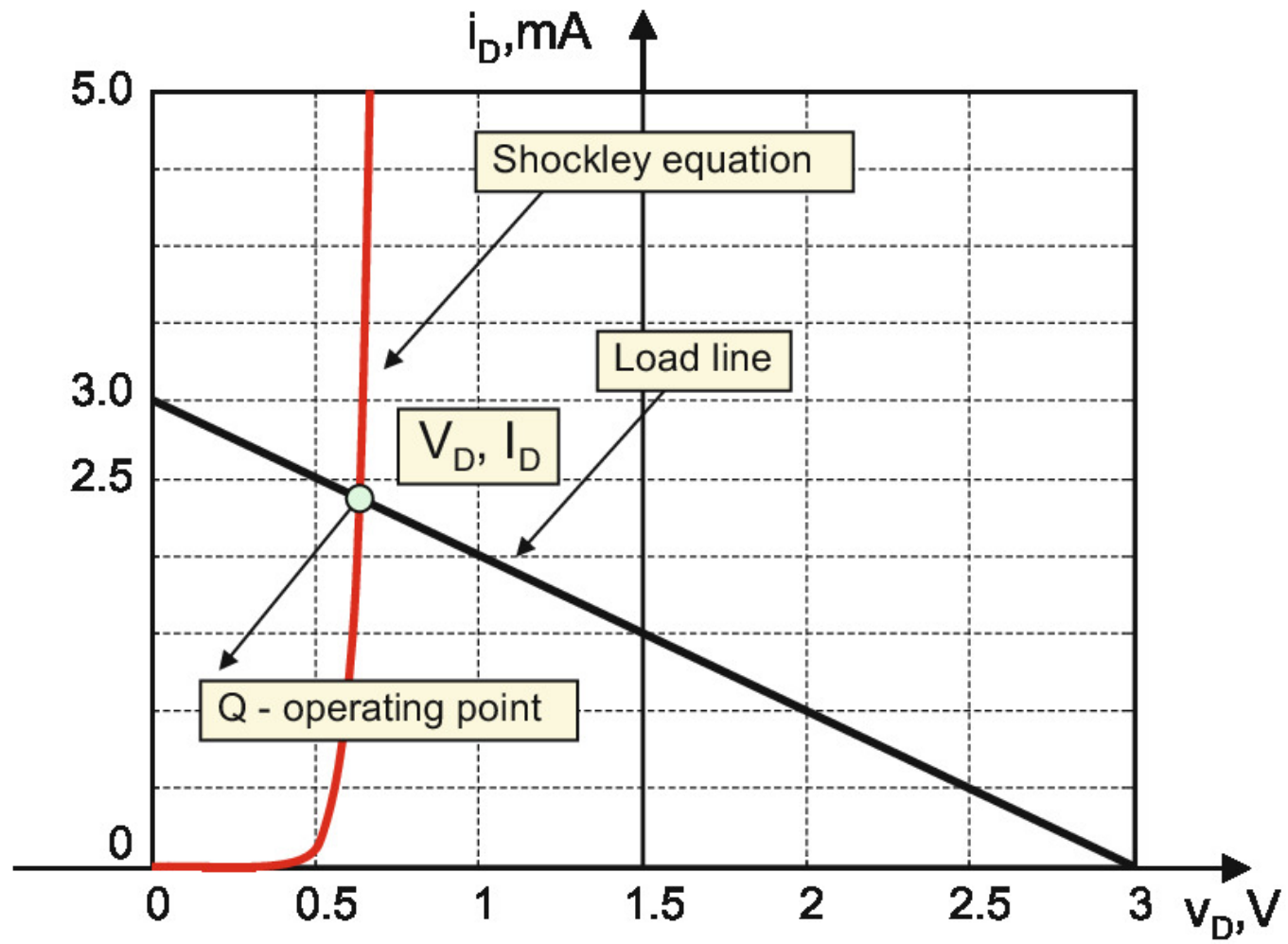
- ショックレイの式を使うと，回路方程式が非線形になる。
- グラフを使って解くこともできる。
- 先にも示した上の回路を考える。
- ダイオードの電流と電圧を変数として，KVLを使えば。

$$-V_S + Ri_D + v_D = 0$$

が成り立つので，次式が成り立つ。

$$i_D = \frac{V_S - v_D}{R}$$

- ダイオードの $v - i$ 特性との動作点（静止点）が解になる。



16.2.5 繰り返し法による解法

- 負荷直線の式とショックレイの式を連立し式を解けば良い。

$$I_S \left[\exp \left(\frac{v_D}{nV_T} \right) - 1 \right] = \frac{V_S - v_D}{R}$$

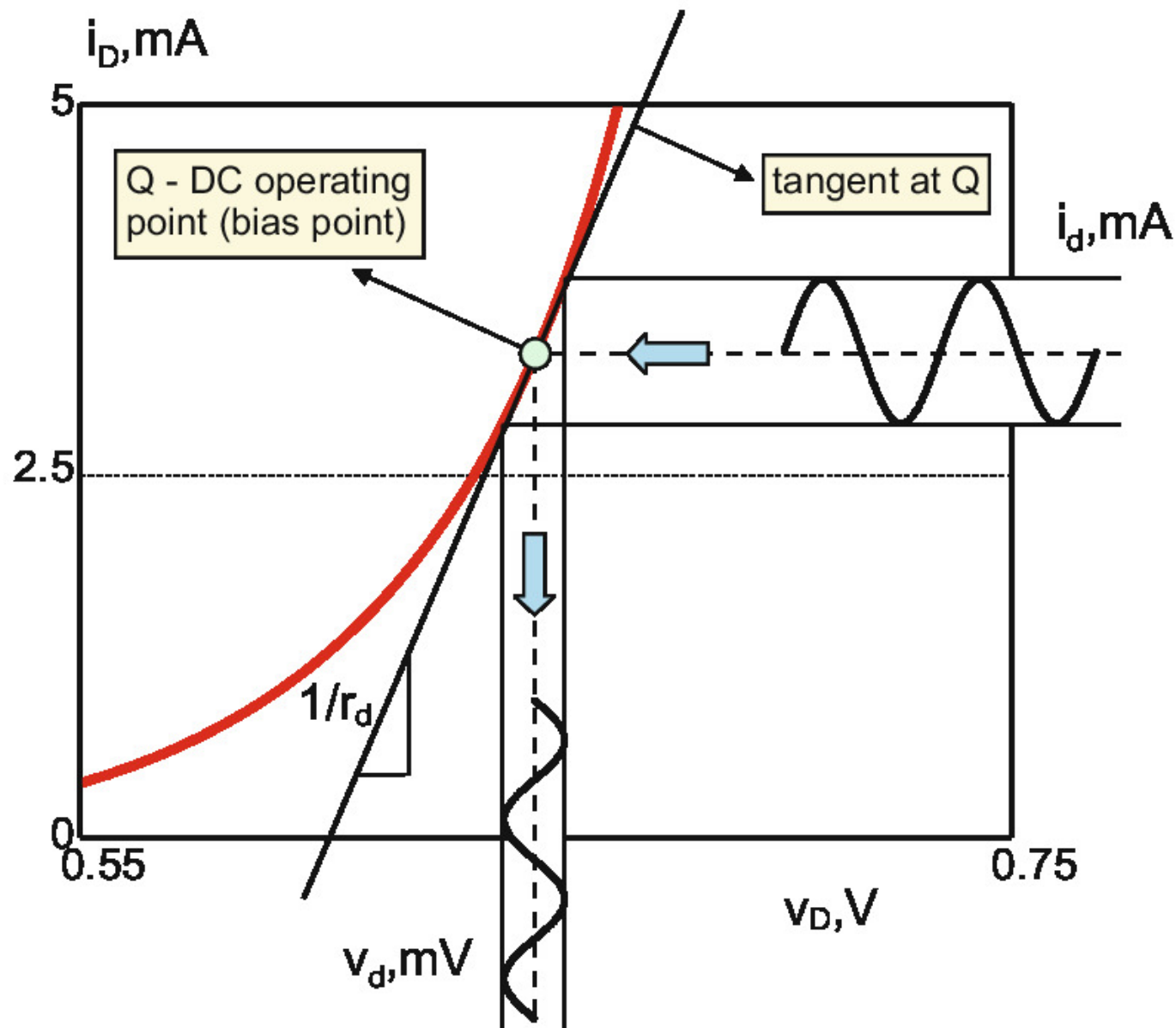
- 最初の v_D で解とく。

$$v_D = nV_T \ln \left[\frac{V_S - v_D}{RI_S} \right]$$

- v_D が両辺に入っている。繰り返し法を使う。

$$v_D^{(n+1)} = nV_T \ln \left[\frac{V_S - v_D^{(n)}}{RI_S} \right]$$

16.2.6 バイアス点における線形化：小信号ダイオードモデル



- ダイオードの小信号モデルを考える。
- 無線周波数での信号処理などで使われる。
- $v_D(t)$, $i_D(t)$: ダイオードに流れる時間信号
- V_D , I_D : 直流動作点
- $v_d(t)$, $i_d(t)$: 信号の交流成分 ($v_d(t) \ll V_D$)

$$v_D(t) = V_D + v_d(t) \quad (1)$$

$$i_D(t) = I_D + i_d(t) \quad (2)$$

- 線形化によって、交流信号にはオームの法則が成り立つ。

$$v_d(t) = r_d i_d(t)$$

- r_d を小信号ダイオード抵抗, または, インクリメンタル抵抗と呼ぶ。
- 次の関係が成立する。

$$\exp\left(\frac{v_D}{nV_T}\right) = \exp\left(\frac{V_D}{nV_T}\right) \exp\left(\frac{v_d}{nV_T}\right) \simeq \exp\left(\frac{V_D}{nV_T}\right) \left(1 + \frac{v_d}{nV_T}\right)$$

- 次式が成立する。

$$i_d = I_S \exp\left(\frac{V_D}{nV_T}\right) \frac{v_d}{nV_T}$$

- $V_D \gg nV_T$ とすれば、ショックレイの式の +1 が無視できる。したがって、次式が成立する。

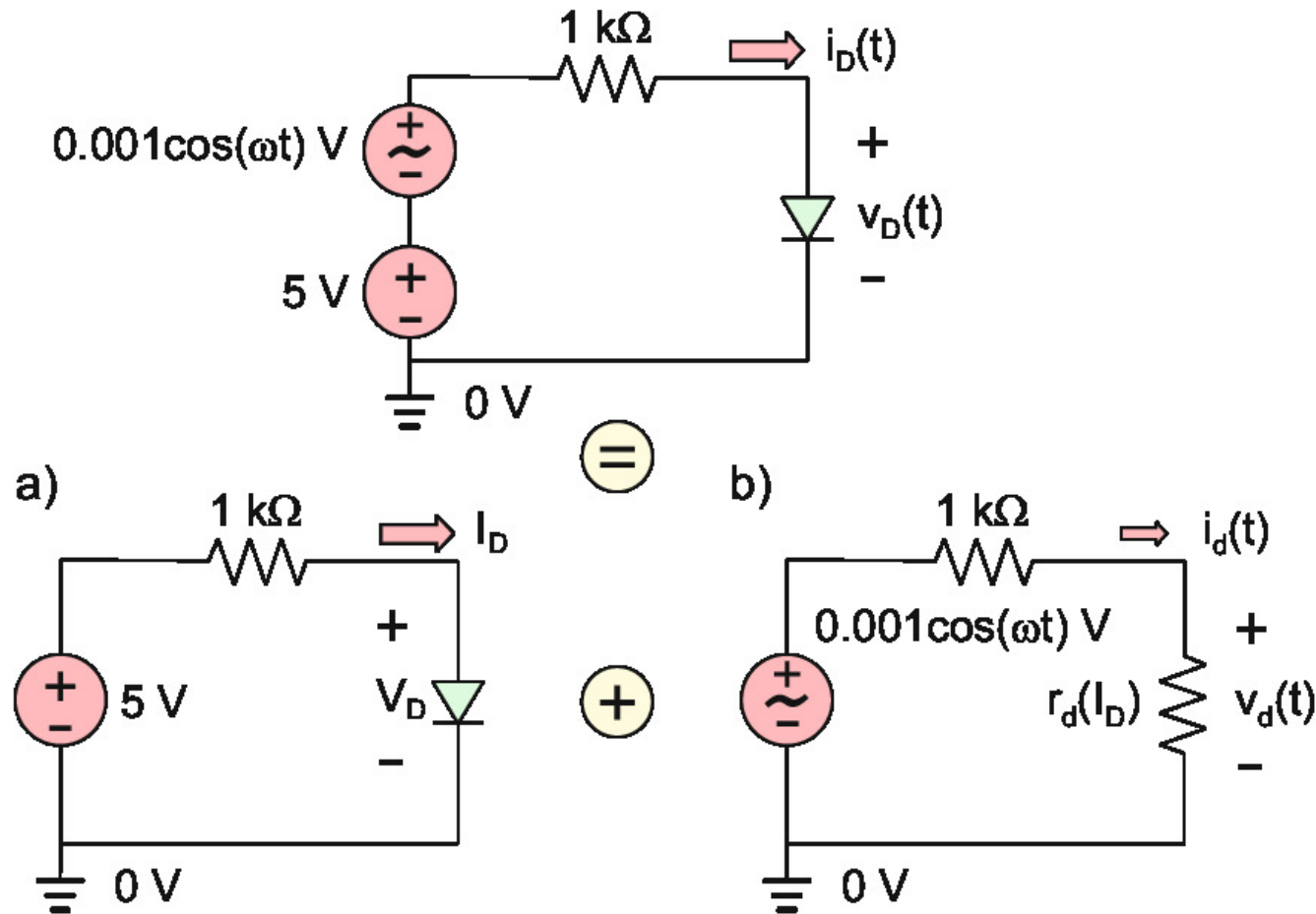
$$i_d = \frac{I_D}{nV_T} v_d$$

- 小信号ダイオード抵抗は以下のようにになる。

$$r_d = \frac{nV_T}{I_D}$$

- 電流が大きくなると、小信号抵抗が小さくなる。

16.2.7 小信号ダイオードモデルにおける重ね合わせの理

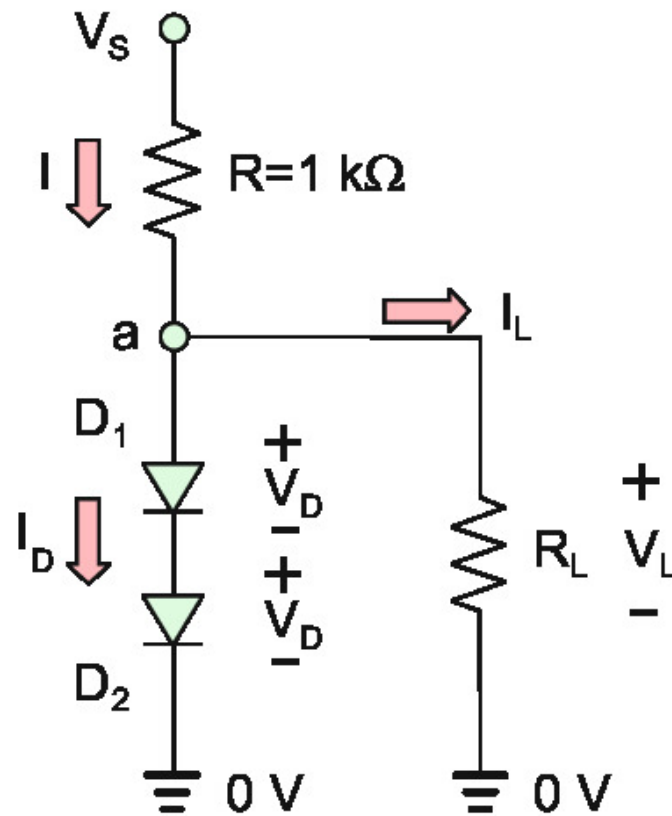


- 直流バイアスがかかった交流小信号回路における電流は，直流回路の電流と小信号回路の電流を加算する 重ね合わせの原理で解くことができる。（これを重ね合わせの原理というかはわからない。）

16.3 ダイオード電圧安定化器と整流器

- ダイオードの主な回路，整流器と安定化器に関して学ぶ。
- それらは，電力回路でも通信でも使われる。
- $v_S(t)$ が電源電圧で， $v_L(t)$ が負荷電圧である。
- 入力電圧 $v_{in}(t)$ ，出力電圧 $v_{out}(t)$ も使う。
- $\sin \omega t$ を整流回路の入力として使う。
- $\cos \omega t$ を信号処理での包絡線またはピーク検出回路のために使う。

16.3.1 基準電圧と電圧安定化器



- 最初のダーオードの有効な使い方は，基準電圧回路である。
- 接地に対して定まった電圧の基準が必要な場合がある。
- 電源電圧 $V_S(t)$ によらず一定の電圧を出して欲しい。

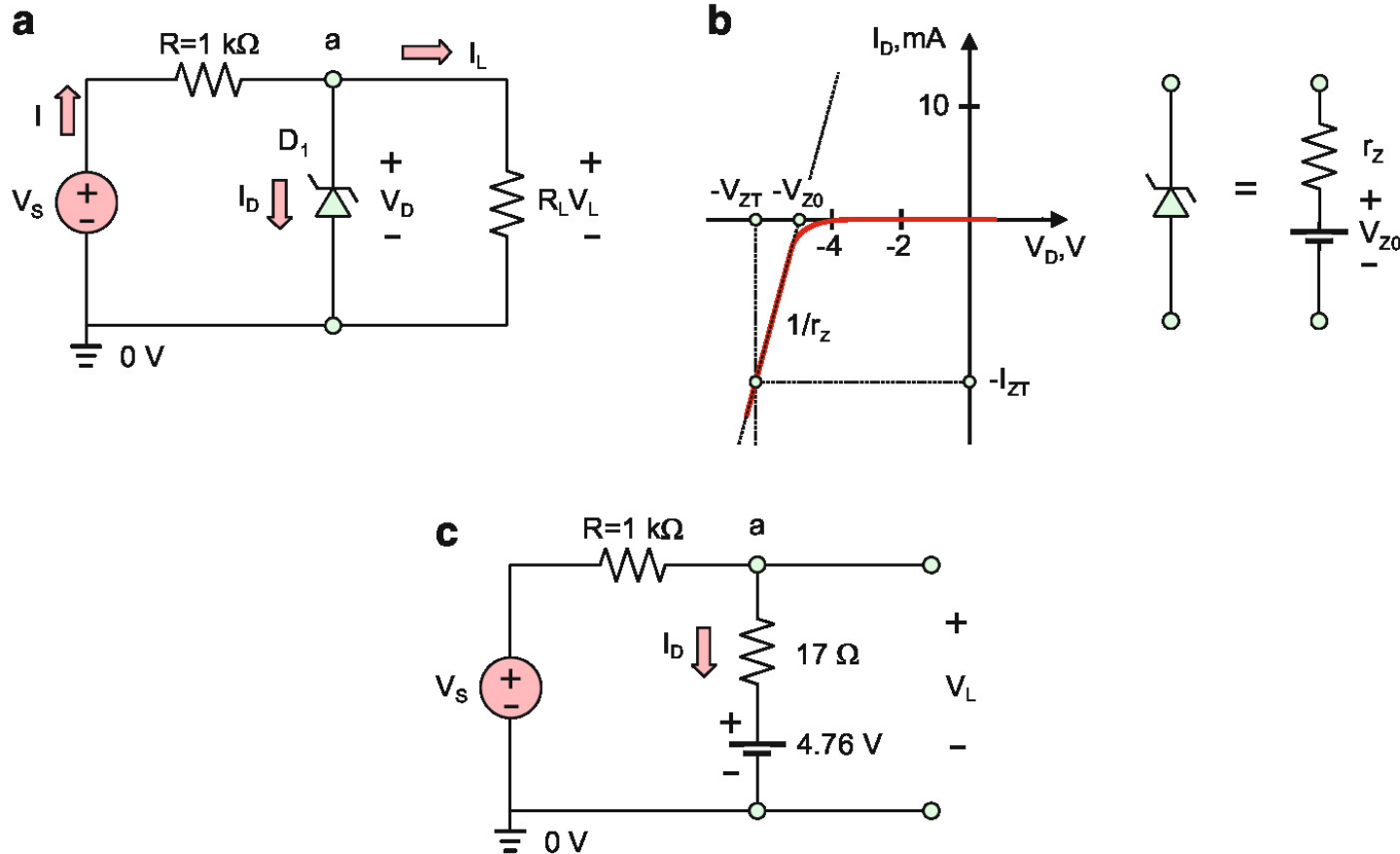
- 抵抗回路では不可能である。(線形であるため。)
- 上図の回路は，シャント電圧安定化器と呼ばれ，基本的な順方向バイアス電圧安定化回路である。
- $V_{D0} = 0.7 \text{ V}$ で安定している。
- 上図の回路は，順方向バイアス電圧安定化器（シャント電圧安定化器の一つ）である。
- 電圧レギュレータは，電源電圧にかかわらず一定の電圧を供給するものである。
- 一定電圧降下ダイオードモデルは，小信号ダイオード近似を使えば，精度を上げることができる。
- 変化分に対しては，ダイオードを小信号ダイオード抵抗に置き換えて解析できる。

16.3.2 ツェーナダイオードによる電圧安定化器

ツェーナダイオードによるシャント電圧レギュレータ

- 5 ~ 20 V の電圧が必要な場合は，順方向バイアスダイオード電圧安定化器は，多数のダイオードを必要とするため現実的ではない。
- 標準電圧安定化器はツェーナダイオードのブレイクダウン領域を利用する。
- 回路は，順方向バイアス電圧安定化器のダイオードを 1 つの逆方向バイアスツェーナダイオードに置き換えた形になる。

区分線形ダイオードモデル



- ツェーナダイオードのブレークダウン領域は区分線型ダイオードモデルで近似できる。(上図(b))
- このモデルは逆方向領域を線型関係で近似する。

- ツェーナダイオードのデータシートには，次のデータが載っている。
 - 動的あるいはインクリメンタルダイオード抵抗 r_Z （上図の直線部分の傾きの逆数）
 - ダイオードテスト点 V_{ZT} , I_{ZT}

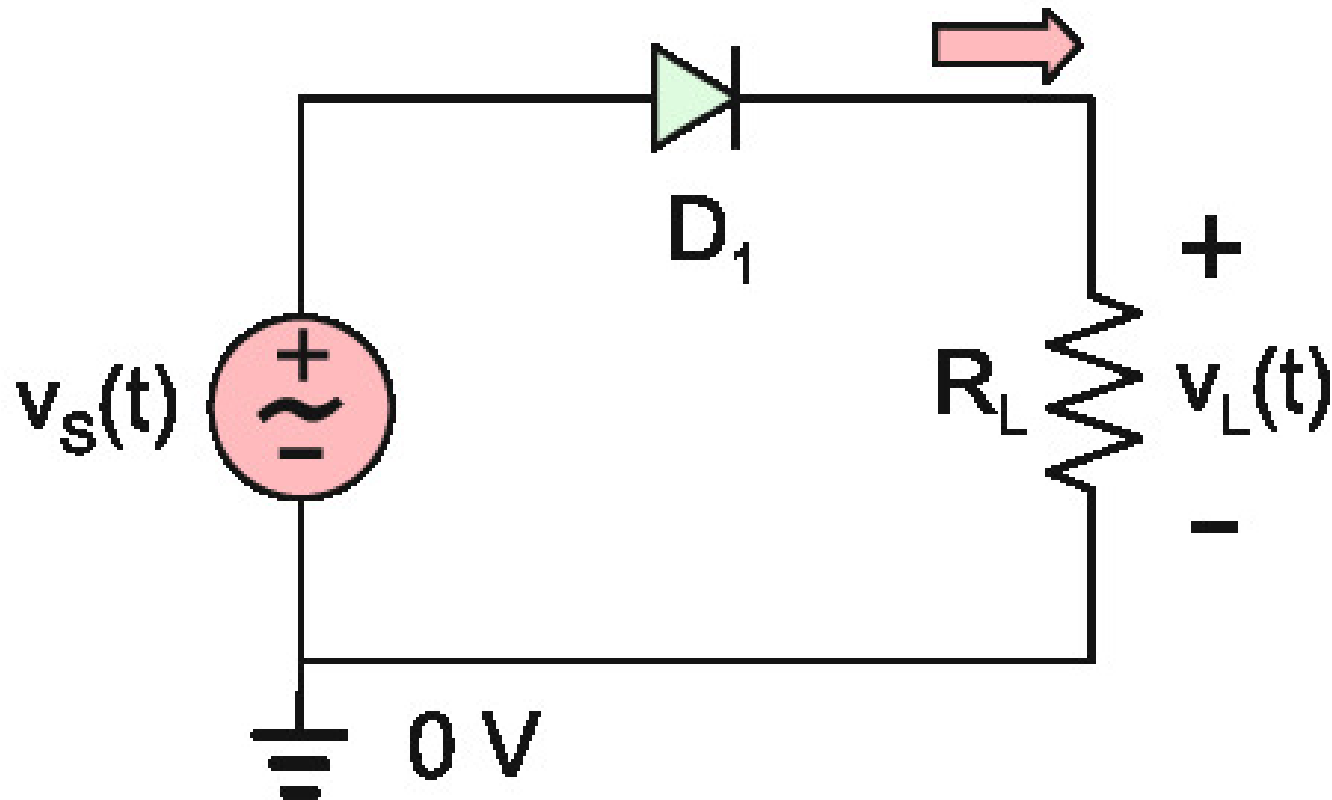
- ツェーナブレークダウン電圧を V_{Z0} とおけば次式が成立する。

$$V_{ZT} = r_Z I_{ZT} + V_{Z0}$$

- この式から V_{Z0} が求まる。

$$V_{Z0} = V_{ZT} - r_Z I_{ZT}$$

16.3.3 半波整流器



- ダイオード整流器は最も重要なダイオードの応用である。
- 交流が整流されて直流に変わる。(スイッチングモード電源を含めてである。)

- 自動車のバッテリー充電回路，エネルギーハーベスティング，通信機器，受動RFIDタグなどに伝わっている。
- 正弦波電圧の交流にダイオードと負荷が直列につながれている。

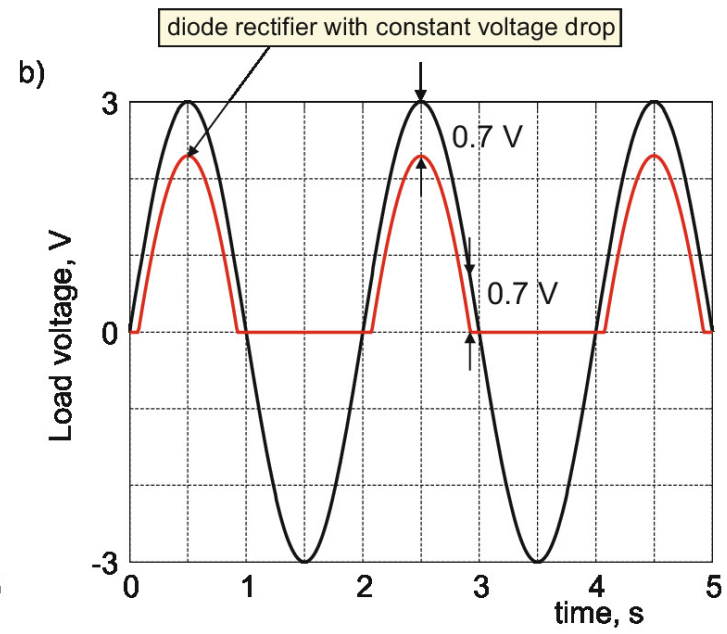
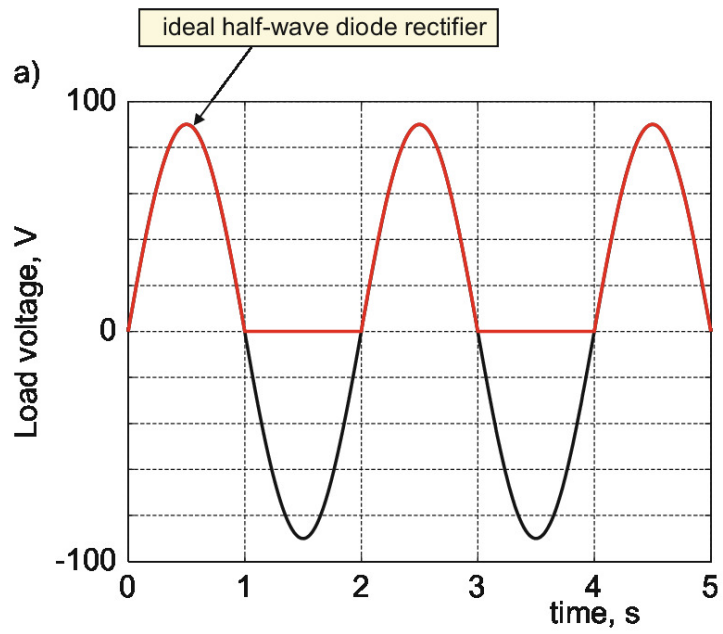
$$v_S(t) = V_m \sin \omega t$$

とする。

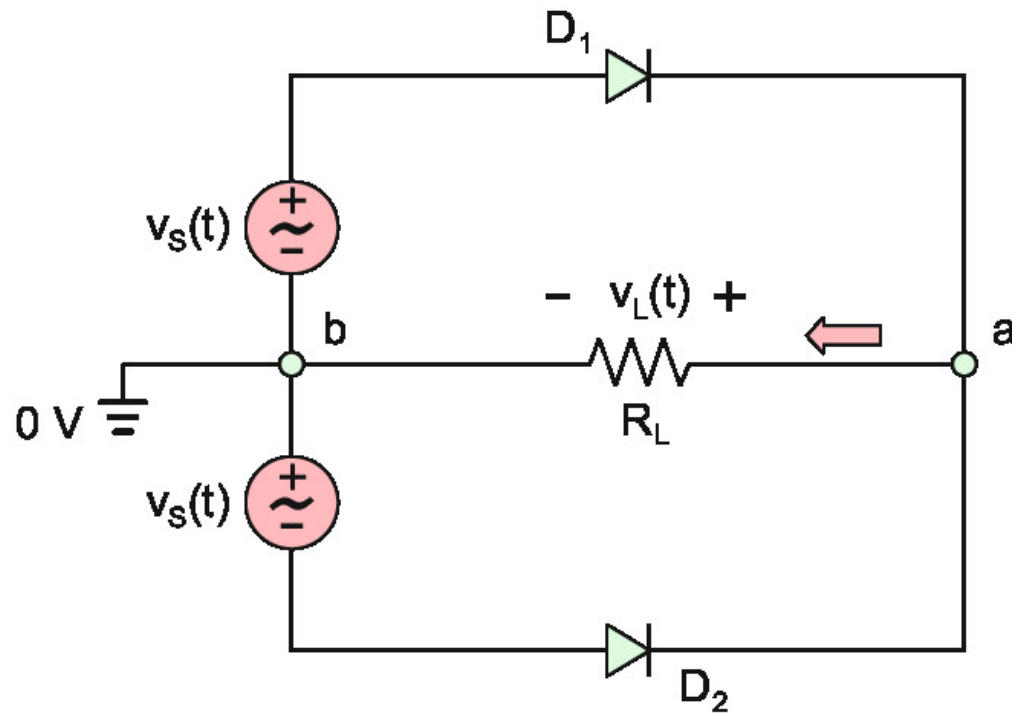
- 電源の出力点の電圧が正の時ダイオードがONになり，負荷に電流が流れる。
- 電源の出力点の電圧が負の時ダイオードがOFFになり，負荷に電流が流れない。
- 理想ダイオード半波整流回路の出力電圧は以下のように表される。

$$v_L(t) = \begin{cases} v_S(t) & \text{if } v_S(t) > 0 \\ 0 & \text{if } v_S(t) \leq 0 \end{cases}$$

- バッテリー充電器の場合は，負荷がバッテリーになり，電流制限抵抗が接続される。
- 下図(a) は， $V_m = 90 \text{ V}$ ， $f = \omega/(2\pi) = 0.5 \text{ Hz}$ の時，理想ダイオードモデルでの出力を図示したものである。



16.3.4 全波整流器

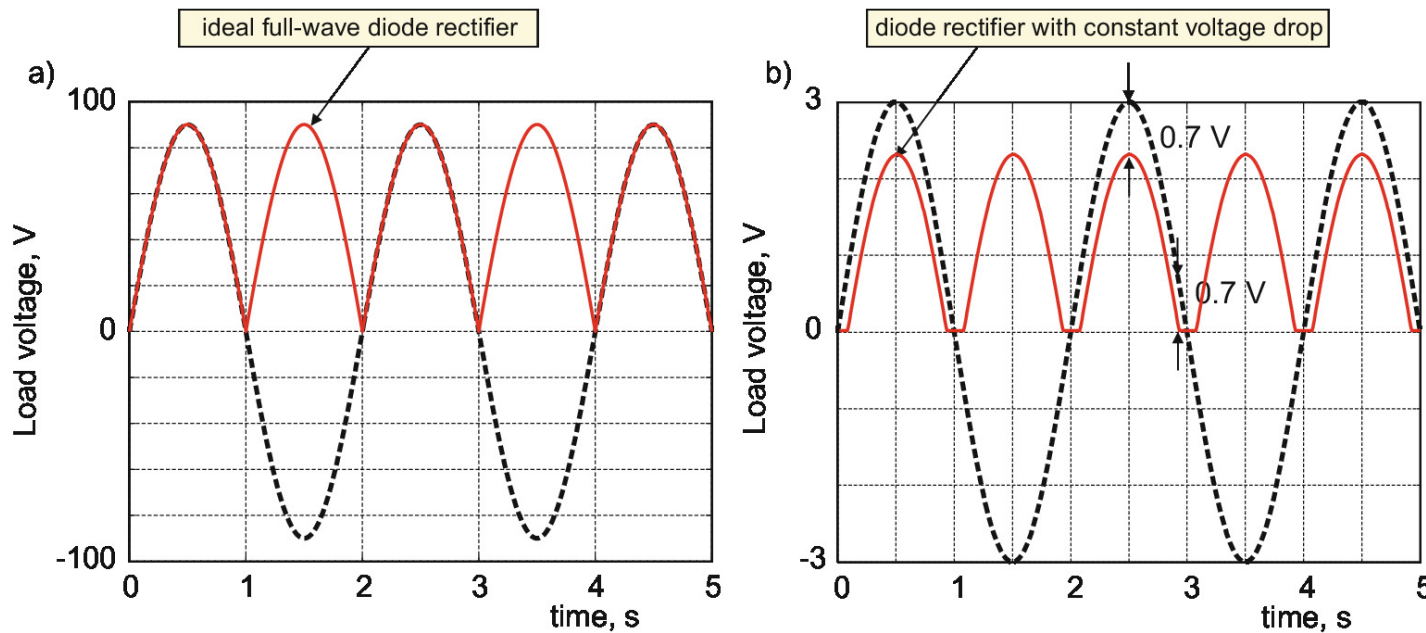


- 半波整流回路の問題は，交流信号の半分が失われることである。
- 上図の全波整流回路で解決できる。
- 双極性交流電源を使っている。これは，トランスの巻線の中点をbとすることによって実現できる。
- 両電源とも $v_S(t) = V_m \sin \omega t$ とする。

- $v_S(t) > 0$ の時, ダイオード D_1 がON, ダイオード D_2 がOFFになる。
- $v_S(t) < 0$ の時, ダイオード D_1 がOFF, ダイオード D_2 がONになる。
- 理想ダイオード全波整流回路の出力電圧は以下のように表される。

$$v_L(t) = |v_S(t)|$$

- 下図(a) は, $V_m = 90 \text{ V}$, $f = \omega/(2\pi) = 0.5 \text{ Hz}$ の時, 理想ダイオードモデルでの出力を図示したものである。



16.3.5 ダイオードブリッジ整流器

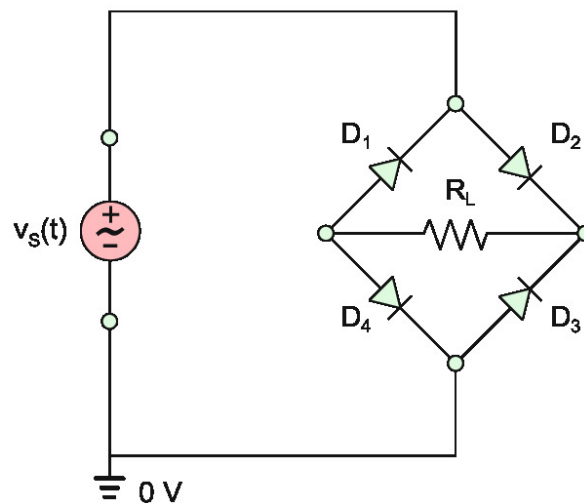


Fig. 16.24. The full-wave diode bridge rectifier: four diodes are bridged by the load resistor R_L .

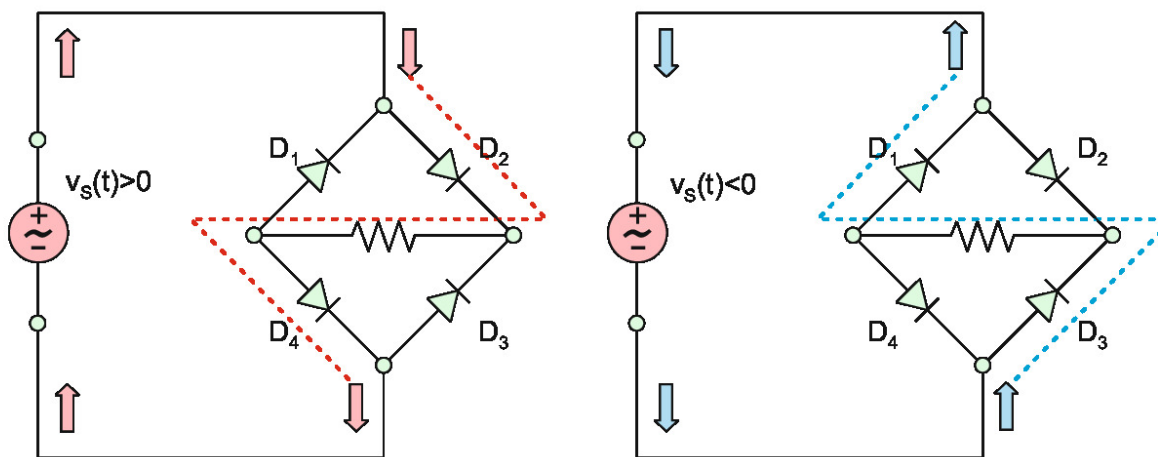
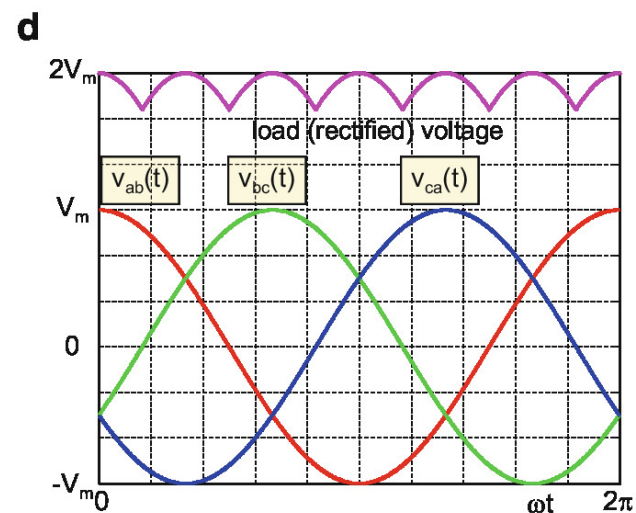
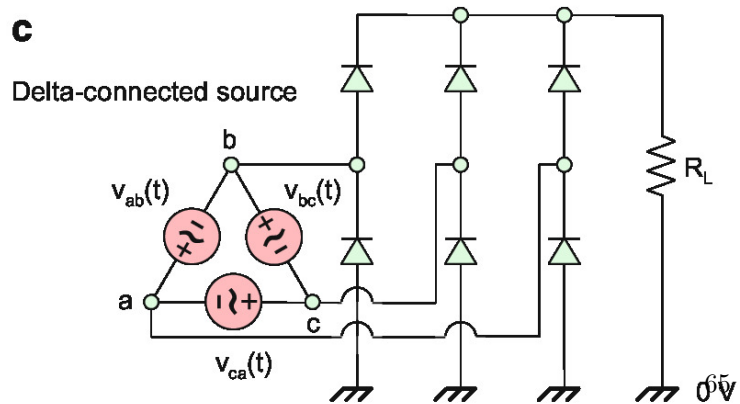
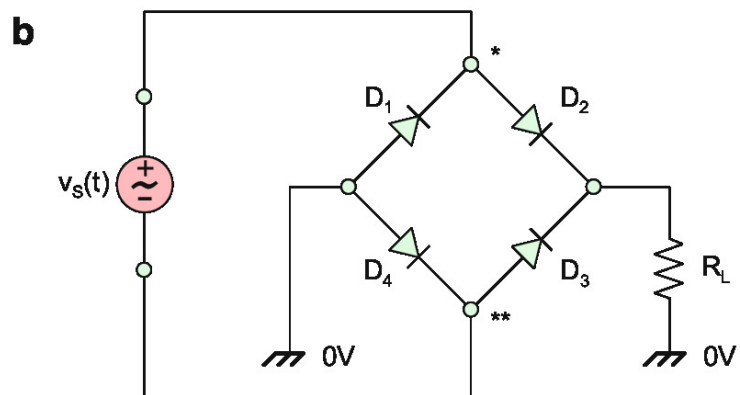
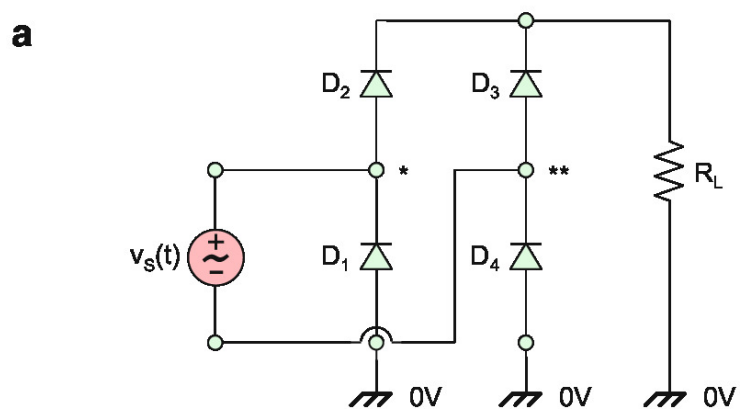


Fig. 16.25. Current flow in the full-wave diode bridge rectifier assuming ideal diodes. Circuit on the left is for positive applied voltage; circuit on the right is for negative applied voltage.

- ダイオードブリッジ整流器は，全波整流回路として動作する。
- 交流電源が1つだけで済む。
- $v_S(t) > 0$ の時，ダイオード D_2 と D_4 がON，ダイオード D_1 と D_3 がOFFになる。
- $v_S(t) < 0$ の時，ダイオード D_2 と D_4 がOFF，ダイオード D_1 と D_3 がONになる。
- 出力電圧の波形は，交流電源を2つ使った全波整流回路と同じである。
- 交流電源の定格が同じ場合，半波整流器の2倍の電力を取り出すことができる。

16.3.6 応用例：自動車のバッテリー充電システム



ダイオード回路の変形

- 上図(a)は、ダイオードブリッジ整流器と同じであることが、(b)よりわかる。
- ただし、一方が接地されている。

デルタ結線ダイオード整流器

- 上図(c)は、自動車のデルタ結線オルタネータの整流器である。
- オルタネータからの三相交流出力が接続されている。

$$v_{ab} = V_m \cos(\omega t)$$

$$v_{bc} = V_m \cos(\omega t - 120^\circ)$$

$$v_{ca} = V_m \cos(\omega t + 120^\circ)$$

- この3つの電圧の和は0になる。
- 出力電圧が上図(d)で示される。
(教科書の誤り：負荷の最大電圧は、 $2V_m$ ではなく V_m 。)

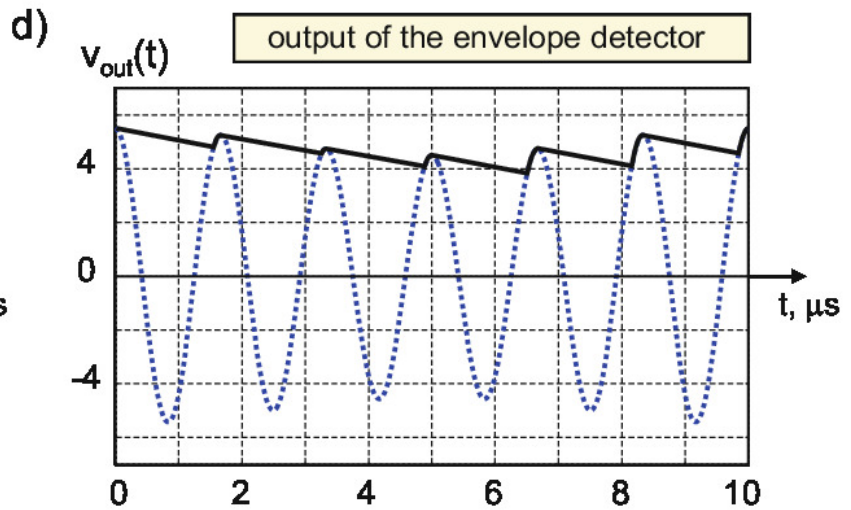
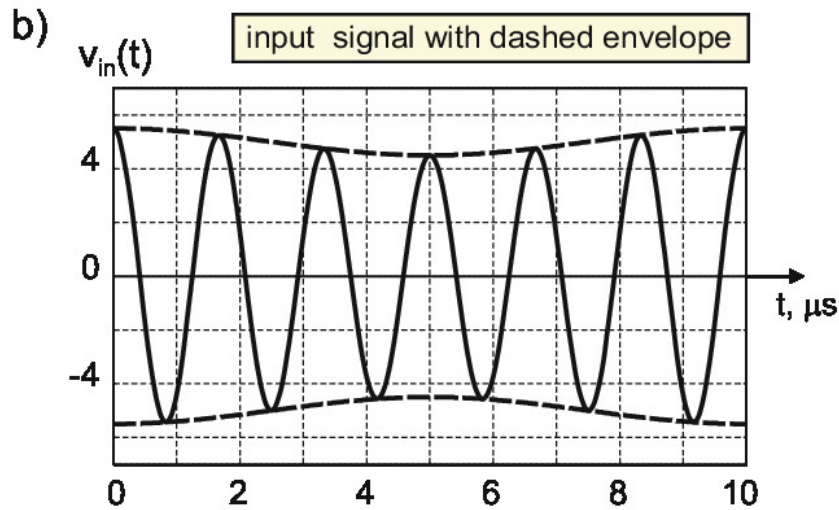
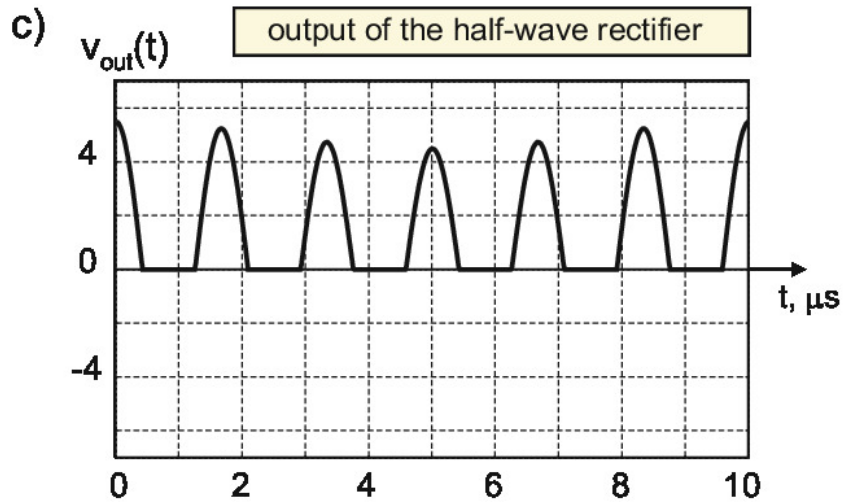
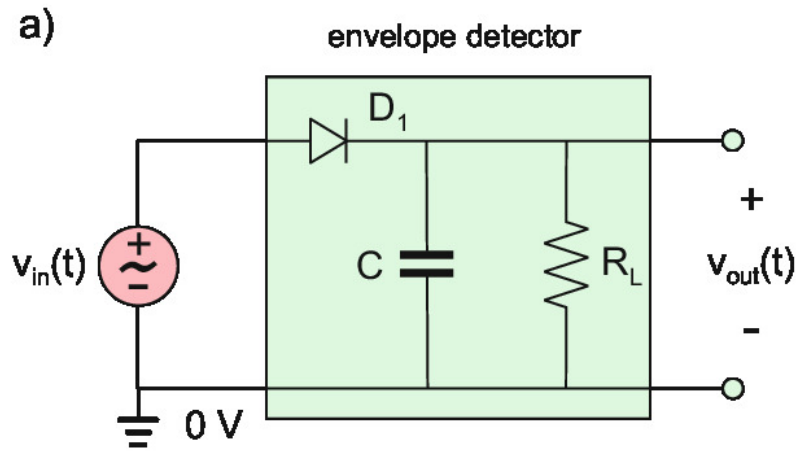
16.3.7 応用例：包絡線（またはピーク）検出回路

- 小電力の応用を示す。包絡線検出器，または，ピーク検出回路と呼ばれている。
- 元々，これらの回路はラジオ周波数（60 GHz程度までも）の，復調器に使われた。
- また，ラジオ周波数の電力測定やパワーハーベスティングにも使われる。
- 半波整流器にキャパシタンスが付いている。
- 交流電源電圧 v_S は入力電圧 v_{in} ，負荷電圧 v_L は出力電圧 v_{out} と記す。

振幅変調信号

- $V_m \cos \omega t$ をラジオ周波数の搬送波とする。
- 搬送波は電波にするために使われる。
- 包絡線検出器の入力となる振幅変調ラジオ周波数信号：

$$v_m(t) = V_m[1 + m(t)] \cos \omega t$$



- $m(t)$ が変調信号で、キャリアに比べてゆっくり変化する。音声信号や 2 値信号などである。

- 変調信号が単純な正弦波の場合：

$$v_m(t) = A_m \cos \Omega t, \quad \Omega \ll \omega, \quad 0 \leq A_m \leq 1$$

Ω は変調信号の周波数，

A_m は変調度である。変調度は変調信号の振幅である。

- 包絡線検出器は，この振幅変調信号から包絡線を復元することである。

包絡線検出器の原理

- 受信機では受け取った振幅変調信号を復調またはダウンコンバートする必要がある。
- キャパシタンスがなければ，半ば整流回路である。
- v_{in} が正のとき v_C は入力のピーク電圧に達する。
- v_{in} が負の場合はダイオードを通して放電できないため， R_L を通して放電する。
- $v_{out} = v_C$ が成立する。

- ピークを正しく検出するためには，時定数 $\tau = R_L C$ に関して次の関係を満たさなくてはならない。

$$\tau \gg T_{\text{carrier}} = \frac{2\pi}{\omega}$$

$$\tau \ll T_{\text{modulation}} = \frac{2\pi}{\Omega}$$

- T_{carrier} ， $T_{\text{modulation}}$ は，搬送波と変調信号の周期である。
- 搬送波の波頭のリップルが生じる。
- リップル電圧は，およそ

$$\frac{T_{\text{carrier}}}{T_{\text{modulation}}} V_m$$

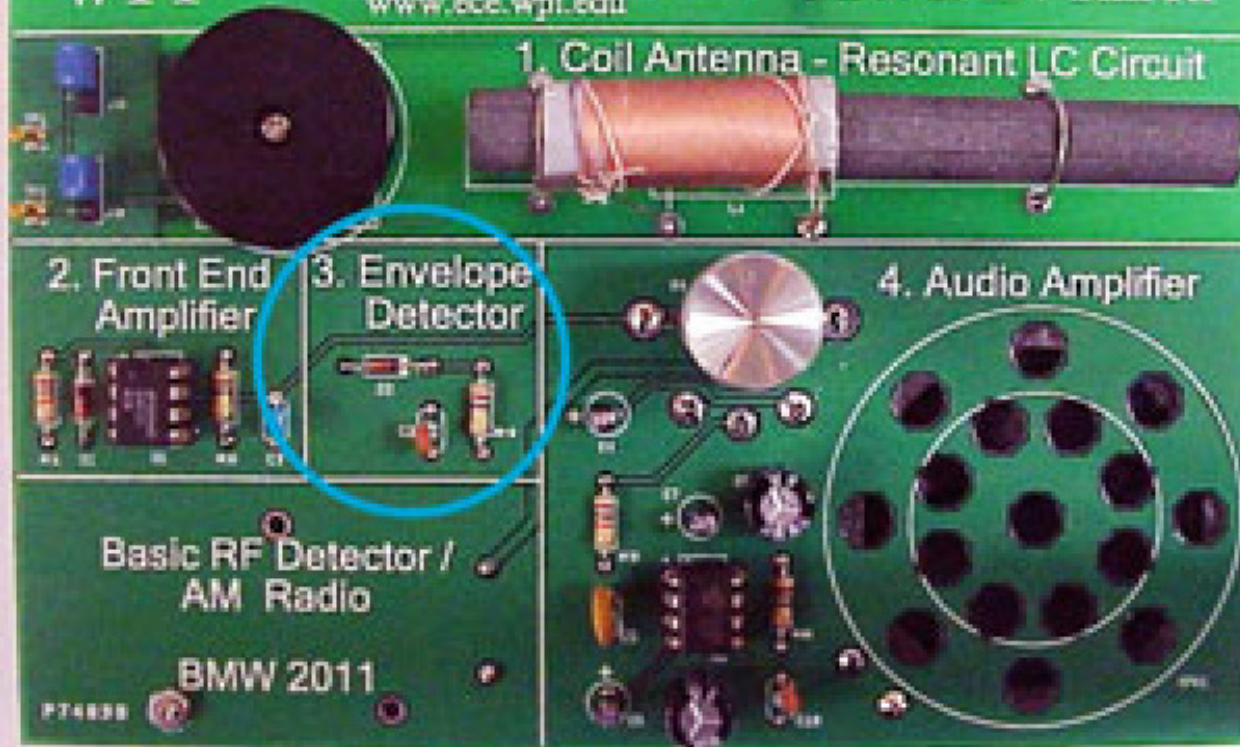
程度になる。

- 上図のように動作する領域は，包絡線検出器の線形動作領域と呼ばれる。変調電圧と出力電圧が一致する。
- 下図は，学部学生の実験で製作す AM ラジオである。包絡線検出器の後に，増幅器が付いてる。

WPI

Electrical & Computer Engineering
www.ece.wpi.edu

MATLAB / Sim RF



包絡線検出器のモデルと動作の2乗則領域

- 先の回路を解析する。KCLより時期が成立する。

$$C \frac{dv_{\text{out}}}{dt} = i_{\text{D}} - \frac{v_{\text{out}}}{R_{\text{L}}}$$

- 以下の常微分方程式が得られる。

$$\frac{dv_{\text{out}}}{dt} + \frac{v_{\text{out}}}{\tau} = \frac{R_{\text{L}} I_{\text{S}}}{\tau} \left[\exp \left(\frac{v_{\text{in}} + V_{\text{bias}} - v_{\text{out}}}{V_{\text{T}}} \right) - 1 \right]$$

- V_{bias} は、外部からの直流バイアス電圧である。
- V_{m} が0.7 Vに比べて小さい場合などにバイアス電源を使ってバイアス電圧をかける。

- 指数関数をテーラー展開を使って,

$$\begin{aligned} & \exp \left[\frac{v_{\text{in}} + V_{\text{bias}} - v_{\text{out}}}{V_{\text{T}}} \right] - 1 \\ &= \left[\frac{v_{\text{in}} + V_{\text{bias}} - v_{\text{out}}}{V_{\text{T}}} \right] + \frac{1}{2!} \left[\frac{v_{\text{in}} + V_{\text{bias}} - v_{\text{out}}}{V_{\text{T}}} \right]^2 \\ & \quad + \frac{1}{3!} \left[\frac{v_{\text{in}} + V_{\text{bias}} - v_{\text{out}}}{V_{\text{T}}} \right]^3 + \dots \end{aligned}$$

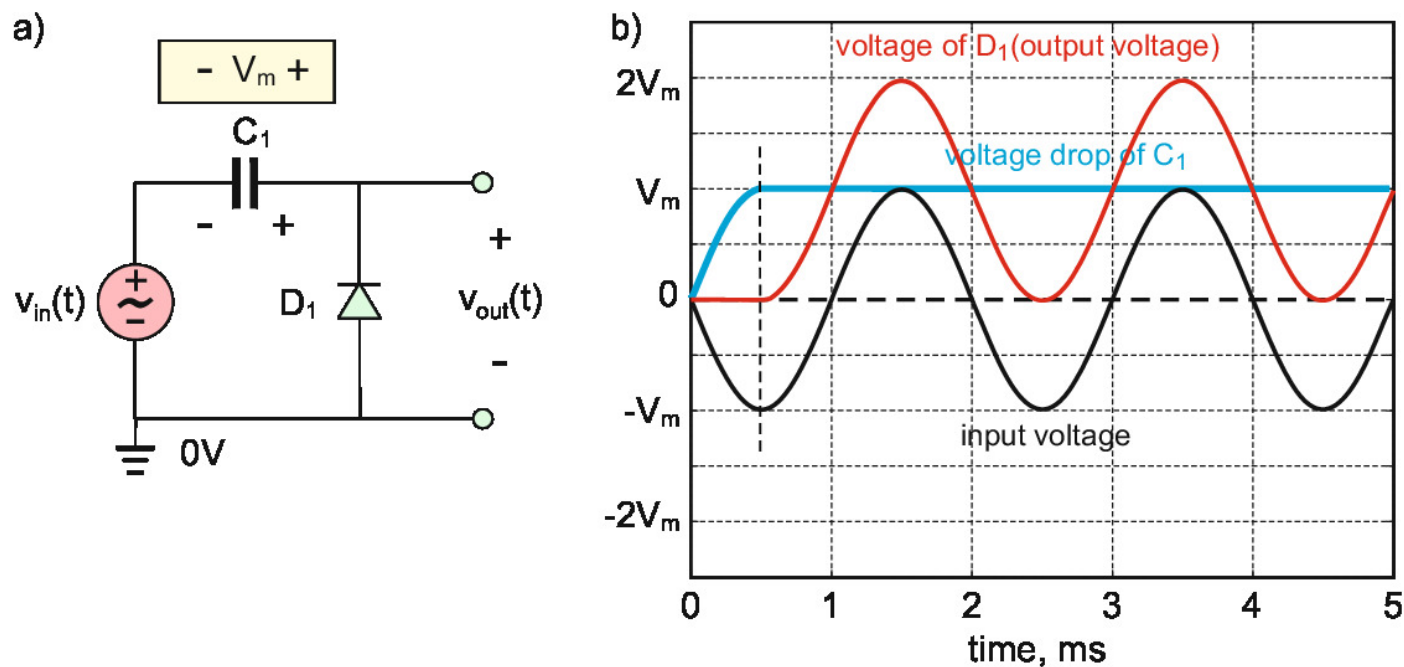
で, 1 次の項が支配的になるときを線形領域, 2 次の項が支配的になるときを 2 乗則領域と呼ぶ。

- 2 乗法領域では, ダイオード包絡線検出器はラジオ周波数の電力計となる。

16.4 ダイオード波形整形回路

- クランプ回路，倍圧回路，電圧増倍回路，クリップ回路のような，波形整形回路を学ぶ。
- この節では，交流入力電圧を $v_{in}(t) = -V_m \sin \omega t$ とする。

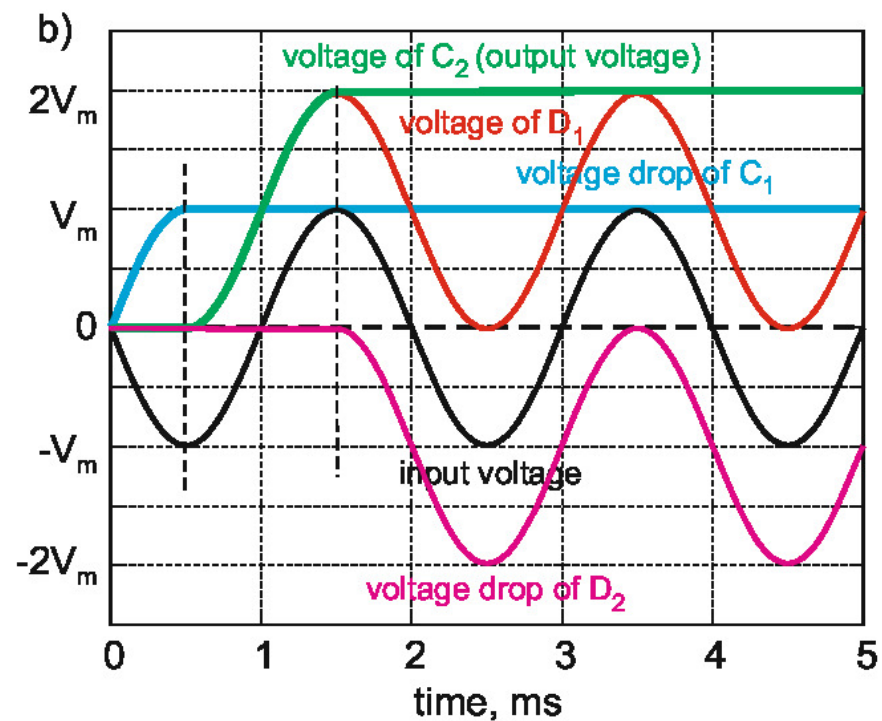
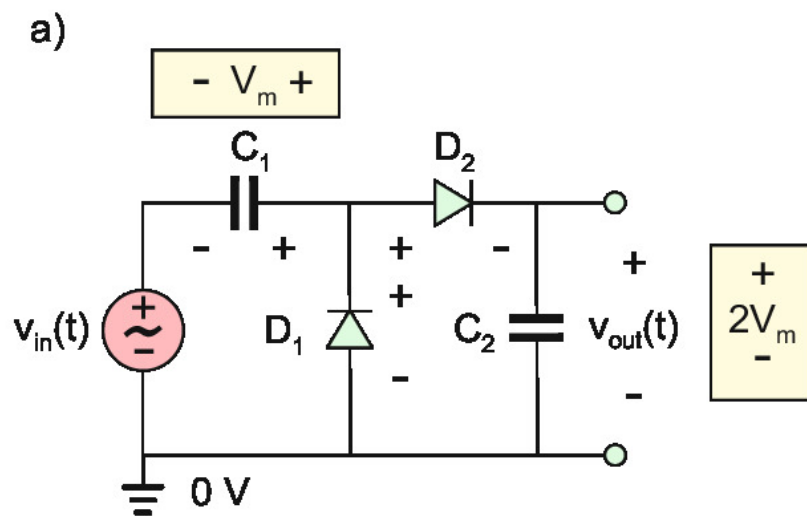
16.4.1 ダイオードクランプ回路（直流復元器）



- 負荷抵抗のなしのダイオードクランプ回路を上を示す。

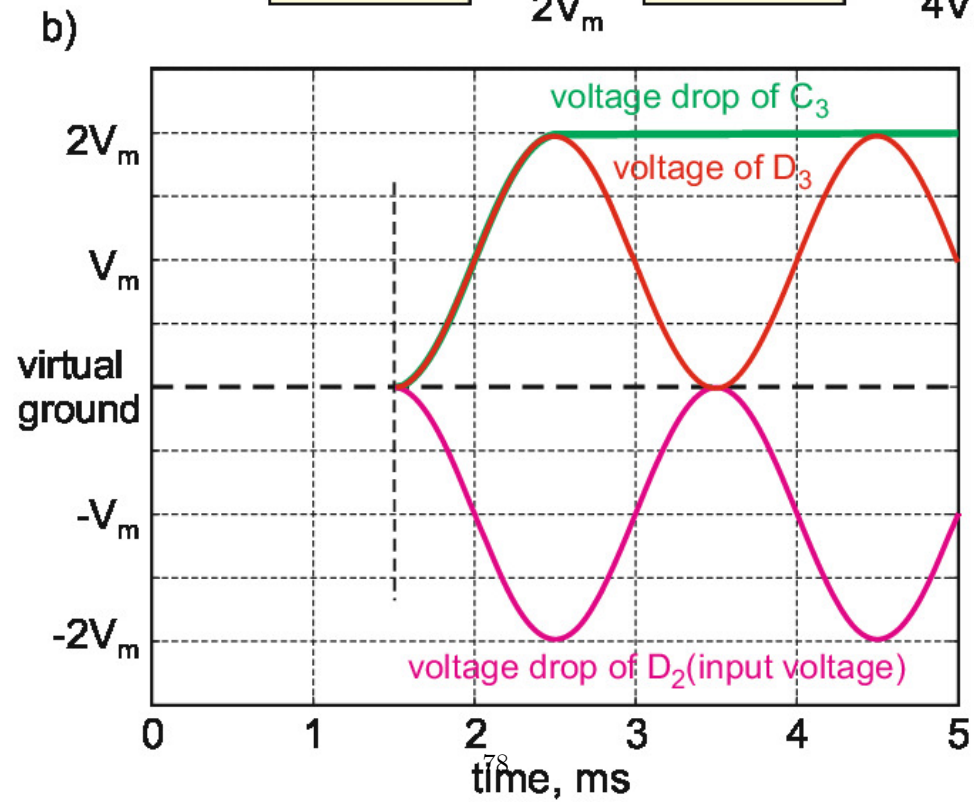
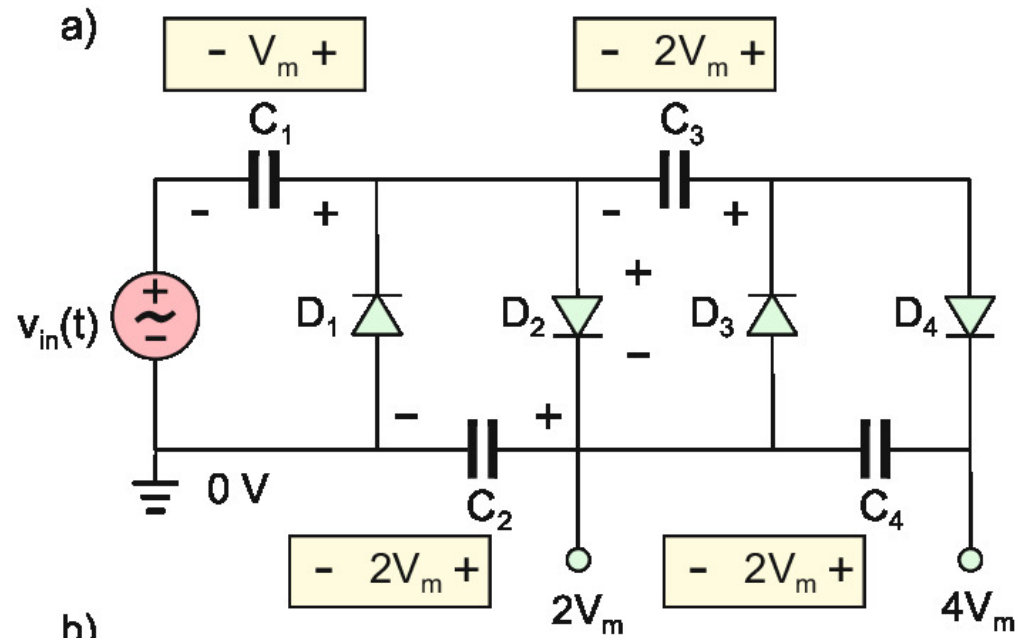
- 電源電圧とキャパシタの電圧 C_I の直列になる。
- 理想ダイオードモデルを考える。
- 交流入力電圧を $v_{in}(t) = -V_m \sin \omega t$ とする。
- $v_{in}(t)$ がマイナスのときにキャパシタに充電される。キャパシタの電圧が入力電圧以上になるとき充電が止まる。
- $v_{in}(t)$ がマイナスのピークに達した後、ダイオードは逆バイアスになり電流が流れない。
- キャパシタの電圧は、そのピークの電圧でクランプされる。そのため、クランプ回路と呼ばれる。
- この回路は、パルス幅変調において重要である。(?)

16.4.2 ダイオード倍圧回路と電圧増倍回路



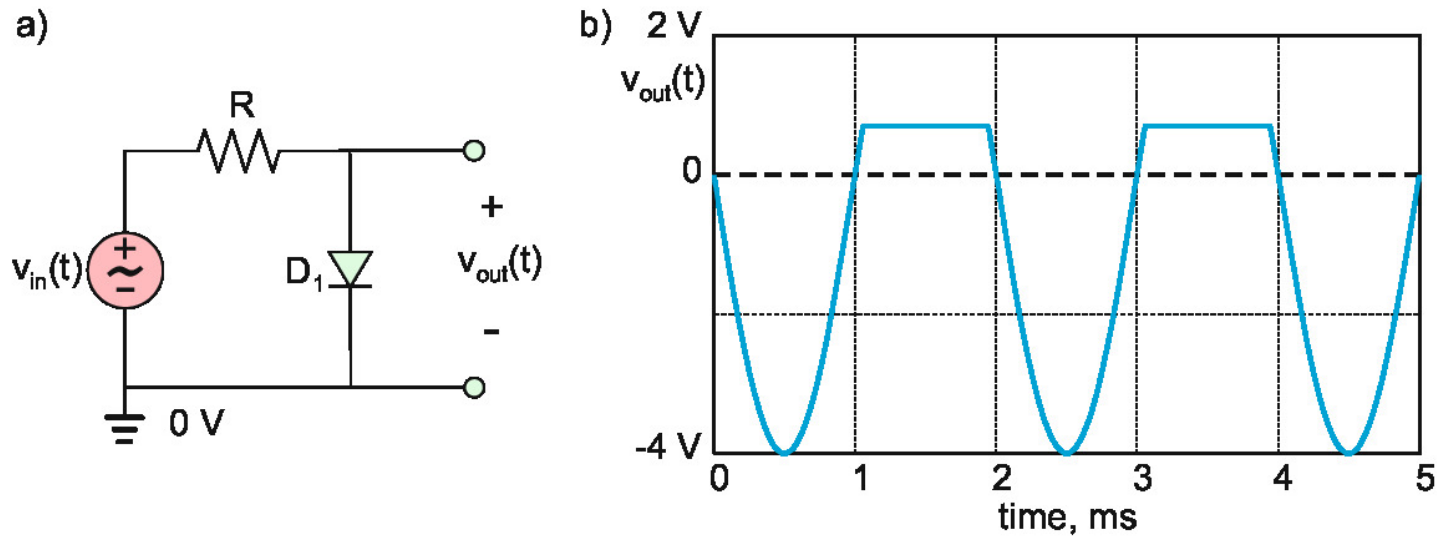
- ダイオード電圧増倍回路は，高電圧が必要な場合に使われる。
- トランスを使うことが，サイズ，安全か何かの理由で不可能の場合に使われる。
- ラジオ周波数の信号を大きくしたり，高電圧を発生するためにも使われる。

- ドイツ系スイス人の実験技師 Heinrich Greinacher が、1914年に発明した。
- 一般には、 $C_2 > C_1$ で使う。
- 1段目はダイオードクランプ回路である。
- 2段目はピーク検出回路である。電源電圧のピークと C_1 の電源電圧の和がピークとして保持される。



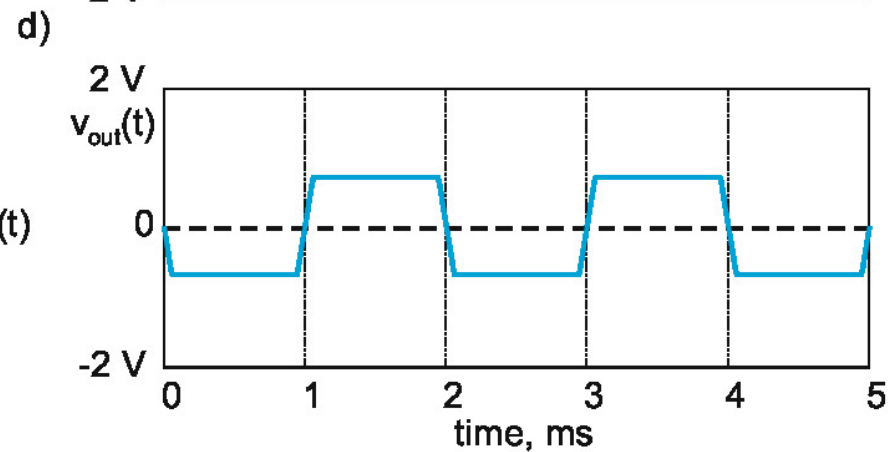
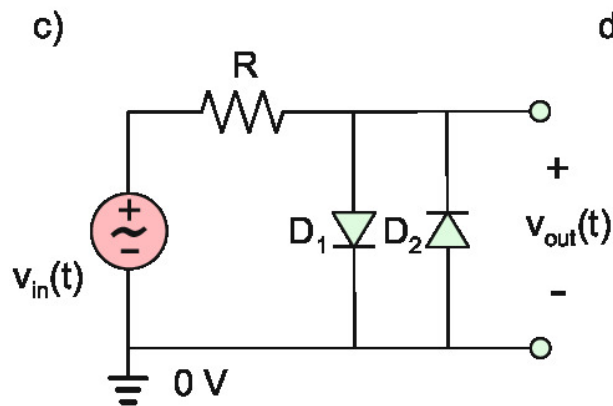
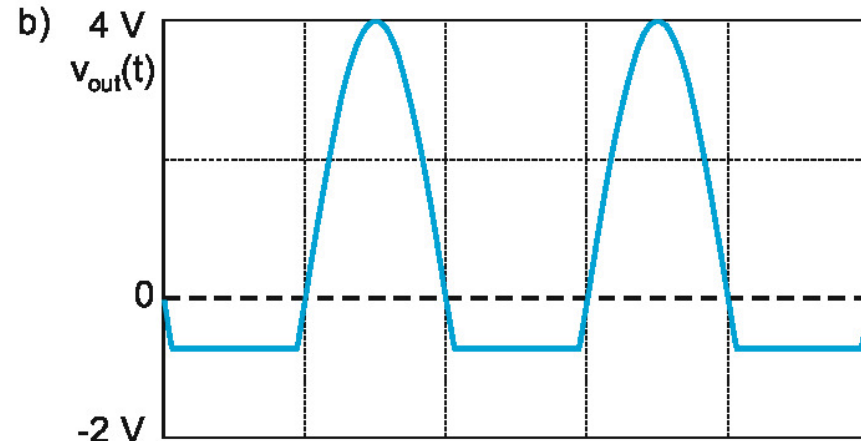
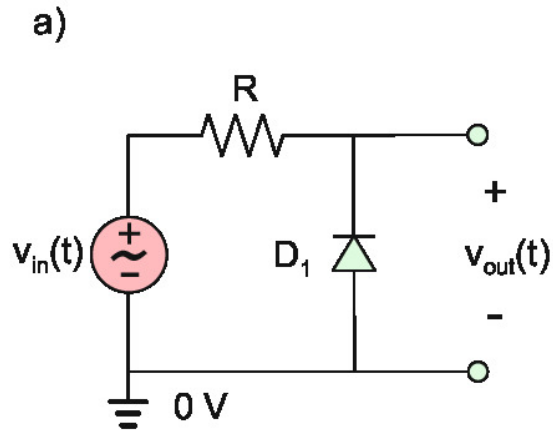
- 自然な拡張として，4倍圧回路を上を示す。
- ステージごとに考えることが鍵である。
- KVLにより， $v_{D_2} = v_{in} + v_{C_1} - v_{C_2}$
- 中央下の端子電圧が倍圧回路の出力電圧 $2V_m$ になる。これが次段の参照点になる。
- D_2 のアノードは，0から $2V_m$ で変化する。
- C_3 にかかる電圧は， $2V_m$ で一定になる。
- C_4 のアノードの電圧は，0から $4V_m$ で変化する。

16.4.3 正, 負, 倍圧クリッパ



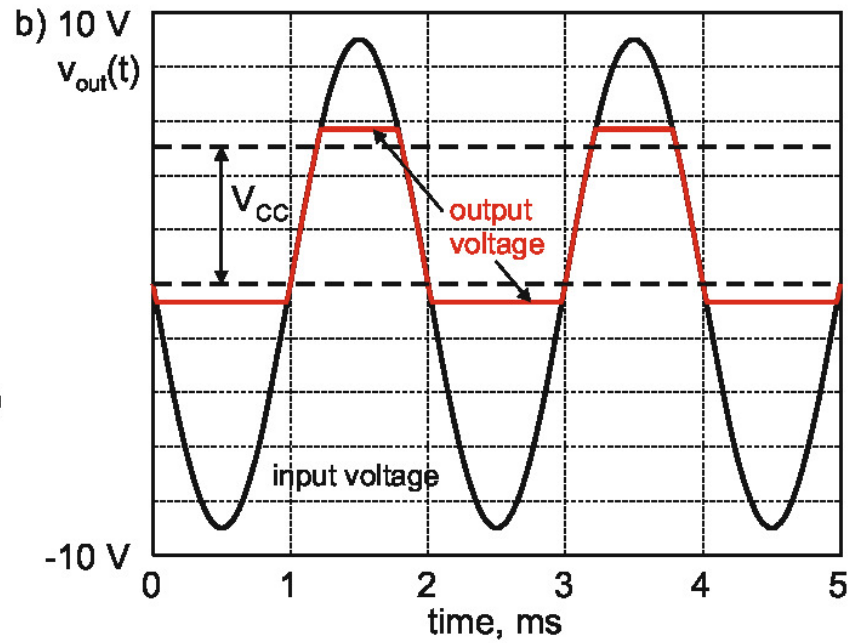
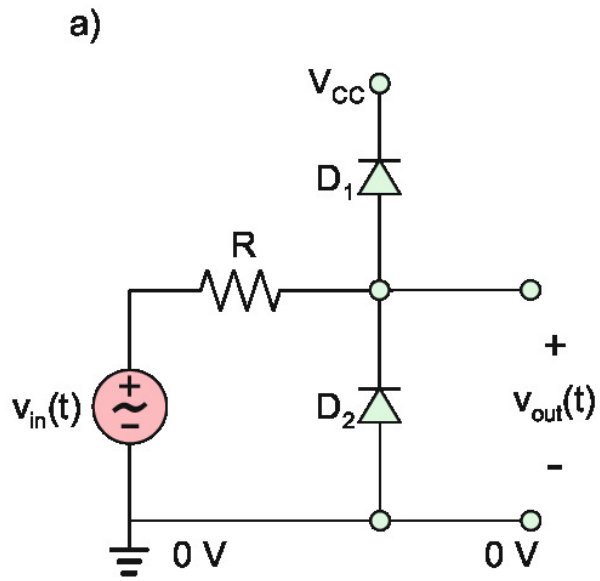
- ダイオードクリッパ回路, ダイオードリミタ回路は, 過負荷や放電から回路を守るために, 電圧を制限する。
- 上の回路は正電圧ダイオードクリッパである。正電圧が, 約0.7 Vで制限される。
- 回路はダイオード整流回路と同じであるが, 出力がダイオード電圧になっている。

- 下の図は負電圧ダイオードクリッパーと両電圧ダイオードクリッパーである。

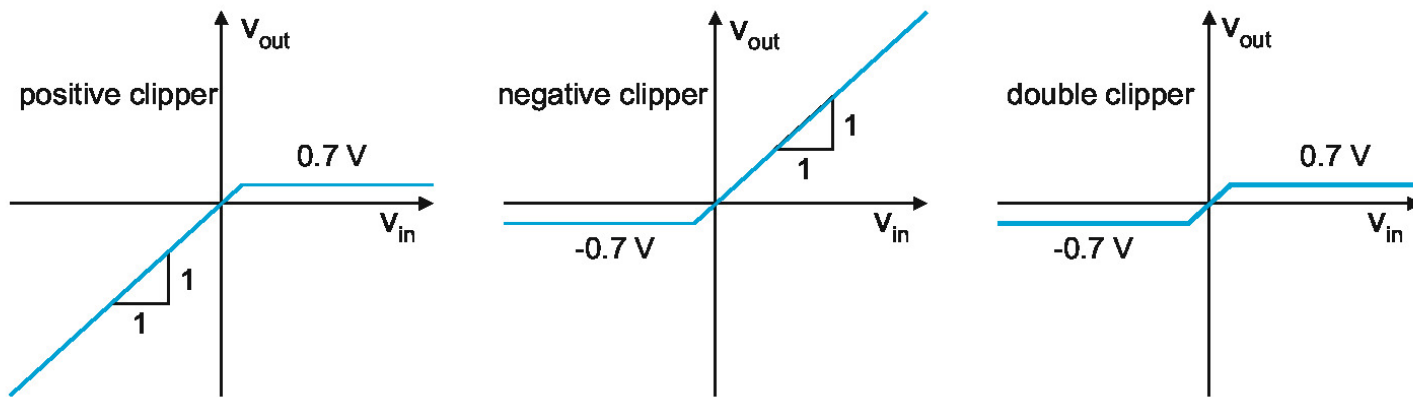


- ツェーナダイオードを使って、任意の電圧のクリッパが実現できる。
(回路を考えてみよう。)

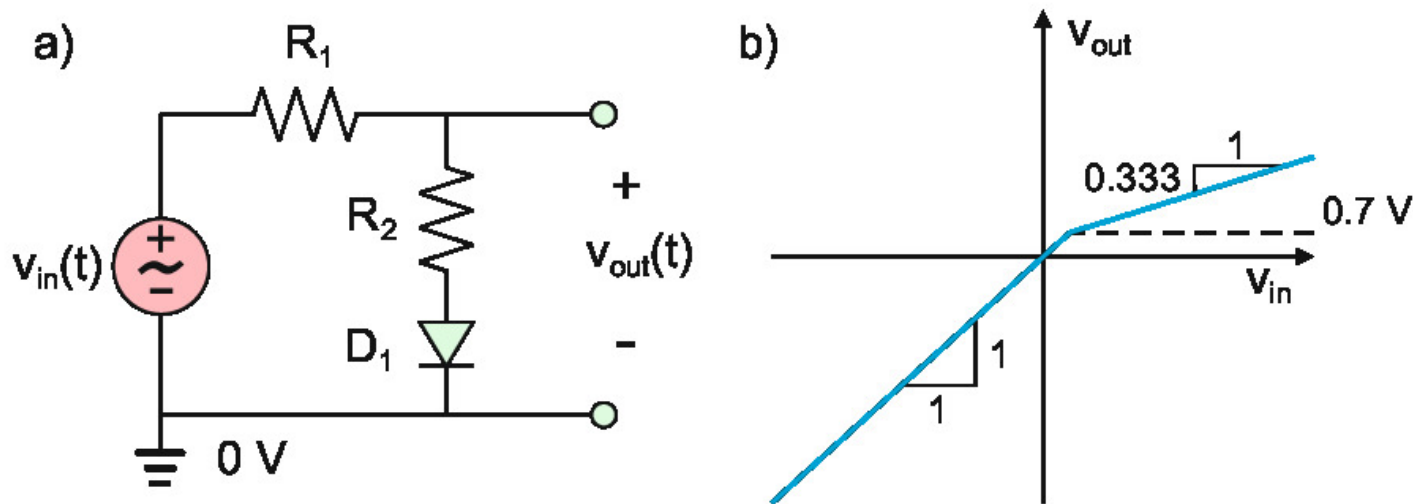
- 下の回路は，静電放電保護回路である。
- 上下の電源電圧にクリップされる。



16.4.4 ダイオード回路の伝達特性



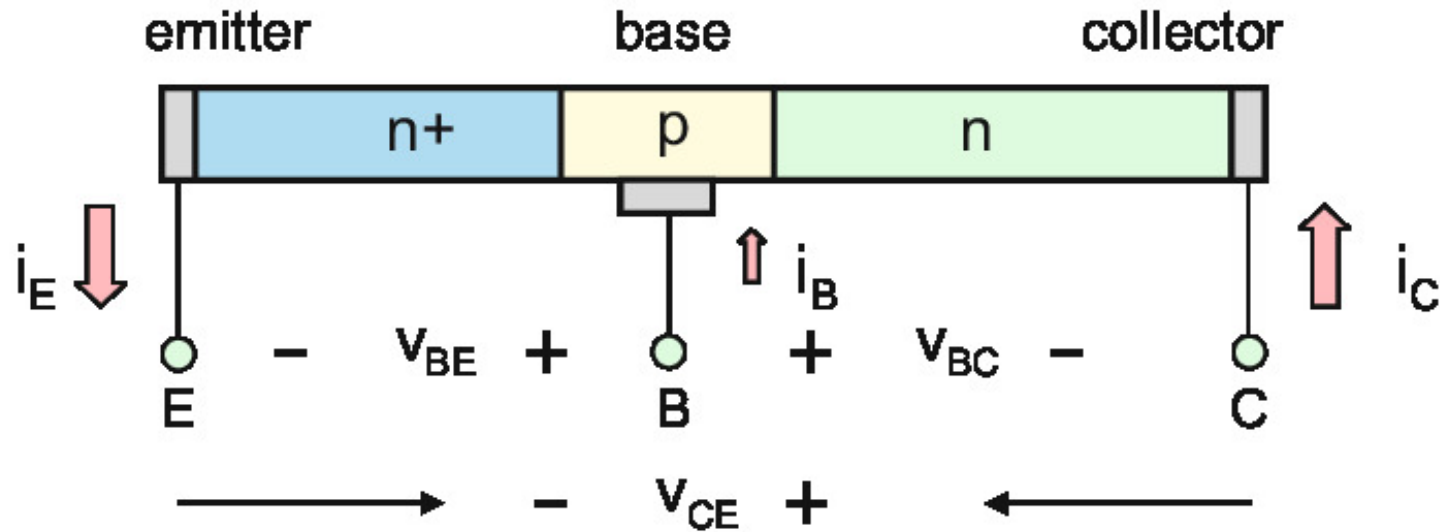
- 上図は，ダイオードクリッパの伝達特性（入力電圧に対する出力電圧）せいである。



17 バイポーラジャンクショントランジスタとBJT回路

17.1 物理的原理と動作法則

17.1.1 物理的原理：端子電圧と端子電流



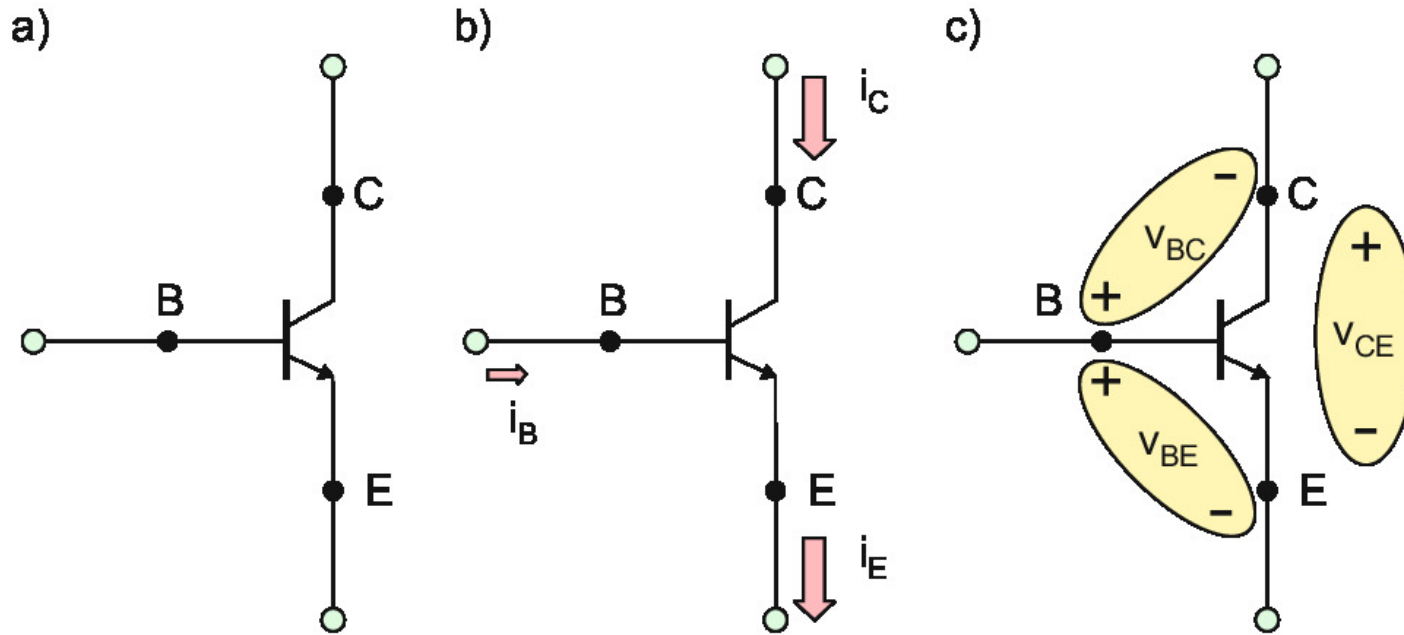
- バイポーラ接合トランジスタ (BJT) は，3端子半導体素子である。
- BJTの内部は，不純物を混ぜた3種類の領域に分かれる。
- npn トランジスタは，不純物を多く混ぜたn型半導体 (n^+ と記す) のエミッタ，p型半導体のベース，n型半導体のコレクタからなる。
- エミッタ，ベース，コレクタを，E，B，Cで表す。

- エミッタ・ベース間接合（EBJ）とコレクタ・ベース間接合（CBJ）の2つのpn接合からなる。
- 2つのpn接合は対称的でない。
- v_{BE} ：ベース・エミッタ間電圧
- v_{BC} ：ベース・コレクタ間電圧
- v_{CE} ：コレクタ・エミッタ間電圧
- KVLより次式が成立する。

$$v_{BC} = v_{BE} - v_{CE}$$

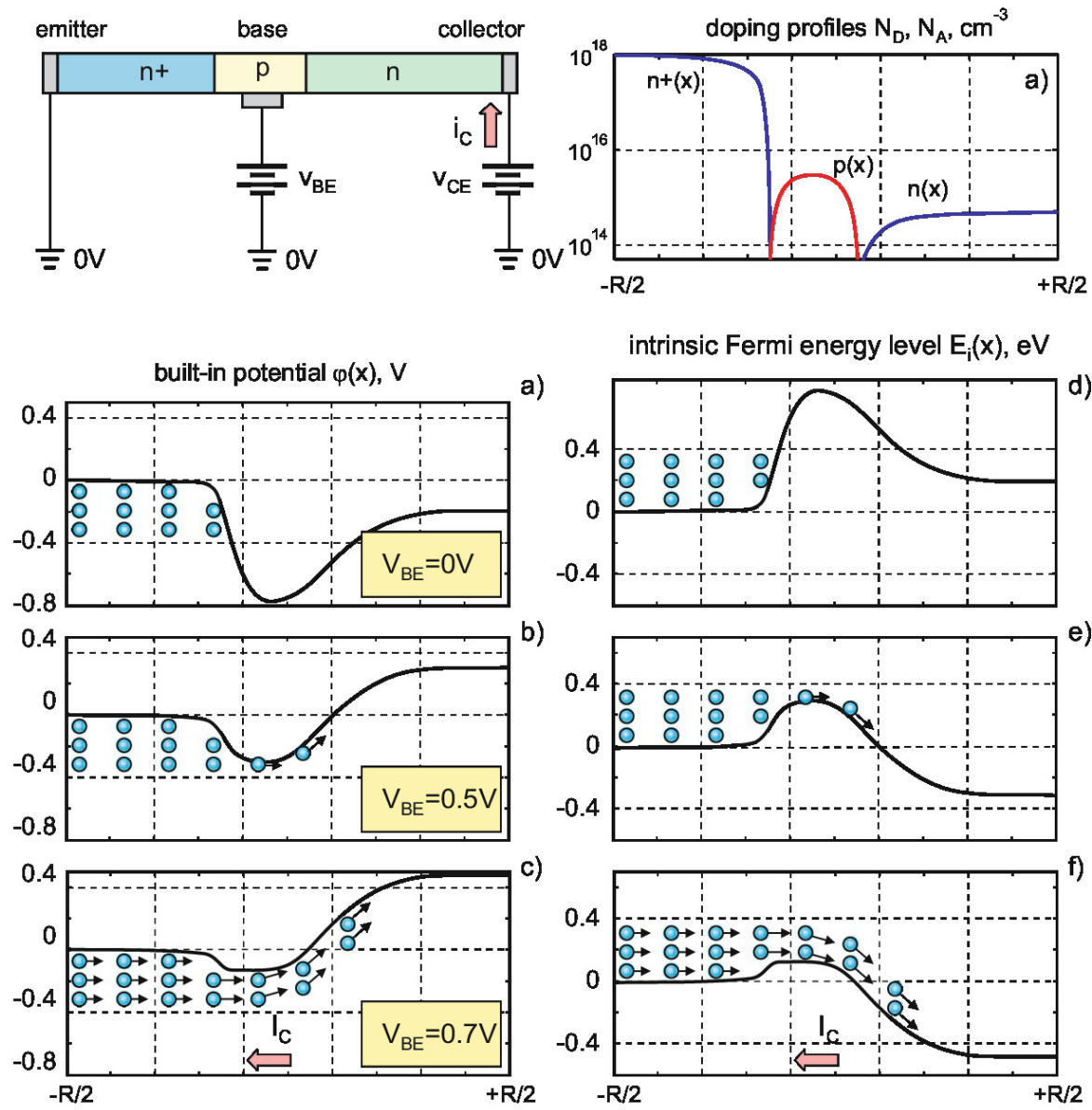
- i_C ：コレクタ電流
- i_E ：エミッタ電流
- i_B ：ベース電流
- KCLより次式が成立する。

$$i_E = i_C + i_B$$



- 回路記号を上図に示す。
- トラジスタは，トランス・レジスタの略である。3番目の端子によって，1番目と2番目間の端子間の抵抗が変化すると考えたため，そのような名前になった。（この解釈はBJTの場合は正しくはない。）

17.1.2 動作原理

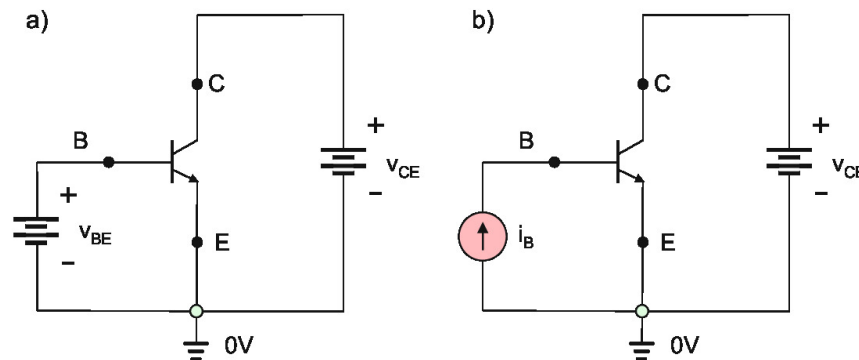


- 上図は、 n^+pn 接合のシミュレーション結果である。
 - 全体長 $R = 5 \mu\text{m}$
 - n^+ , n 領域の不純物密度は指数分布で、端部の密度は 10^{18} cm^{-3} , $0.5 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$
 - p 領域の不純物密度はコサイン分布で、最大の密度は $0.3 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$
- ベース・エミッタ間の内部電位差は、 0.80 V 、コレクタ・ベース間の内部電位差は 0.6 V になる。
- 自由電子は、エミッタに多数存在する。
- これらの値は、標準的な npn 接合の標準的な値である。
- $v_{BC} = 0$ とする。
- エミッタ電圧を接地する場合：エミッタ接地回路
- 同様に、ベース接地回路、コレクタ接地回路がある。
- 図 a) – c) は、 $v_{BE} = 0, 0.5, 0.7 \text{ V}$ の時の内部電位、
図 d) – f) は、フェルミエネルギー準位を示している。
- $v_{CE} = v_{BE}$ が成立している。

- $v_{BE} = 0 \text{ V}$ のとき：ベースのポテンシャル障壁が高く，多数あるエミッタの自由電子がベースを通過できない。
- $v_{BE} = 0.5 \text{ V}$ のとき：ベースのポテンシャル障壁が下がり，エミッタには自由電子が多数あり，コレクタには自由電子が少数しかいないため，障壁を越えた少数のエミッタの自由電子が拡散によってベースを通過してコレクタに移動する。
- $v_{BE} = 0.7 \text{ V}$ のとき：障壁を越えた多数のエミッタの自由電子が拡散によってベースを通過してコレクタに移動する。
- 電子の一部はベースのホールと結合してベース電流となるが，ベースの厚さが薄いためその割合は少ない。
- ベースの薄さが単に2つのダイオードを接合したものとは違うところ。ベースが厚く，拡散で流れてきた自由電子が全てベース電流となってしまえば，コレクタに流れる自由電子はなくなってしまう。

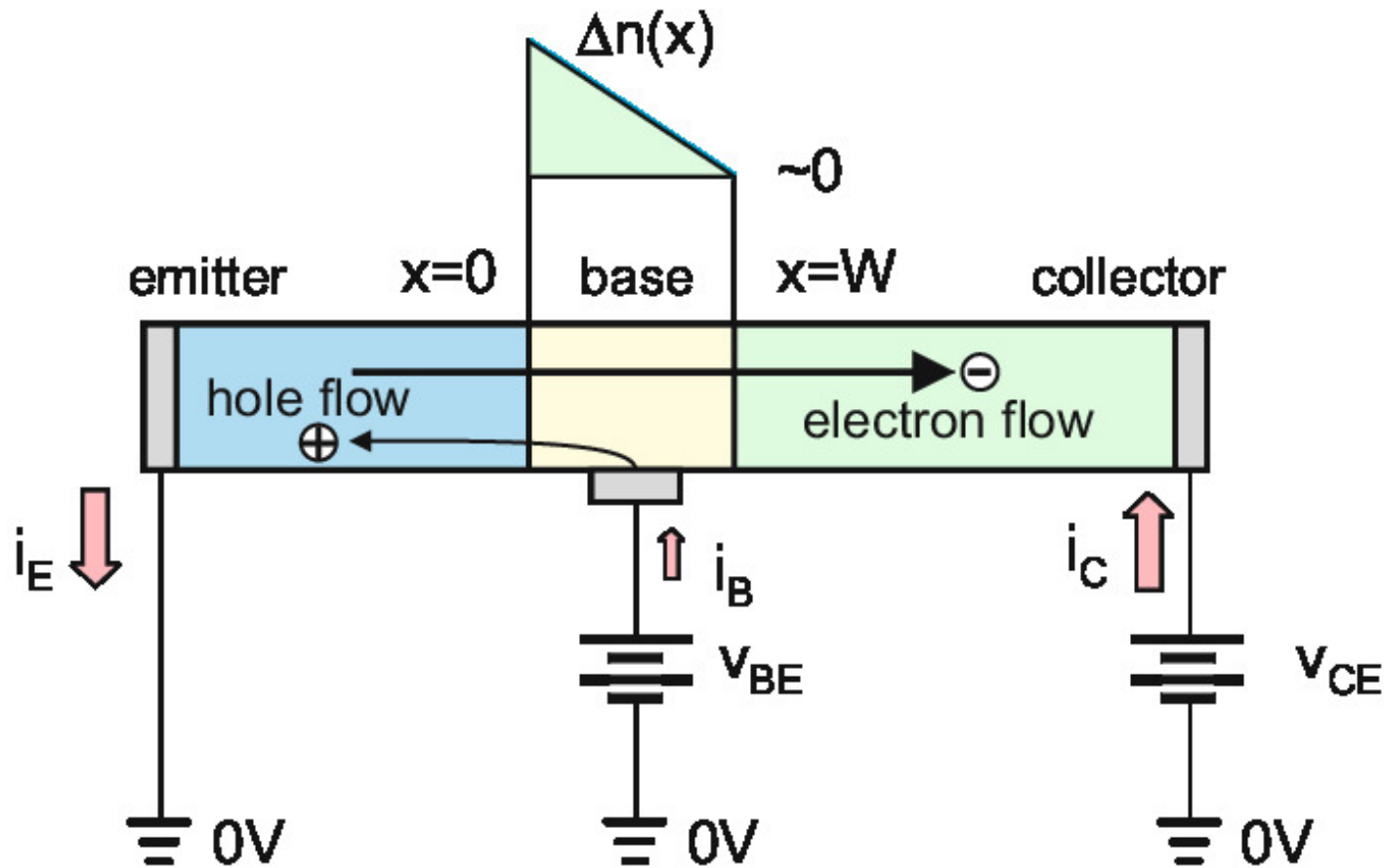
17.1.3 動作領域

領域	EBJ	CBJ
活性	$v_{BE} \geq 0.5 \text{ V}$ 順方向バイアス	$v_{BC} \leq 0.5 \text{ V}$ 逆方向または 弱い順方向バイアス
飽和	$v_{BE} \geq 0.5 \text{ V}$ 順方向バイアス	$v_{BC} \geq 0.5 \text{ V}$ 順方向バイアス
遮断	$v_{BE} \leq 0.5 \text{ V}$ 逆方向または 弱い順方向バイアス	$v_{BC} \leq 0.5 \text{ V}$ 逆方向または 弱い順方向バイアス



- 2つのpn接合にかかる電圧によって、3つの動作領域に分類できる。

17.1.4 活性領域



- pn接合部では，理想ダイオードのショットキーの式を使う。
- n_i ：ベースにおける自由電子の固有の密度
- N_{A0} ：ベースにおけるアクセプタ（p型半導体となる不純物）の密度

- $V_T = kT/q$: 熱電位
- D_n : ベースでの自由電子の拡散係数
- x : ベースの厚さ方向の座標
 - $x = 0$: エミッタとベースの境界
 - $x = W$: コレクタとベースの境界
- $\Delta n(x)$: x における余剰の自由電子密度 (境界からベースに自由電子が流れ込む, 流れ出すことによって生じる)。

コレクタ電流 : ショットキー方程式の定量的導出

- 外部電圧がかかっていない場合は, エミッタやコレクタとベースの間に自由電子の流れは存在しない。
- 従って, ベースに余剰な自由電子が存在しない。
 $\Delta n(x) = 0$ が成立する。
- 外部電圧がかかると, 指数関数的に自由電子が増加する。従って, 次

式が成立する。

$$\Delta n(0) = \frac{n_i^2}{N_{A0}} \left(\exp \left(\frac{v_{BE}}{V_T} \right) - 1 \right)$$
$$\Delta n(W) = \frac{n_i^2}{N_{A0}} \left(\exp \left(\frac{v_{BC}}{V_T} \right) - 1 \right)$$

- $v_{BC} \leq 0.4 \text{ V}$ とすると, $n(W) \simeq 0$ である。
- ベース内部では拡散で電子が流れる。
- 定常状態を仮定すると次式が成立する。

$$\frac{d^2 \Delta n}{dx^2} = 0$$

- これを境界条件を入れて解けば次式が成立する。

$$\Delta n(x) = \frac{n_i^2}{N_{A0}} \left(\exp \left(\frac{v_{BE}}{V_T} \right) - 1 \right) \left(1 - \frac{x}{W} \right)$$

- このベースでの流れが全てコレクタ電流になるとする。

- コレクタでの電流密度は次のようになる。

$$J_C = -qD_n \frac{d\Delta n}{dx}$$

- 従って、コレクタ電流は次のようになる。

$$i_C = I_S \left(\exp \left(\frac{v_{BE}}{V_T} \right) - 1 \right), \quad I_S = A \frac{qn_i^2 D_n}{N_{A0} W}$$

- コレクタ電流は，エミッタ・ベース接合部の面積 A に比例している。
- 典型的には， $I_S = 10^{-15} \sim 10^{-12}$ A である。

ベース電流

- ベース電極から供給されるホールがベース電極となる。
- 定常的には，ホールがエミッタからベースに流れ込んだ電子と対消滅する分だけ供給される。
- これはエミッタから流れ込む自由電子に比例する。
- 次式が成立する。

$$i_B = I_{SB} \left(\exp \left(\frac{v_{BE}}{V_T} \right) - 1 \right)$$

トランジスタの電流の関係：エミッタ接地の電流増幅率

- i_C と i_B の式から，両者が比例することがわかる。
- β ：エミッタ接地電流増幅率：

$$i_C = \beta i_B$$

- $i_E = i_B + i_C$ より， i_E も両者に比例する。

$$i_E = (\beta + 1)i_B$$

- 典型的には， $\beta = 20 \sim 200$ であるがもっと高いものもある。
- α ：ベース接地電流増幅率：

$$i_C = \alpha i_E$$

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} (< 1)$$

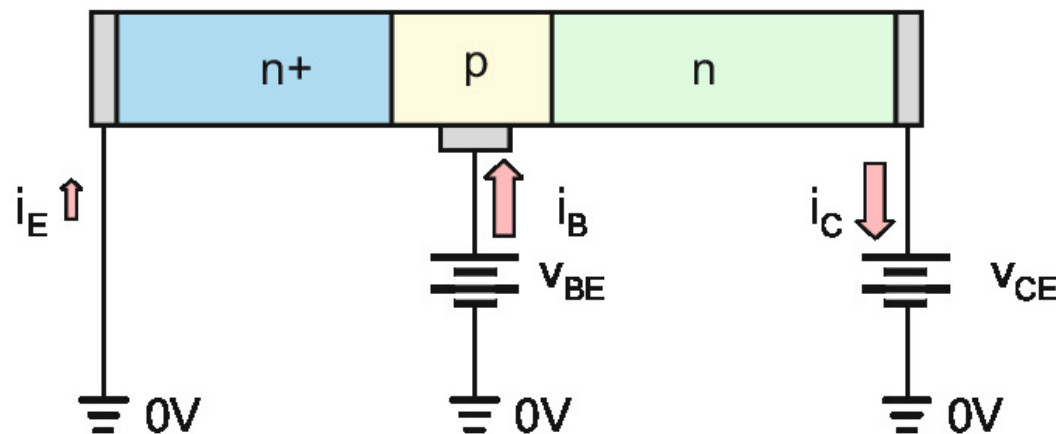
17.1.5 飽和領域と遮断領域

飽和領域の定性的表現

- 2つのpn接合共に順バイアスの場合。
- $\Delta n(W)$ が正の値をとる。
- 密度の傾きが小さくなり，拡散が弱くなってコレクタ電流が減少する。

$$i_C < \beta i_B$$

飽和領域の定量的表現



- $v_{BE} = 0$ とする。
- エミッタとコレクタの役割を反対にして考える。
- $\beta_R (\ll 1)$: エミッタ接地逆方向電流増幅率

$$i_E = I_S \left(\exp \left(\frac{v_{BC}}{V_T} \right) - 1 \right)$$

$$i_B = \frac{I_S}{\beta_R} \left(\exp \left(\frac{v_{BC}}{V_T} \right) - 1 \right)$$

- $v_{BE} \neq 0$ の場合は，重ね合わせの原理を用いる。

$$i_E = I_S \left(\exp \left(\frac{v_{BE}}{V_T} \right) - 1 \right) - I_S \left(1 + \frac{1}{\beta_R} \right) \left(\exp \left(\frac{v_{BC}}{V_T} \right) - 1 \right)$$

$$i_B = \frac{I_S}{\beta} \left(\exp \left(\frac{v_{BE}}{V_T} \right) - 1 \right) + \frac{I_S}{\beta_R} \left(\exp \left(\frac{v_{BC}}{V_T} \right) - 1 \right)$$

- 上式は，任意のバイアス電圧で有効な Ebers-Moll モデルを与える。
- このモデルは，SPICE で使われる。

- 飽和領域は，次の強制エミッタ接地電流増幅率で記述される。

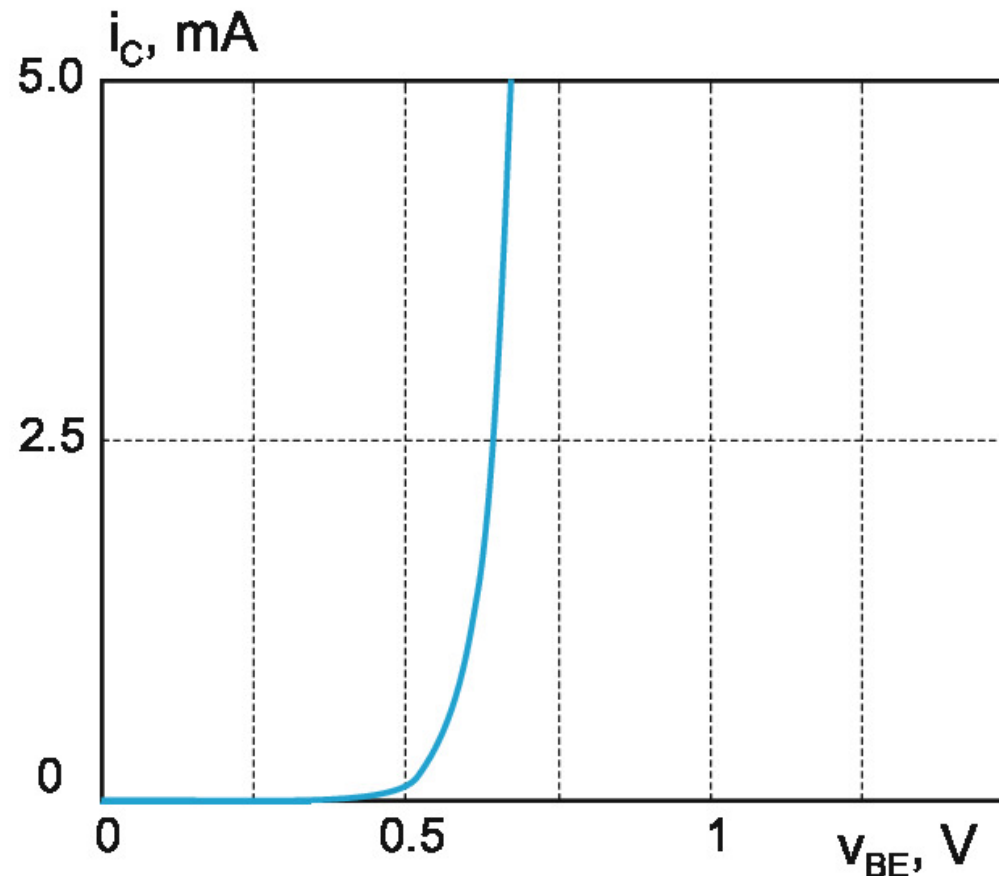
$$\beta_{\text{forced}} \equiv \frac{i_C}{i_B}$$

この値は，通常のエミッタ電流増幅率と異なり，BJT素子で一定なものではない。

飽和領域の定量的表現

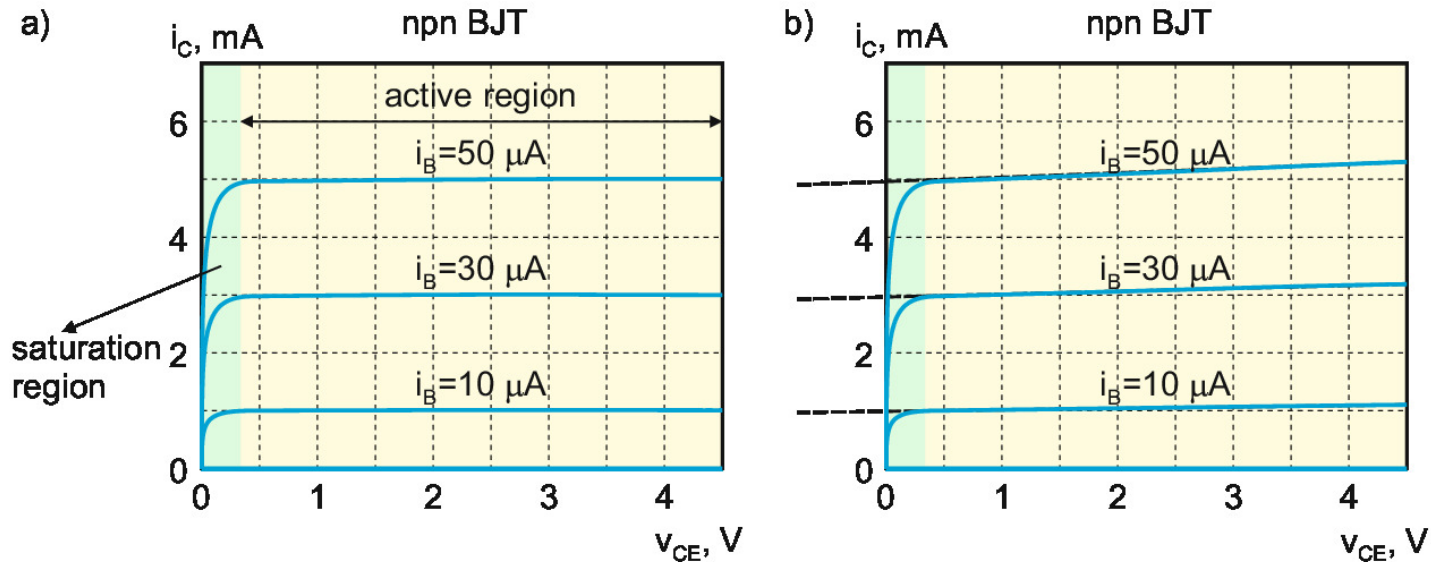
- 遮断領域は，EBJとCBJの両方に共に逆バイアスで全ての電流が0の場合である。

17.1.6 トランジスタ $v - i$ 依存性



- 上図は、コレクタ電圧 v_{CE} を一定にした時の、ベース電圧 v_{BE} とコレクタ電流 i_C の関係である。
- これは実験で求めたものであるが、ショットキーの式の関係になって

いることがわかる。



- 上図は，ベース電流 i_B を一定にして，コレクタ電圧 v_{CE} とコレクタ電流 i_C の関係を示したのものである。
- 活性領域ではコレクタ電流 i_C がコレクタ電圧 v_{CE} にあまり依存しないことがわかる。
- その一定となるコレクタ電流 i_C の値は，ベース電流 i_B に依存している。
- 右図は左図に，アーリー効果を加えたものである。

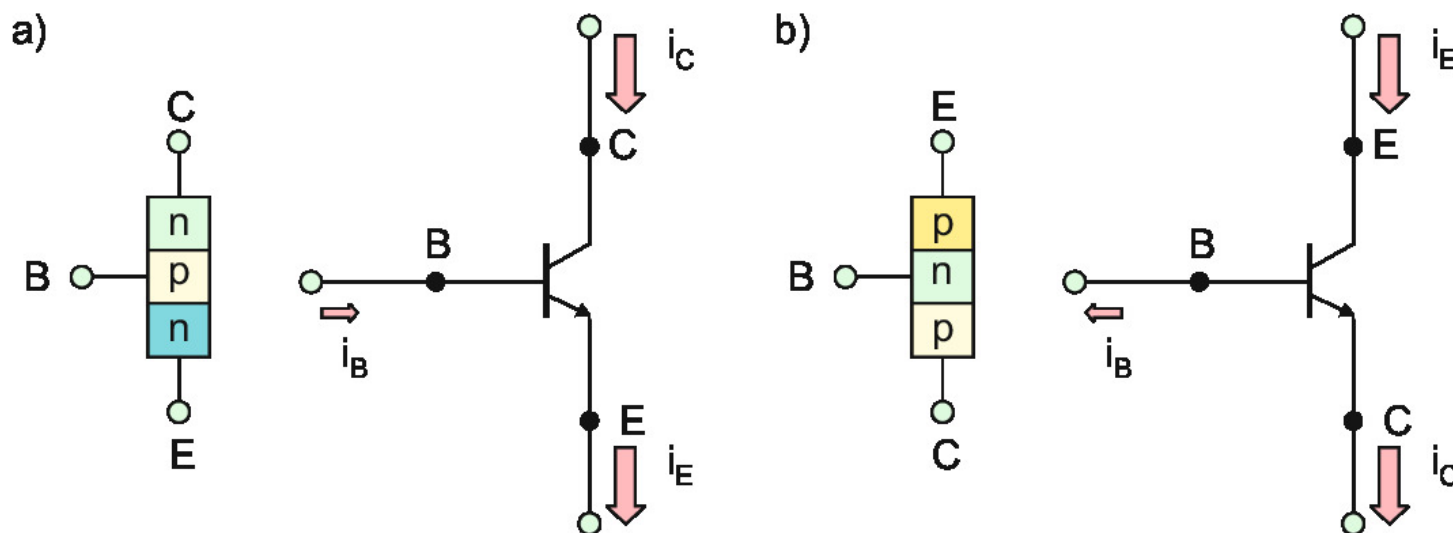
17.1.7 アーリー効果

- v_{CB} を増加すると、CBJの空乏層が拡大して、拡散で移動する長さ (W) が短くなり、コレクタ電流が増加する。
- 提唱者ジェームズM.アーリーにちなんで、アーリー効果と呼ばれる。
- これは、有限の出力抵抗 r_O として表すことができる。
- V_A : アーリー電圧を使って以下のように表される。

$$r_O = \frac{V_A}{i_C}$$

- V_A は、50 V程度の値をとる。

17.1.8 pnp トランジスタ



- npn接合でもバイポーラ接合トランジスタができる。
- 電子ではなくホールが電流を流す役割を果たす。
- プラスとマイナスを反対にすると， npnと同様の動作をする。

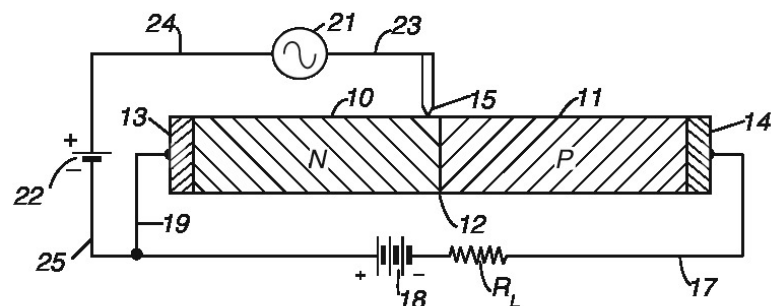
$$v_{BE} \rightarrow v_{EB}$$

$$v_{BC} \rightarrow v_{CB}$$

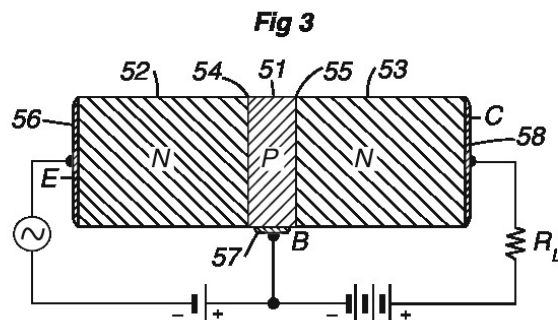
$$v_{CE} \rightarrow v_{EC}$$

BJTの歴史

a April 4, 1950 **W. SHOCKLEY** **2,502,488**
SEMICONDUCTOR AMPLIFIER
 Filed Sept. 24, 1948



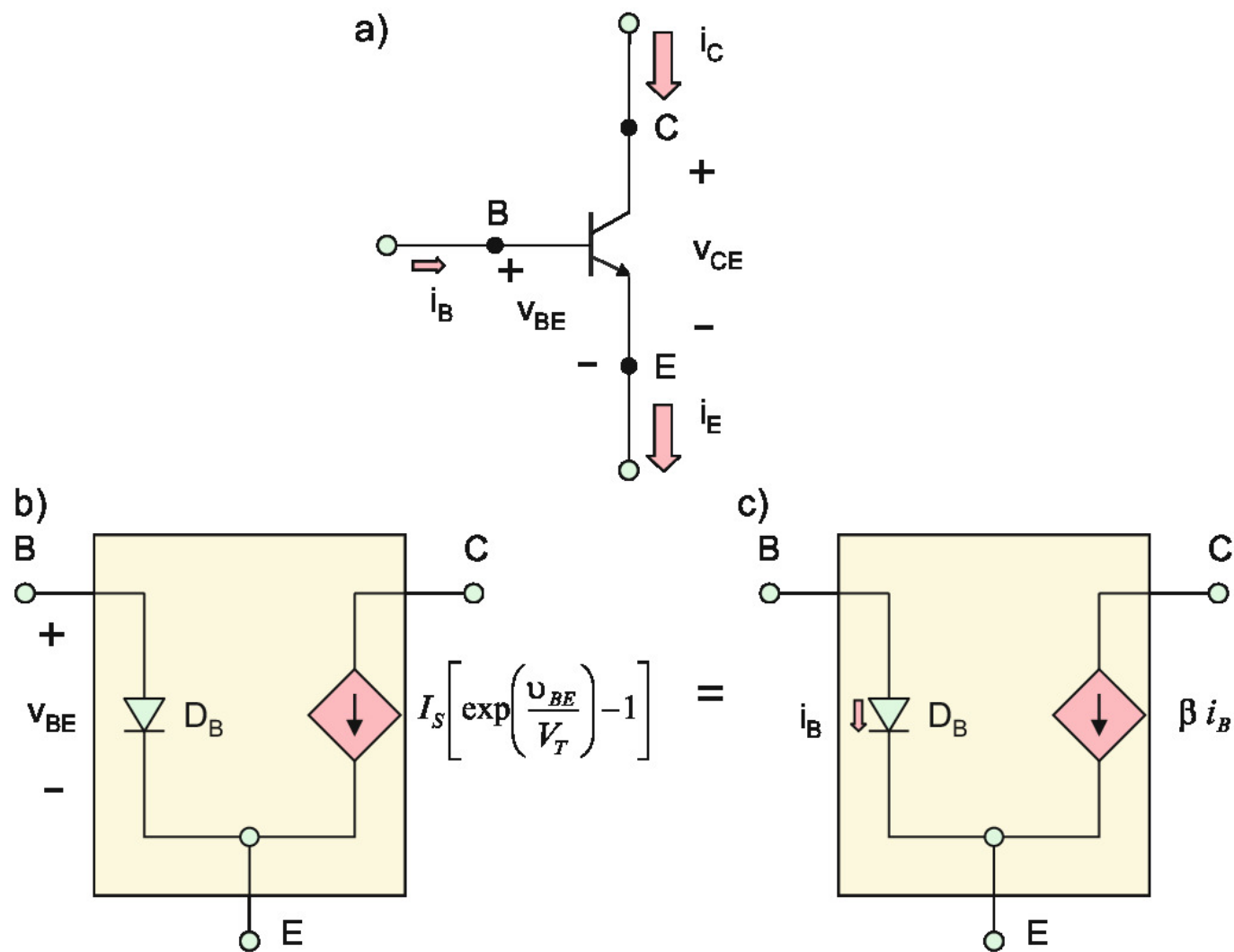
b Sept. 25, 1951 **W. SHOCKLEY** **2,569,347**
CIRCUIT ELEMENT UTILIZING SEMICONDUCTIVE MATERIAL
 Filed June 26, 1948 3 Sheets-Sheet 1



- 当初はpn接合に外部制御電極を接続して増幅しようとした。(1950/4/4)
- p層を挿入したBJTがニュージャージーのベル研究所のWilliam Shockley, John Bardeenと Walter Brattainによって発明された。(1951/9/25)

17.2 BJTの大信号回路モデル

17.2.1 BJTの大信号回路モデル



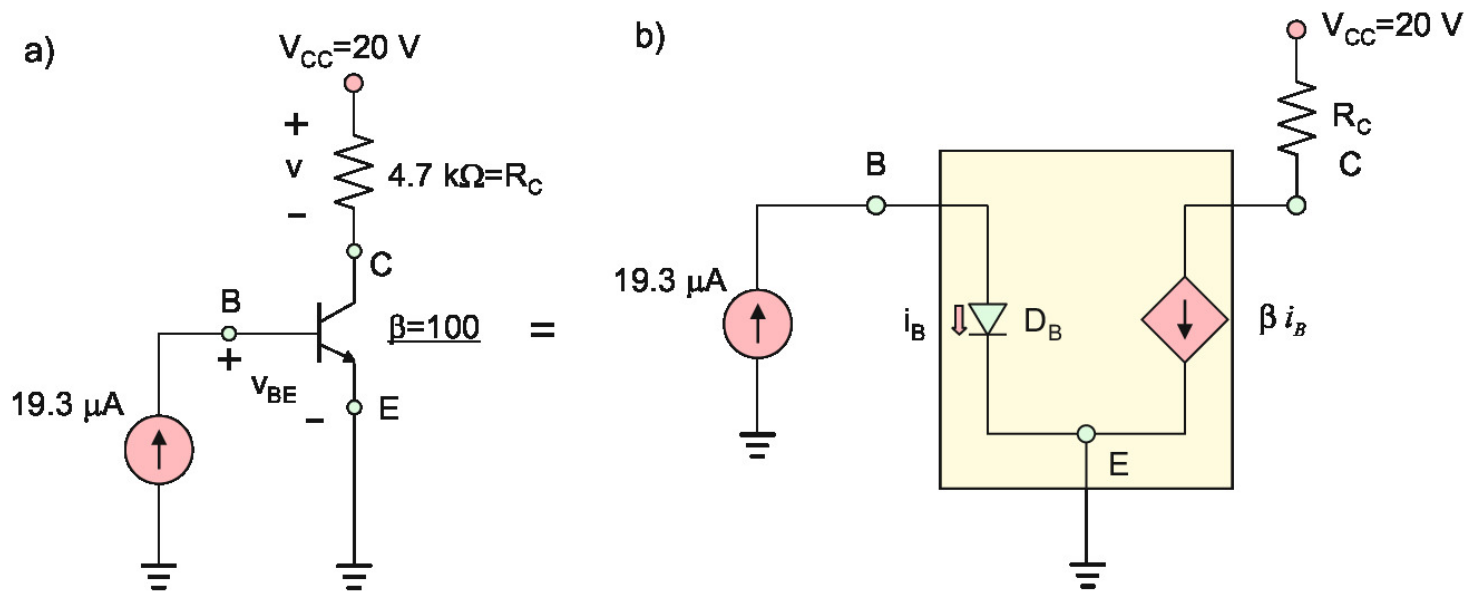
- 上図は， npn BJT の第1近似 π 型の等価回路である。
- ダイオードと従属電流源からなる。
- 上図 b) と c) は， 大信号BJT回路モデルである。
- それは， v_{BE} のどんな値に対しても等しく利用可能である。
- b) と c) の違いは， 非線形電圧制御電流源と線形電流制御電流源である。

$$i_C = I_S \left(\exp \left(\frac{v_{BE}}{V_T} \right) - 1 \right)$$

$$i_B = \frac{I_S}{\beta} \left(\exp \left(\frac{v_{BE}}{V_T} \right) - 1 \right)$$

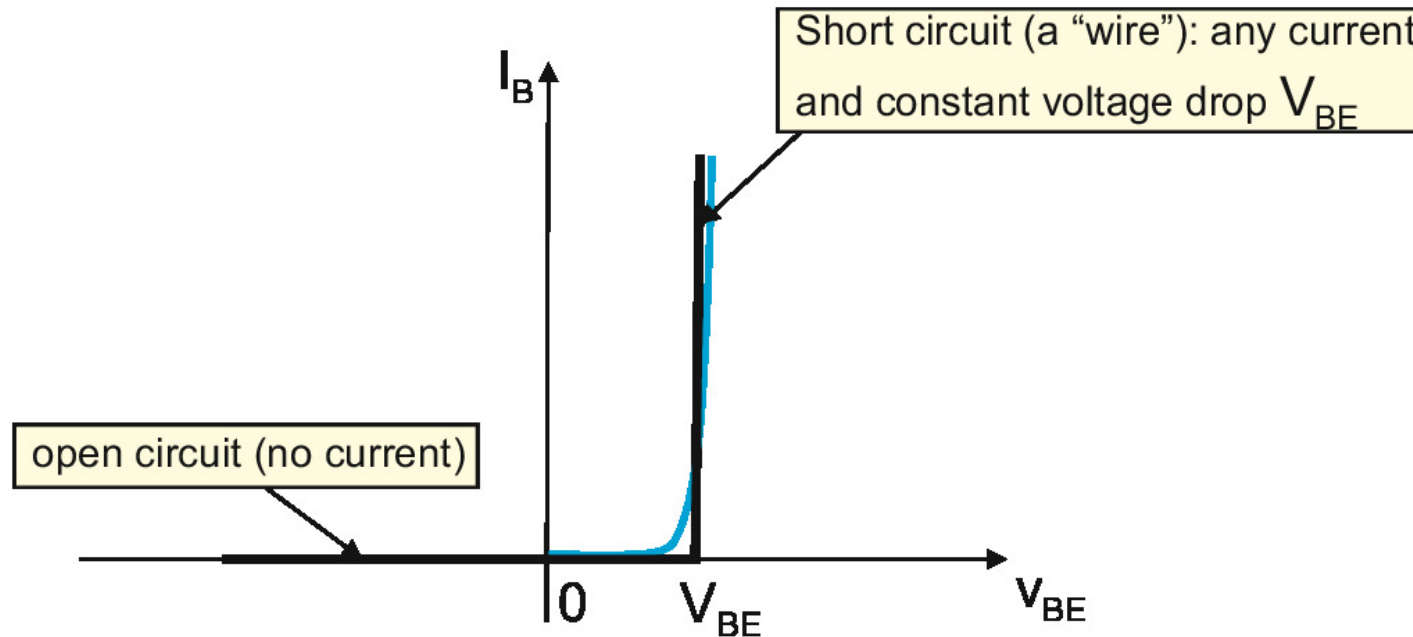
$$i_C = \beta i_B$$

- 第1近似というのは， より精度の高いモデルもある。
- Ebers-Moll の定式化は， 飽和領域における， コレクタ・ベース接合部 (CBJ) の空乏層の拡大までモデル化している。

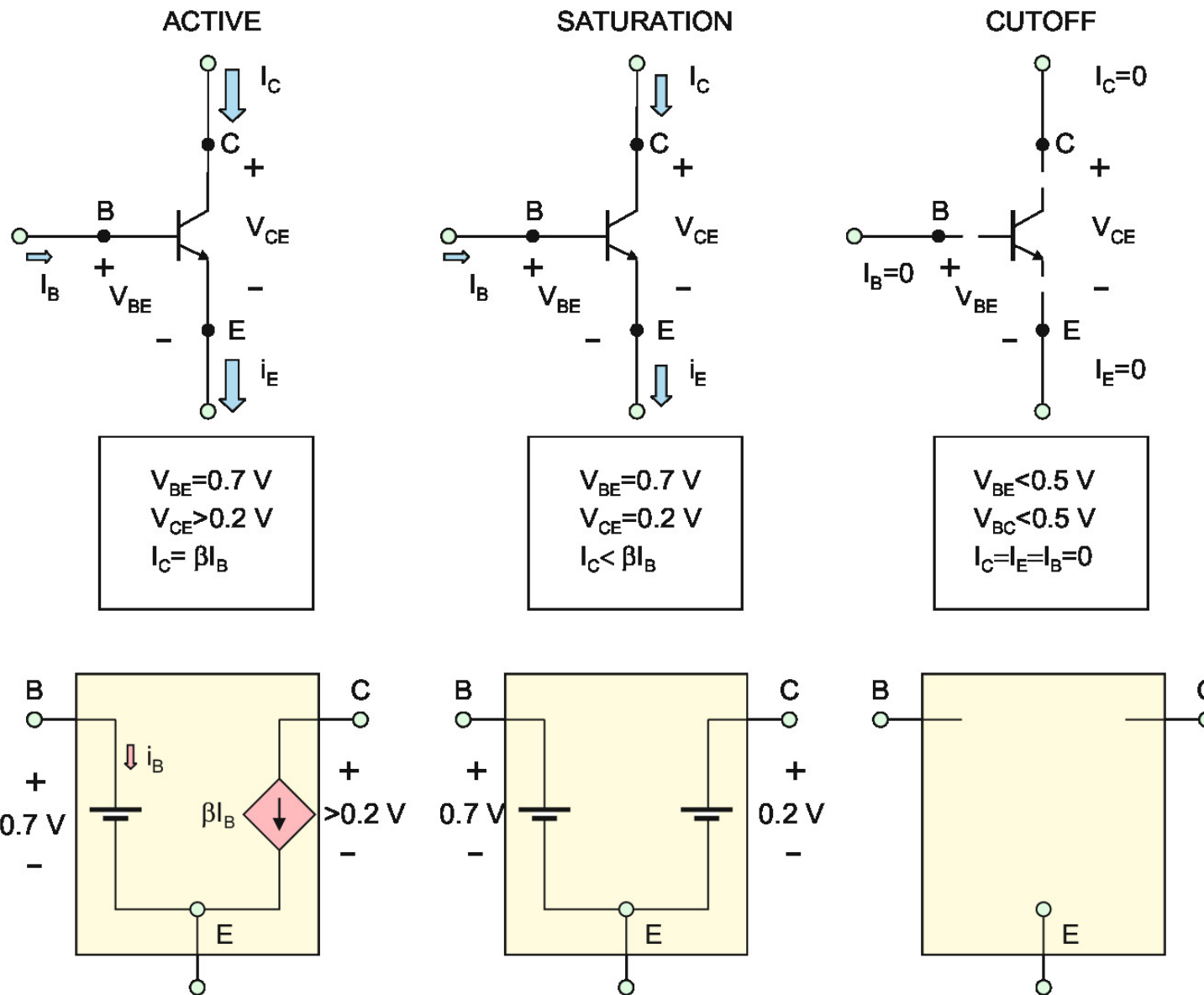


- 上図は，BJTを使った実際の回路の例である。
- 負荷直線や繰り返し法を使って解析することができる。

17.2.2 BJTの大信号直流回路モデル

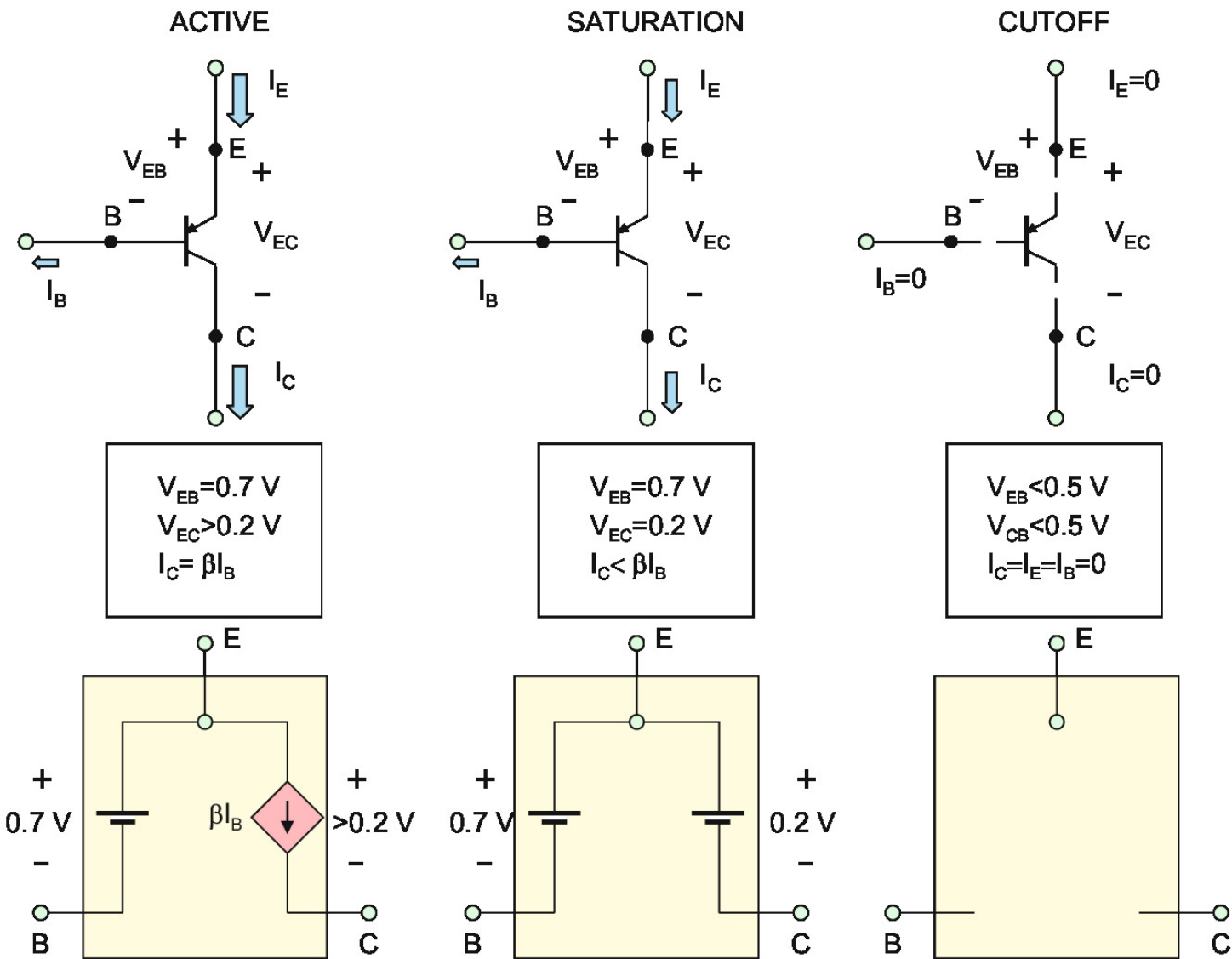


- ダイオードの定電圧降下モデルと同様に，BJTの指数関数部の急な立ち上がりは，ターンオン電圧で置き換えることができる。
- これはBJTの簡単化された大信号回路モデルとなる。
- 大まかな回路パラメータを決めるために使うことができる。
- 直流動作点を決めたり，電力回路の定性的な解析をすることができる。



- 上図は3つの動作領域における直流モデルを示している。

- 活性領域: EBJは順方向バイアス $v_{BE} \simeq 0.7 \text{ V}$ で, CBJは逆方向バイアスか弱い順方向バイアス $v_{BC} < 0.5 \text{ V}$ 。このとき, $v_{CE} = v_{BE} - v_{BC} > 0.2 \text{ V}$ である。この領域では $i_C = \beta i_B$ が成立する。
 - 飽和領域: EBJは順方向バイア $v_{BE} \simeq 0.7 \text{ V}$ で, CBJは順方向バイアス $v_{BC} \simeq 0.5 \text{ V}$ 。このとき, $v_{CE} = v_{BE} - v_{BC} \simeq 0.2 \text{ V}$ である。この領域では $i_C < \beta i_B$ となる。スイッチのON状態に使うためには相対的に最も電力損失が少ない。
 - 遮断領域: EBJは逆方向バイア $v_{BE} \leq 0.5 \text{ V}$ で, CBJは逆方向バイアス $v_{BC} \leq 0.4 \text{ V}$ 。トランジスタの全ての電流が0で, 開放回路の状態である。
- これらの実際の電圧の値はBJTによって異なる。

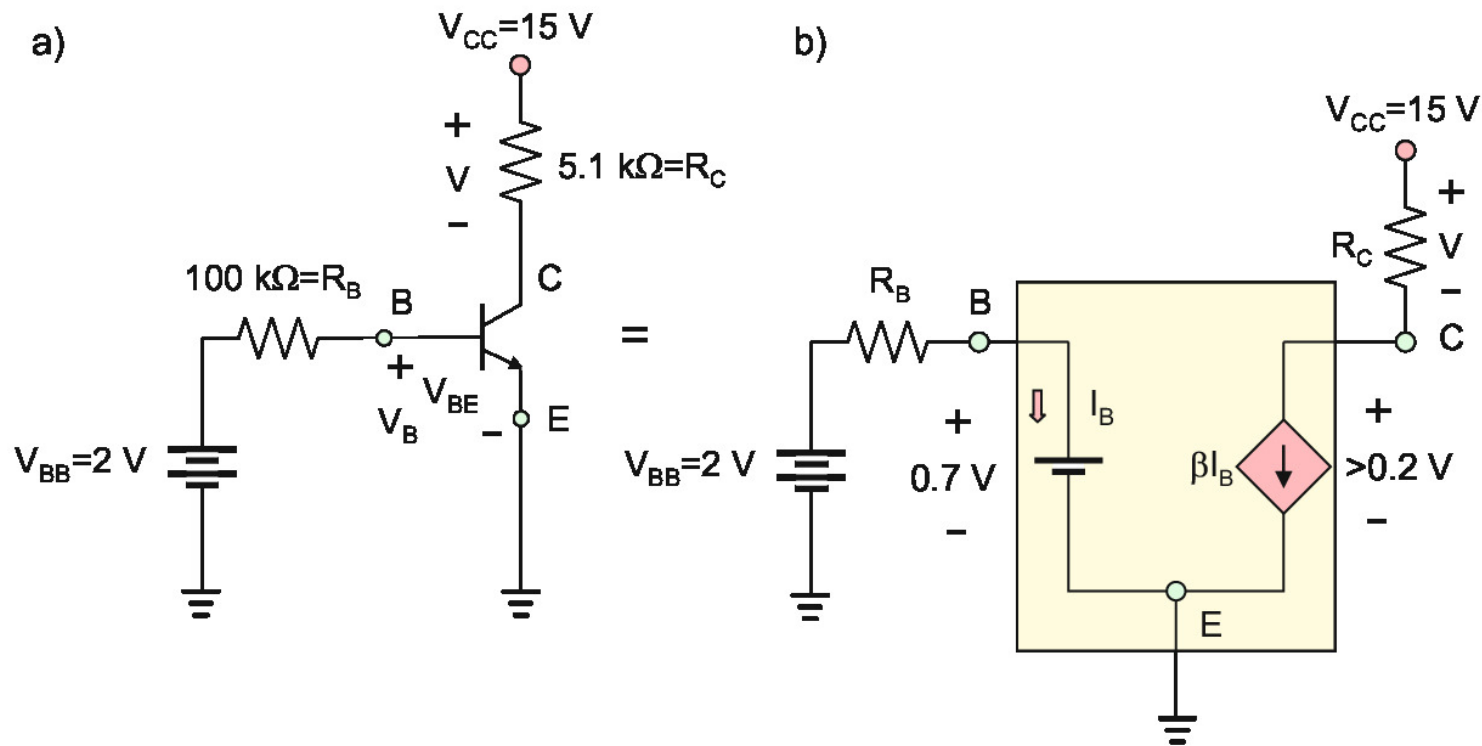


- 上図は pnp BJT の場合である。電圧・電流の極性を npn BJT と逆にすれば良い。

17.2.3 見なし状態法

- BJTの大信号直流回路モデルは，見なし状態法によって解くことができる。
 1. 各BJTの状態（アクティブ，飽和，遮断）を推定する。
 2. BJTをそれぞれの大信号直流回路モデルに置き換える。
 3. その回路を解く。
 4. モデル条件が満たされているかどうかチェックする。
 5. 満たされていないならば，他の状態を選択する。
- 大信号直流回路モデルはいつも唯一の解を持つ。（と教科書に書かれているが間違い。シュミットトリガー回路など。）

17.2.4 見なし状態法を用いたトランジスタ回路解析



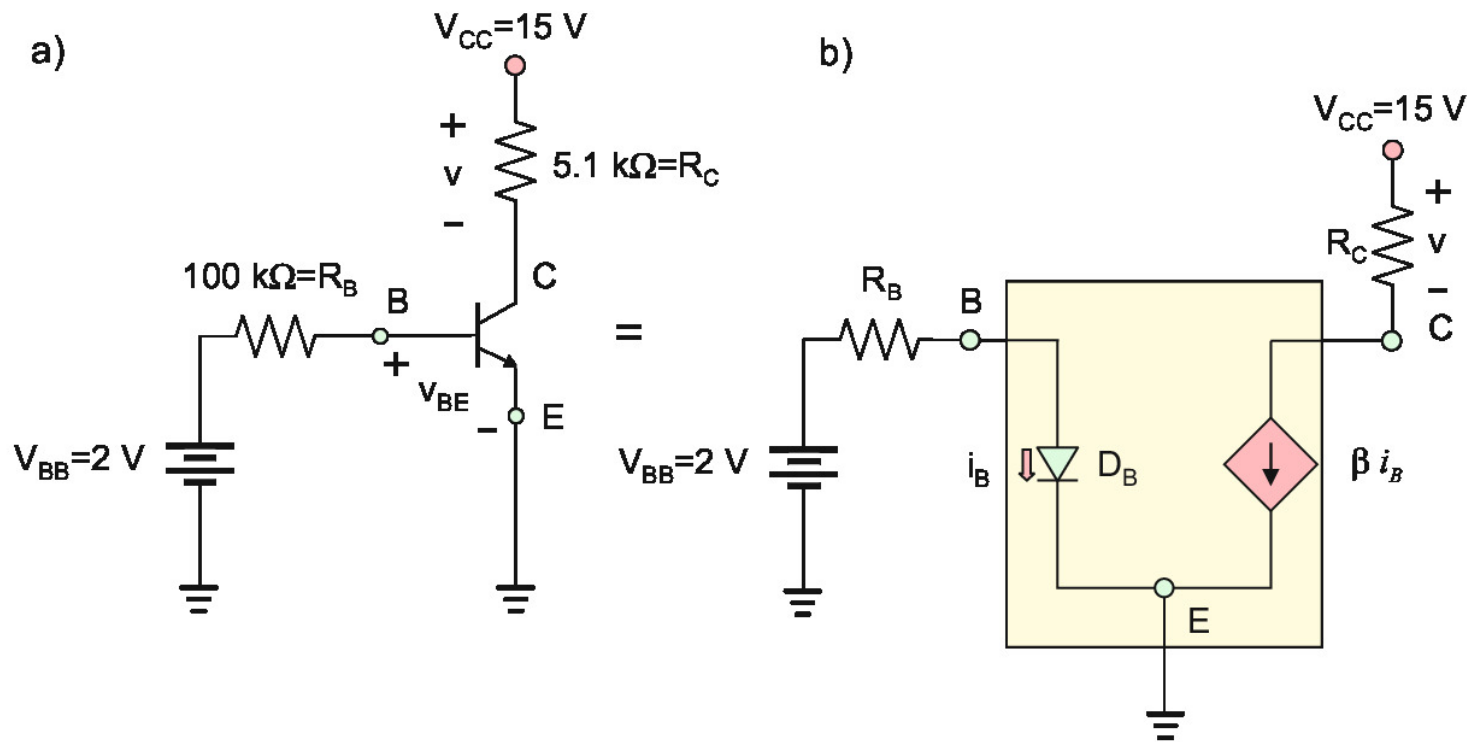
- 上図の回路を見なし状態法で解く。 $(\beta = 100)$
- 活性領域にあると見なす。
- $v_{BE} = 0.7\text{ V}$ とすると、次式が成立する。

$$I_B = \frac{V_{BB} - 0.7}{R_B} = 13\ \mu\text{A}$$

- 従って、KVLから V_{CE} が求まる。

$$V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C = 8.37 \text{ V}$$

- $V_{CB} = 8.37 - 0.7 > 0.5$ より、活性領域にあるという仮説は合っている。



- 同じ回路で、同じ活性状態を仮定するが、ダイオードを使った異なる回路モデルを用いる。こちらの方がより正確である。

- ベース電流を求める。以下の式を解けば良い。

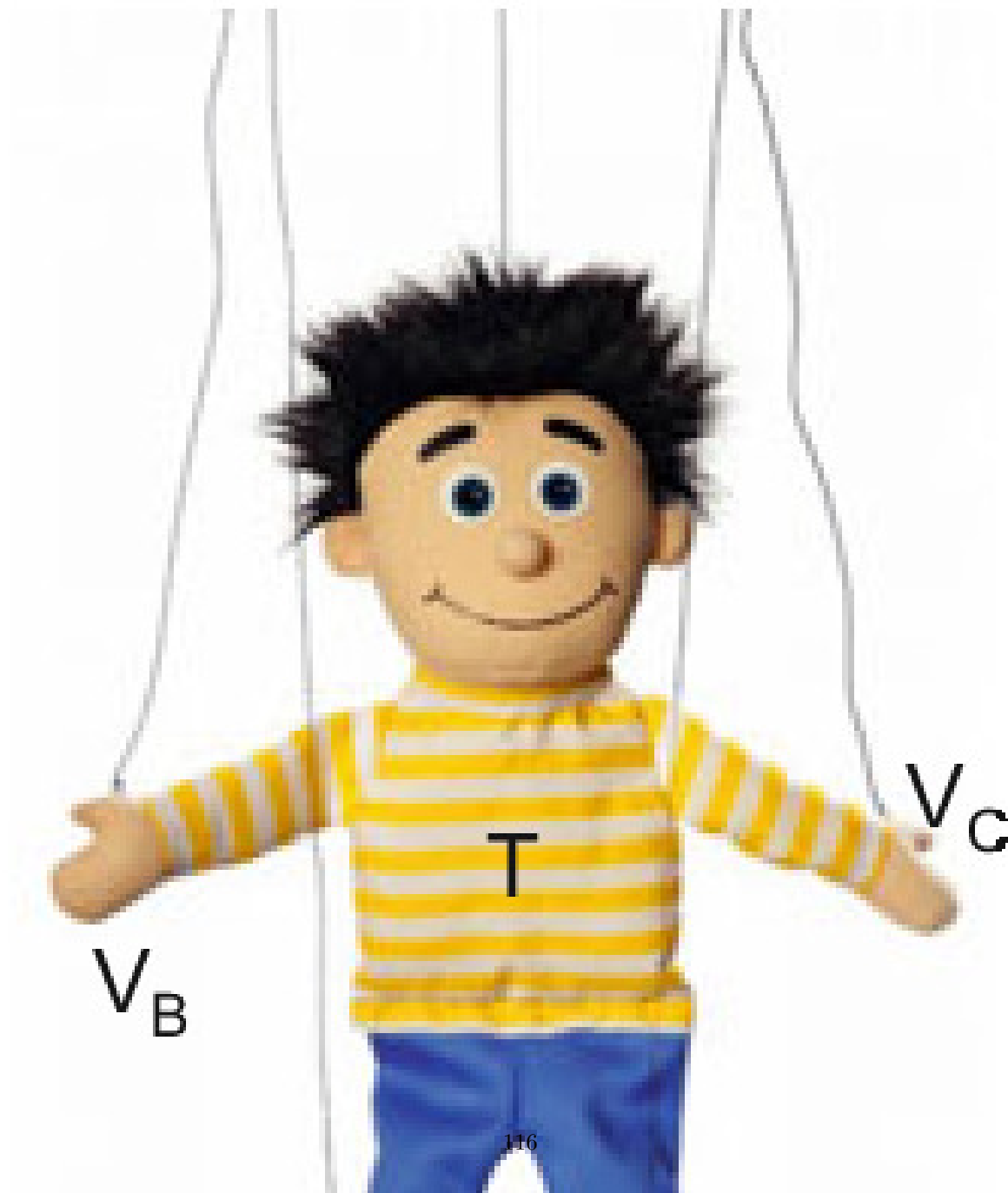
$$i_B = \frac{I_S}{\beta} \left(\exp \left(\frac{v_{BE}}{V_T} \right) - 1 \right)$$
$$0 = 2 - R_B i_B - v_{BE}$$

- 繰り返し法で解く場合：

$$i_B = \frac{1}{R_B} \left[2 - V_T \ln \left(\frac{\beta i_B}{I_S} + 1 \right) \right]$$

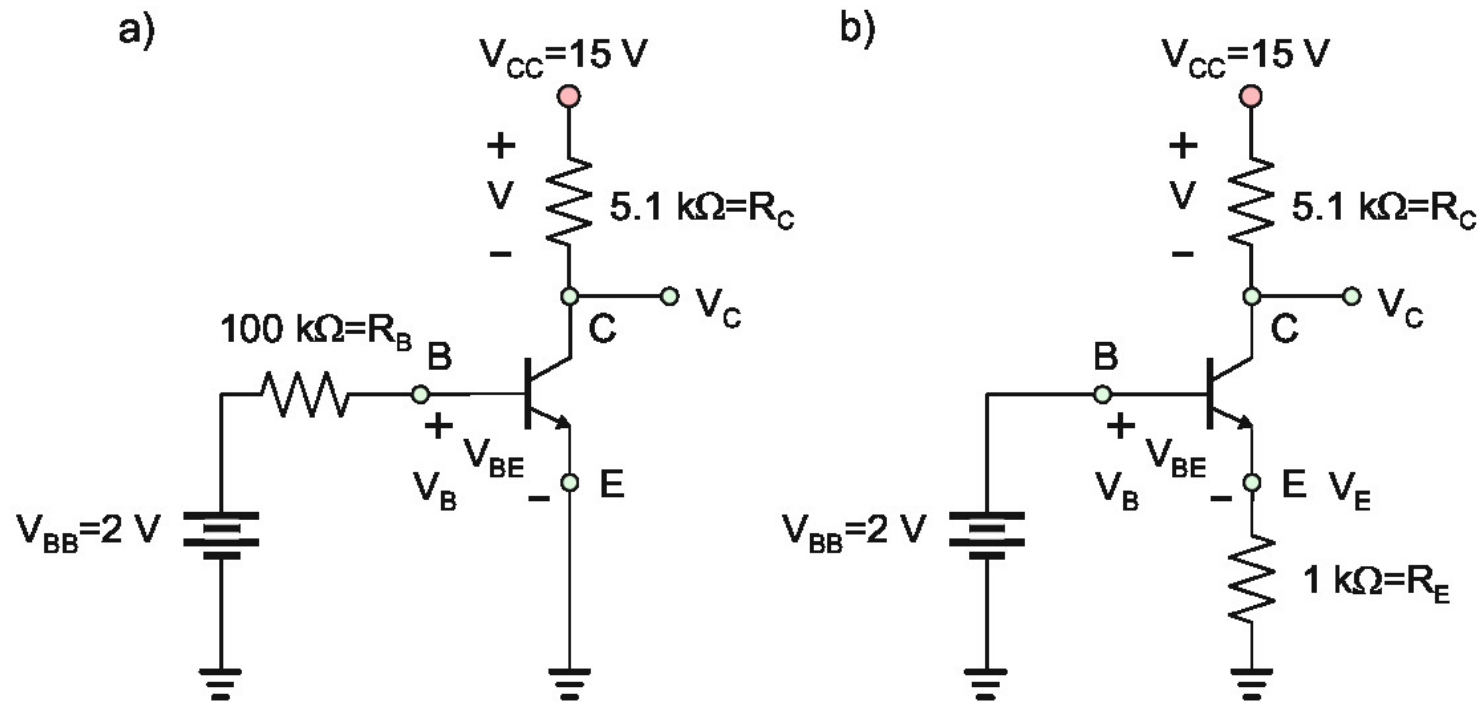
- 上の図の回路パラメータを代入すると， $i_B = 13.3 \mu\text{A}$ となる。
- その値から， $i_C = 1.33 \text{ mA}$ ， $v_{CE} = 15 - R_C i_C = 8.29 \text{ V}$ となる。

17.2.5 直流トランジスタバイアス回路



- 大信号直流回路モデルと見なし状態法は，BJT の直流バイアス回路を解析することができる。
- バイアス回路は，ディスクリート回路や集積回路の増幅器に使われる。
- バイアス回路は，BJTと抵抗や電源で構成される。
- バイアス回路の目的は，ベース電圧 v_B ，コレクタ電圧 v_C ，エミッタ電圧 v_E を定めることである。
- 増幅率，入力抵抗，出力抵抗や他のパラメータを決める。
- 操り人形を操作する puppet master である。
- 今の目的は，トランジスタ増幅器で典型的な活性領域バイアス回路を設計することである。
- 次のような条件に適合しなくてはならない。
 1. β が大きく変わっても（温度が変わると β が変わる），コレクタ電流を一定にする。
 2. 活性領域で大きく電圧を振ることができるようにする。

17.2.6 β -独立バイアスと負帰還



- a) のバイアス回路は、ベースバイアス回路または固定バイアス回路と呼ばれる。

- 出力はコレクタ電圧 v_C である。これは、 v_{CE} に等しい。

$$I_C = \beta \frac{V_{BB} - 0.7}{R_B}$$

$$V_C = V_{CC} - \beta \frac{R_C}{R_B} (V_{BB} - 0.7)$$

- $\beta = 100$ のとき、 $V_C (= 8.37) \simeq \frac{1}{2} V_{CC}$ となり、ダイナミックレンジを最大化できる。
- b) のバイアス回路にはエミッタ抵抗バイアス回路と呼ばれる。
- エミッタ抵抗 R_E が負帰還の役割を果たし、コレクタ電流を安定化させる。

$$I_E = \frac{V_{BB} - 0.7}{R_E}$$

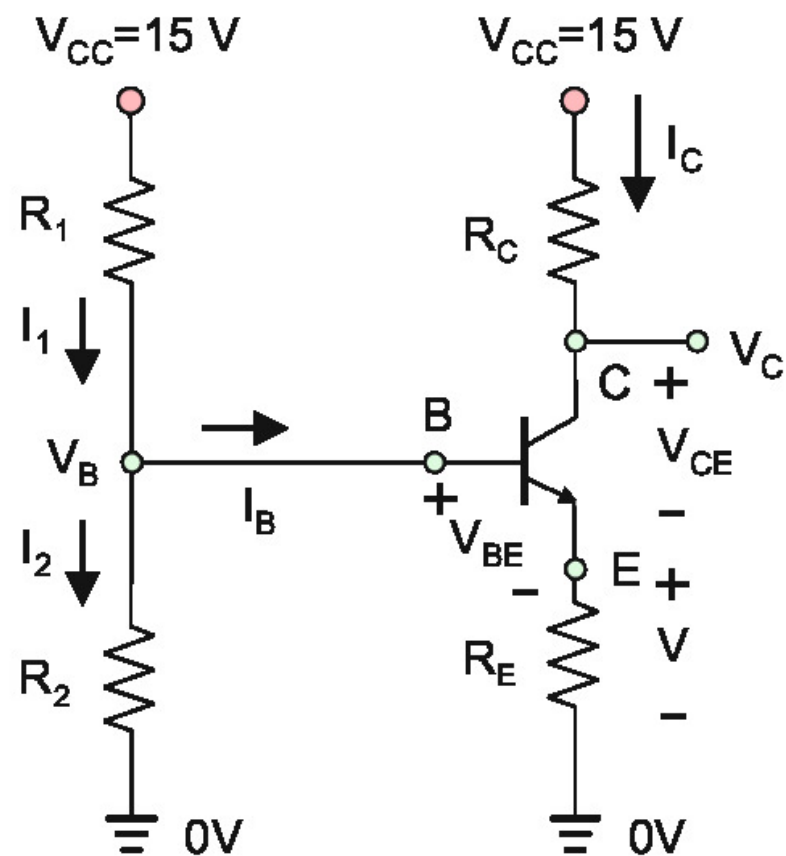
$$I_C = \frac{\beta}{\beta + 1} I_E$$

$$V_C = V_{CC} - \frac{\beta}{\beta + 1} \frac{R_C}{R_B} (V_{BB} - 0.7)$$

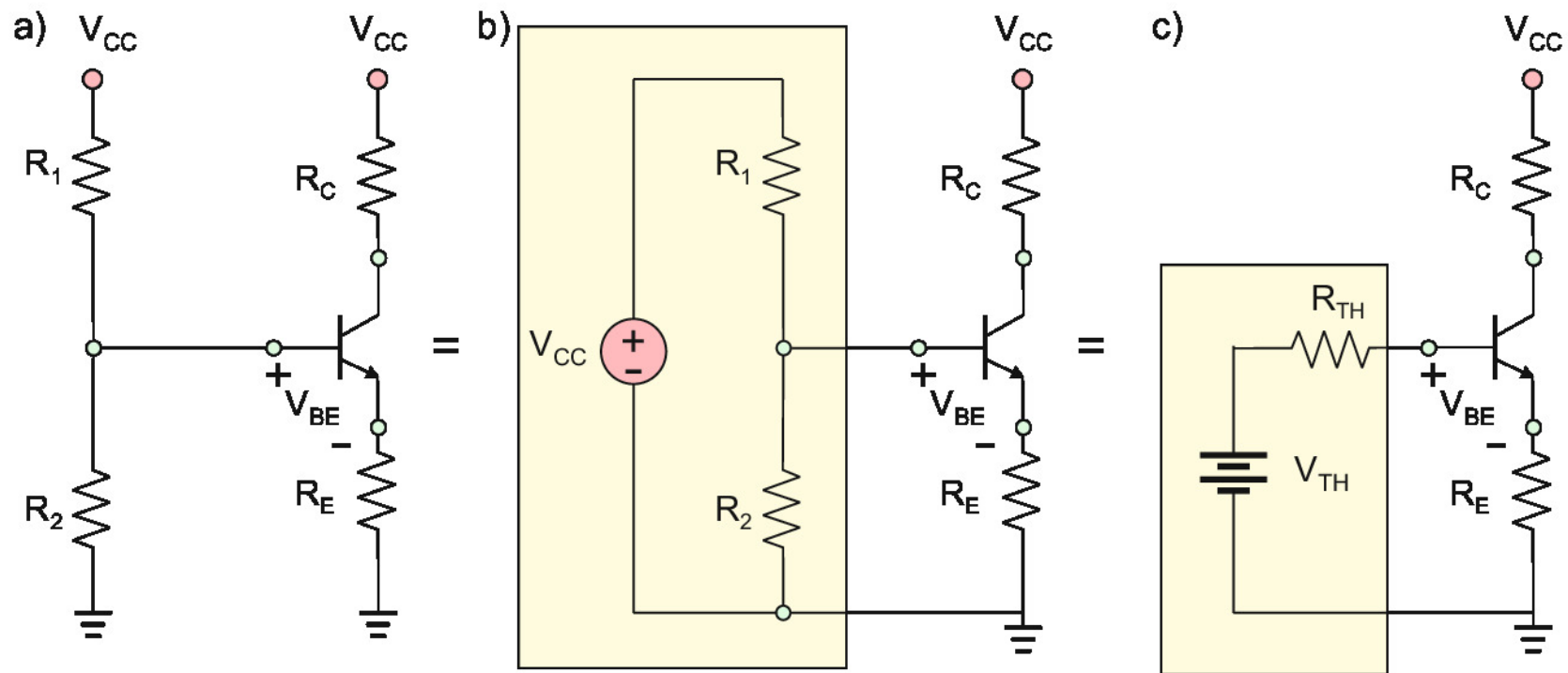
- $\beta = 100$ のとき, $V_C (= 8.44) \simeq \frac{1}{2}V_{CC}$ となり, ダイナミックレンジを最大化できる。
- β を変化させた時の出力は以下のようになり, b) の方が安定であることがわかる。

	a)		b)	
β	I_C (mA)	V_C (V)	I_C (mA)	V_C (V)
50	0.55	11.69	1.28	8.50
100	1.30	8.37	1.29	8.44
250	飽和		1.30	8.40

17.2.7 ディスクリート回路における標準のバイアス回路



- 上図に，単一電源のディスクリート回路によるトランジスタ増幅器における標準のバイアス回路を示す。
- 4抵抗バイアス回路と呼ばれる。



- テブナンの定理を使ってベースに接続されている回路を簡単化する。

$$R_{TH} = R_1 || R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

$$V_{TH} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC}$$

- KVLを使う。

$$V_{\text{TH}} + R_{\text{TH}}I_{\text{B}} + 0.7 + (\beta + 1)R_{\text{E}}I_{\text{B}} = 0$$

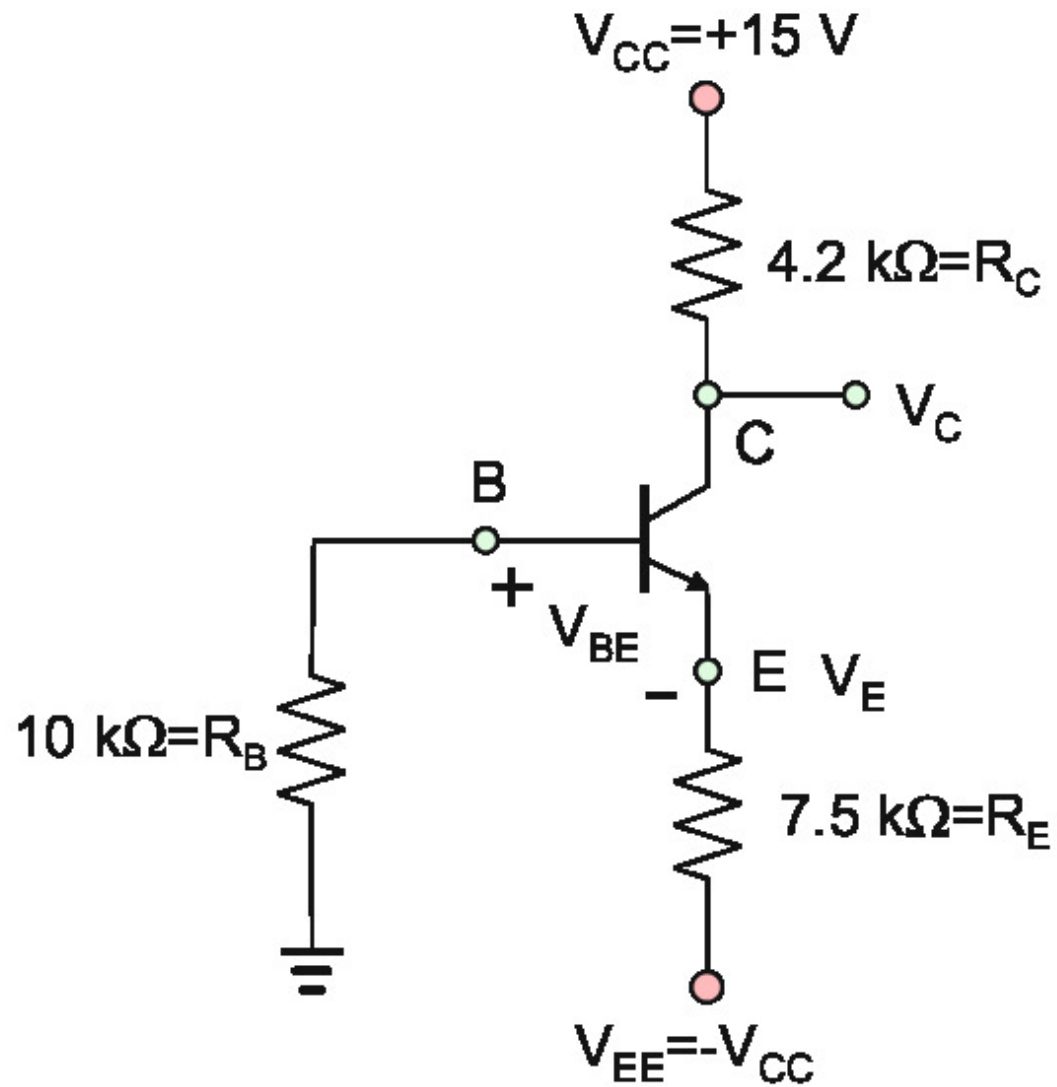
- 従って，次式が成立する。

$$I_{\text{C}} = \beta I_{\text{B}} = \beta \frac{V_{\text{TH}} - 0.7}{R_{\text{TH}} + (\beta + 1)R_{\text{E}}}$$

$$V_{\text{C}} = V_{\text{CC}} - R_{\text{C}}I_{\text{C}} = V_{\text{CC}} - \beta R_{\text{C}} \frac{V_{\text{TH}} - 0.7}{R_{\text{TH}} + (\beta + 1)R_{\text{E}}}$$

- $R_{\text{TH}} = 0$ とすれば，エミッタ抵抗バイアス回路と同じになる。

17.2.8 その他のバイアス回路



- 両極性電源バイアス回路である。

$$R_{TH}I_B + 0.7 + (\beta + 1)R_E I_B - V_{CC} = 0$$

- 従って，次式が成立する。

$$I_C = \beta I_B = \beta \frac{V_{CC} - 0.7}{R_{TH} + (\beta + 1)R_E}$$

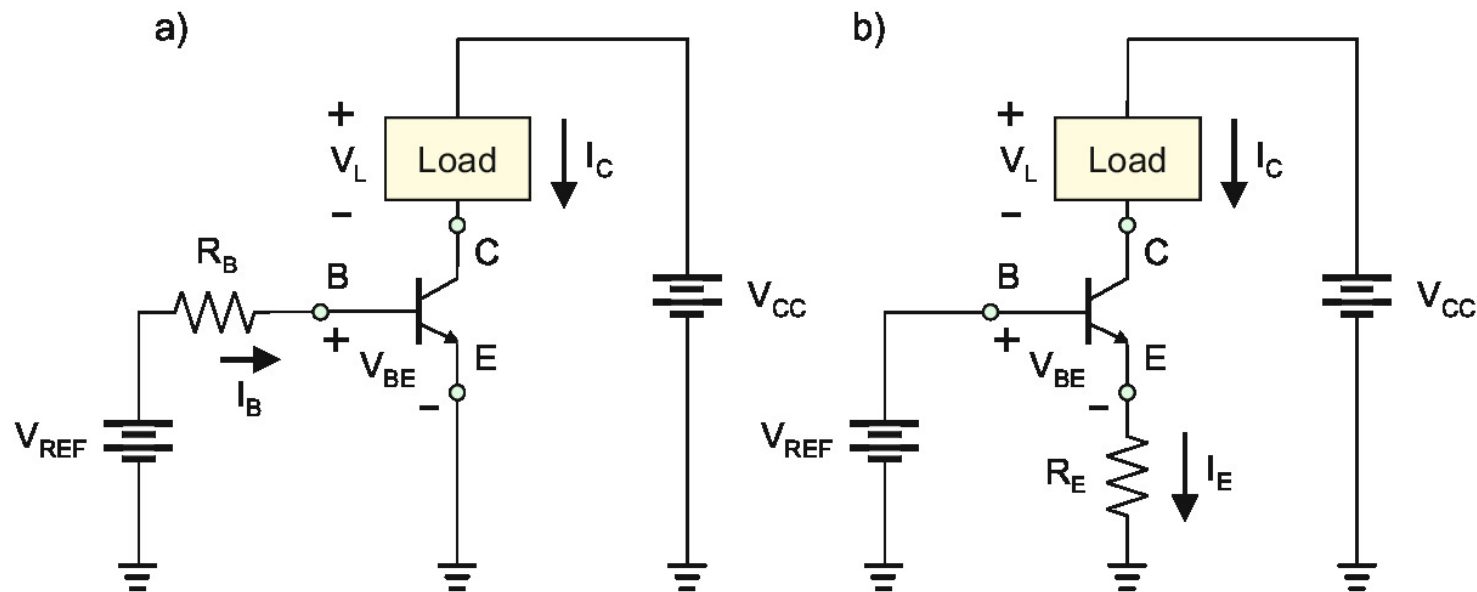
$$V_C = V_{CC} - R_C I_C = V_{CC} - \beta R_C \beta \frac{V_{CC} - 0.7}{R_{TH} + (\beta + 1)R_E}$$

- β が変化した時の，トランジスタの電圧・電流の関係を下表に示す。

β	I_C (mA)	V_C (V)
50	1.82	7.35
100	1.86	7.18
250	1.89	7.07

17.3 直流における実際的BJT回路

17.3.1 定電流源：活性領域の動作



- BJTは制御電流源として振る舞うため、他の素子への電流を制御することができる。
- 上図はBJT定電流源である。
- a)の場合：

$$I_C = \beta \frac{V_{CC} - 0.7}{R_B}$$

- b) の場合 :

$$I_C = \frac{\beta}{\beta + 1} \frac{V_{REF} - 0.7}{R_E}$$

- a) は電流が β に依存しすぎて、実際には使えない。
- b) は β が大きい場合、次のように近似できる。

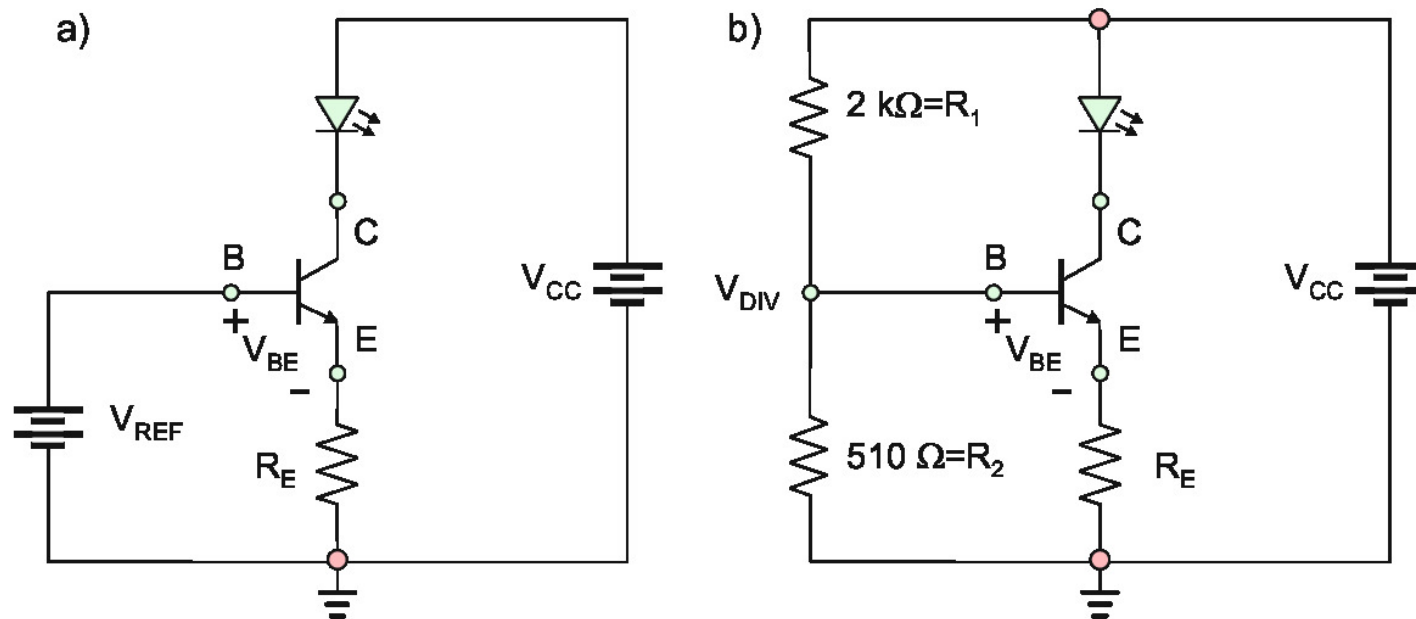
$$I_C = \frac{V_{REF} - 0.7}{R_E}$$

回路による制限

- $V_{SAT} \simeq 0.2 \text{ V}$ を飽和電圧とする。 $V_{CE} > V_{SAT}$ である。
- 活性領域であるために、負荷電圧 V_L に制限がかかる。

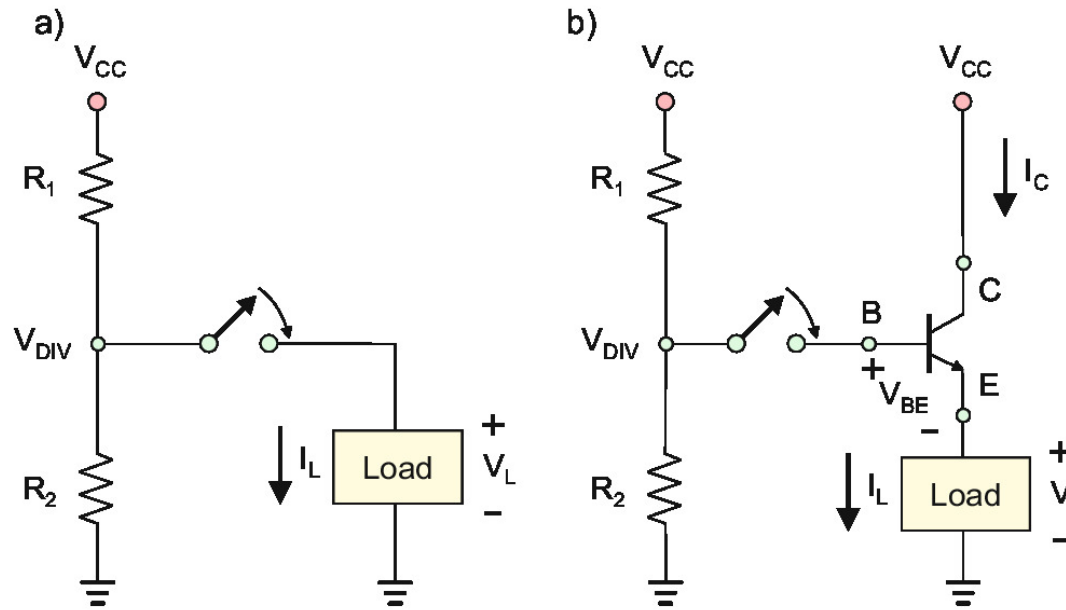
$$V_L < V_{CC} - I_E R_E - V_{SAT}$$

定電流源LEDドライバ



- LEDは、およそ順方向電圧1.7 V，順方向電流20 mAで動作する。
- BJT定電流源を使って，20 mAが流れるようにする。
- その電流を実現するようにトランジスタのコレクタ・エミッタ間の電圧降下が決まる。
- LEDの電圧は，電流20 mAで決まり，およそ1.7 Vになる。

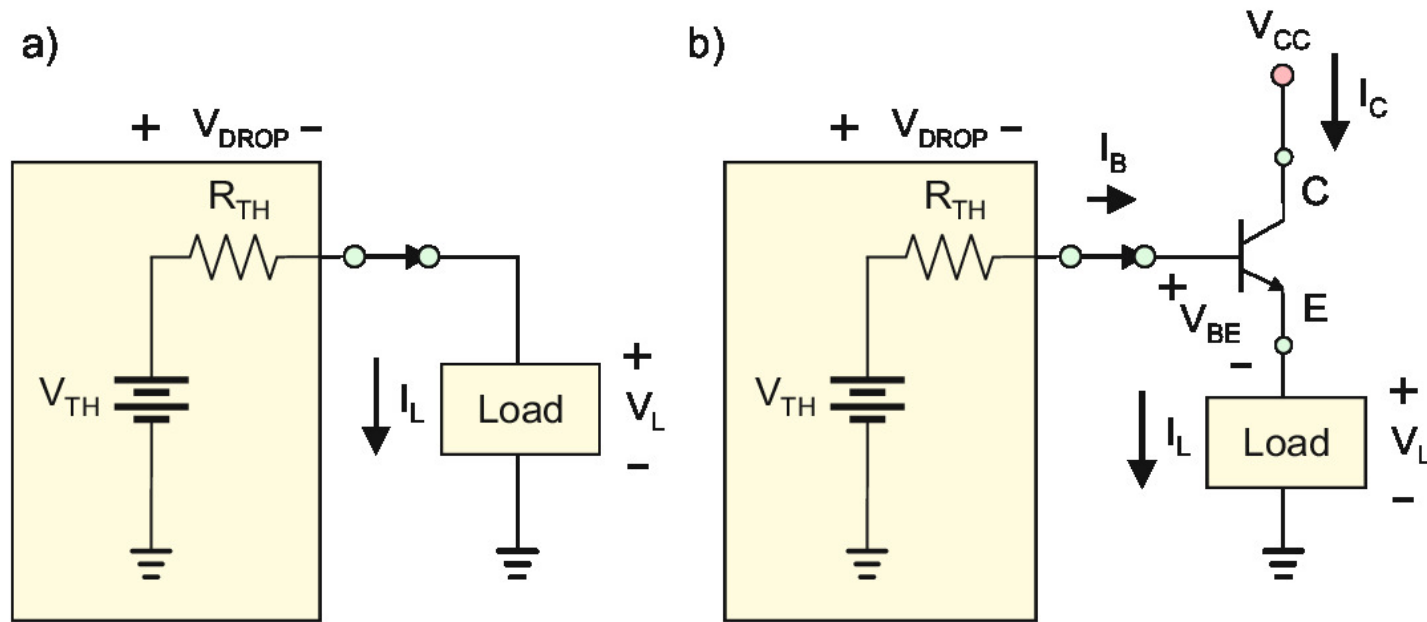
17.3.2 電圧フォロワ（電圧バッファ）：活性領域の動作



- BJT定電圧源
- 上図a)に示す電源からの抵抗分圧回路を使うと，負荷に電流を多く流すと電圧が下がってしまう。

$$V_{DIV} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC}$$

- 上図b)に示すエミッタフロア回路を使うと，負荷の電流への依存性が下がる。



- 両方の回路を解析する。テブナンの定理を使うと分圧回路を抵抗が1つの等価回路に置き換えることができる。

$$R_{TH} = R_1 || R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

$$V_{TH} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC}$$

- 負荷電流 I_L が負荷に流れるとき、負荷電圧の低下を V_{DROP} とおく。

- a) の場合 :

$$V_{\text{DROP}} = I_L R_{\text{TH}}$$

- b) の場合 : $I_B = I_L / (\beta + 1)$ より次式が成立する。

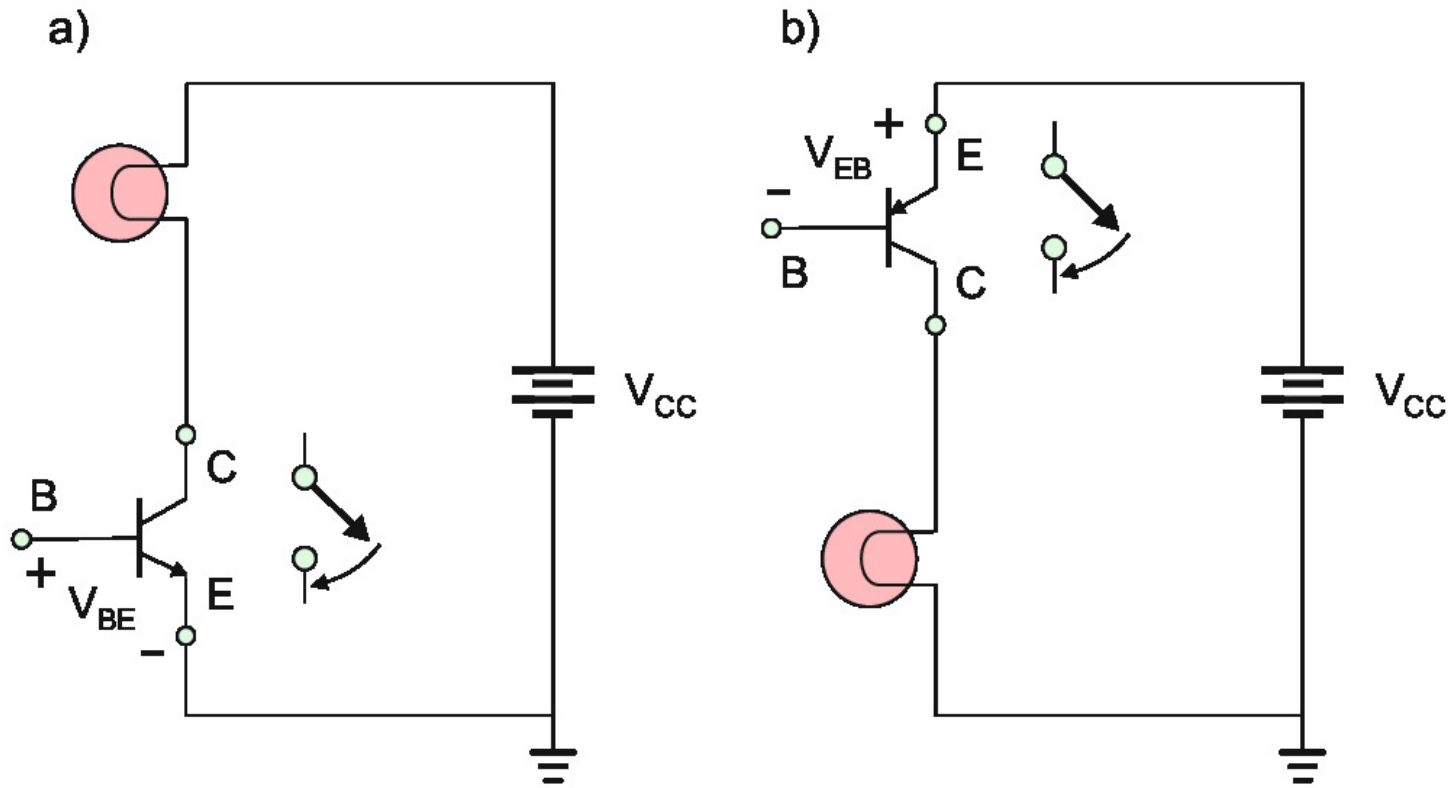
$$V_{\text{DROP}} = \frac{I_L R_{\text{TH}}}{\beta + 1}$$

となり, 電圧の低下が分圧回路の $1/(\beta + 1)$ 倍になる。

回路による制限

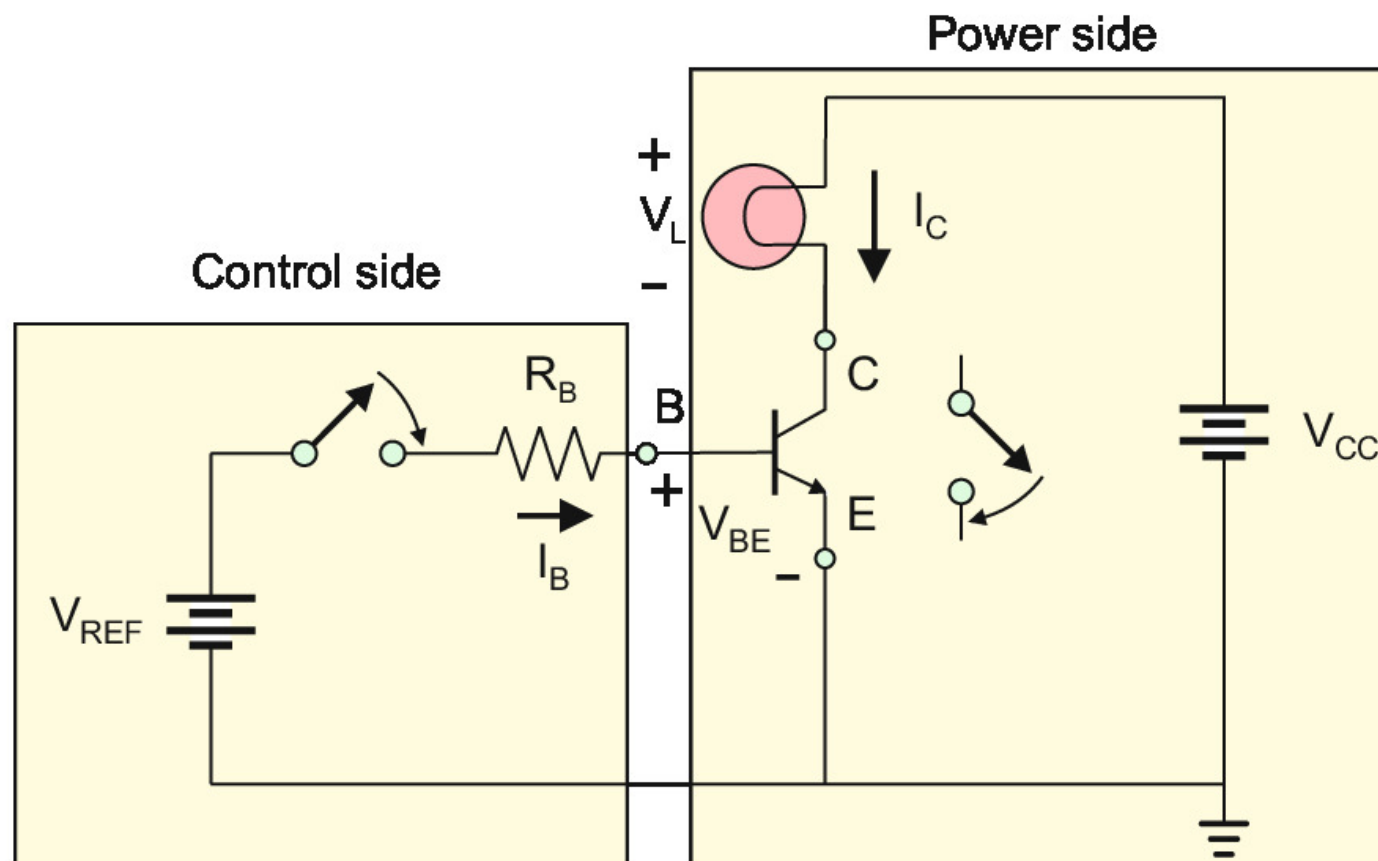
- 負荷電圧は分圧回路の電圧よりも 0.7 V 低下する。
- 上の回路はソース電圧源 (負荷の1端子が接地と接続している) としてしか使えない。
- シンク電圧源 (負荷の1端子が V_{CC} と接続している) として使うためには, pnp トランジスタを使う。

17.3.3 BJTスイッチ：飽和領域



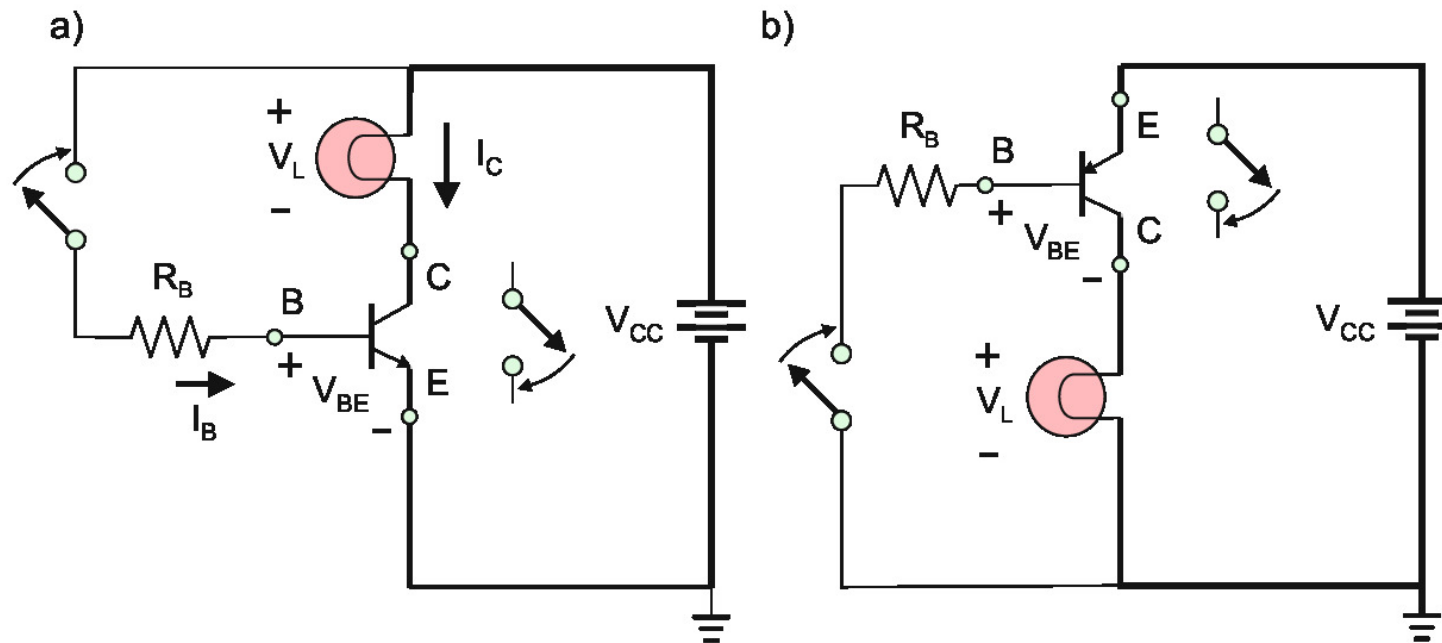
- BJTの飽和領域と遮断領域を使うと，電圧（電流）制御スイッチとして使うことができる。
- npn BJTは負側（接地側）スイッチ，pnp BJTは正側（電源側）スイッチとして使える。
- どちらの場合も，コレクタが負荷にエミッタが電源に接続されている。

nnp BJTスイッチ



- 小さな電流（ベース電流）で大きな電流（コレクタ電流）を制御することができる。
- 制御側と負荷側は同じ電圧ではなくても良い。
- 制御側は0.7V以上は必要である。

- 従って、低い電圧のシステムで高い電圧のシステムを制御できる（逆も成立）。
- 制約は制御側と負荷側の戻り電流が同じエミッターを通ることである。



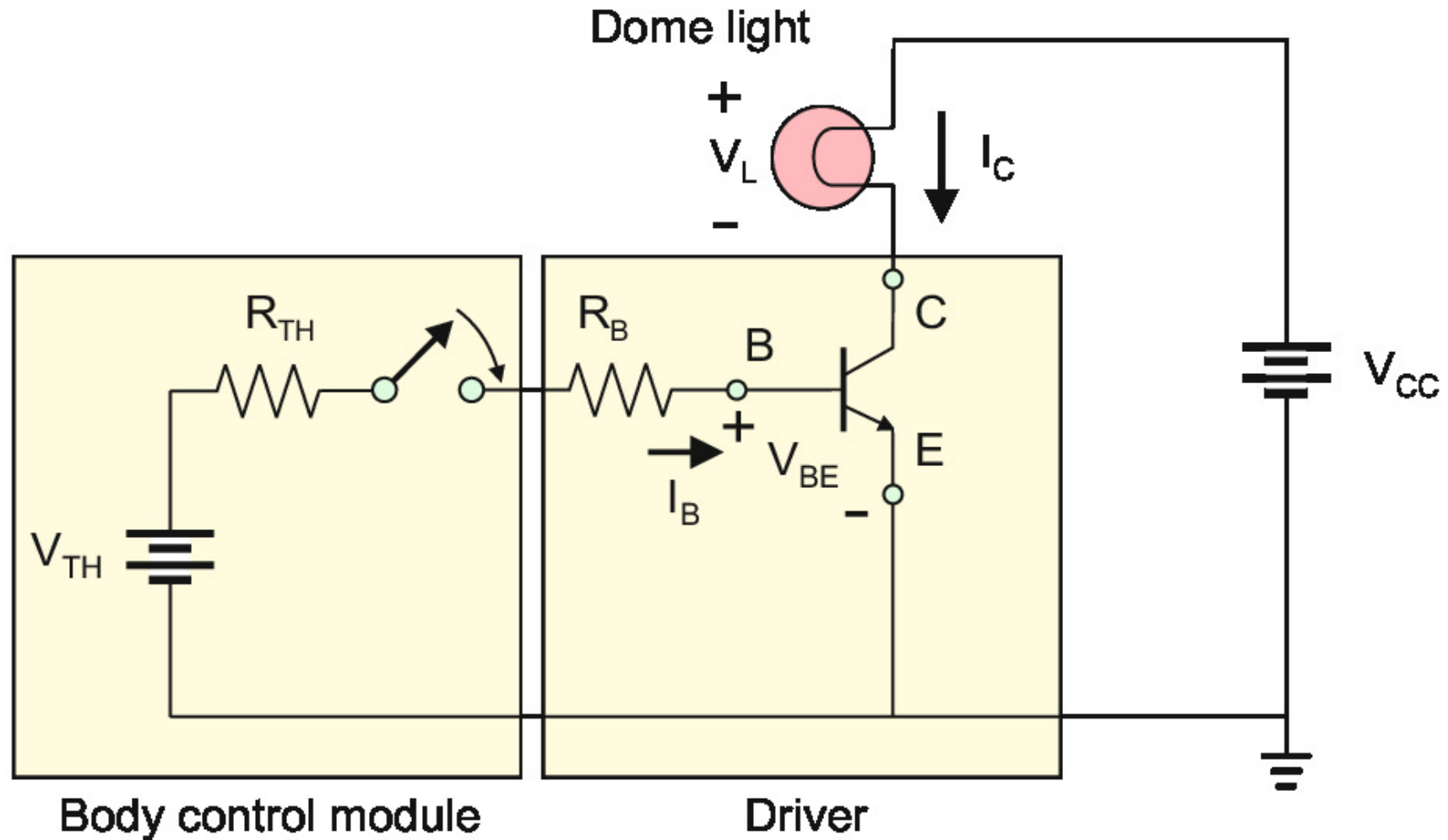
- 自動車では、一つの電源が制御と負荷のために使われる。
- ヘッドライトの大きな電流が、ステアリングの小さな電流のスイッチで制御できる。（上図の太線が、大きな電流が流れるところである。）
- 制御側の電線を伸ばせば、ヘッドライトの大きな電流を長距離流さなくてもすむ。

飽和領域での動作：概算

- BJTをスイッチとして使う場合，トランジスタでの電圧降下は，無駄な電力消費になる。
- 飽和領域では， $V_{CE} = 0.2 \text{ V}$ と近似することができる。
- スイッチとして0.2 Vの電圧降下が生じ，それに電流をかけたものが電力消費となる。
- ベース電流は，負荷電流の最大値（電源電圧から0.2 Vを引いたものから計算）を， β で割ったものを流せば良い。
- 実際には，飽和領域に入ることを確実にするために，その2倍程度のベース電流を流す。
- これを，トランジスタベース電流のオーバードライブという。

17.3.4 応用例：自動車のBTJ夕暮れ点灯スイッチ

- 自動車の多数のマイクロコントローラーは様々な電子制御システムを扱っている。
 - PCM：駆動系制御システム
 - ECM：エンジン制御システム
 - BCM：車体制御システム
 - SRS：補助拘束システム（エアバッグ）
 - ABS：アンチロックブレーキシステム
- 組み込み計算機の電源は5 V，制御デバイスは12 Vで動いている。



- 上図は，BCMの天井灯の制御システムである。
- テブナンの定理より， $V_{TH} = 5\text{ V}$ ， $R_{TH} = 100\ \Omega$ 。
- ドライバモジュールは， $20\ \Omega$ の抵抗でモデル化した電場灯を点灯する。

● R_B を決める手続きを下に示す。

1. 完全なスイッチならば、負荷の最大電流は、 $12 \text{ V} / 20 \Omega = 600 \text{ mA}$ となる。
2. $\beta = 50$ を最小値とすれば、飽和領域であるためには、 $I_B = 600/50 = 12 \text{ mA}$ 程度必要である。
3. KVLを使う。

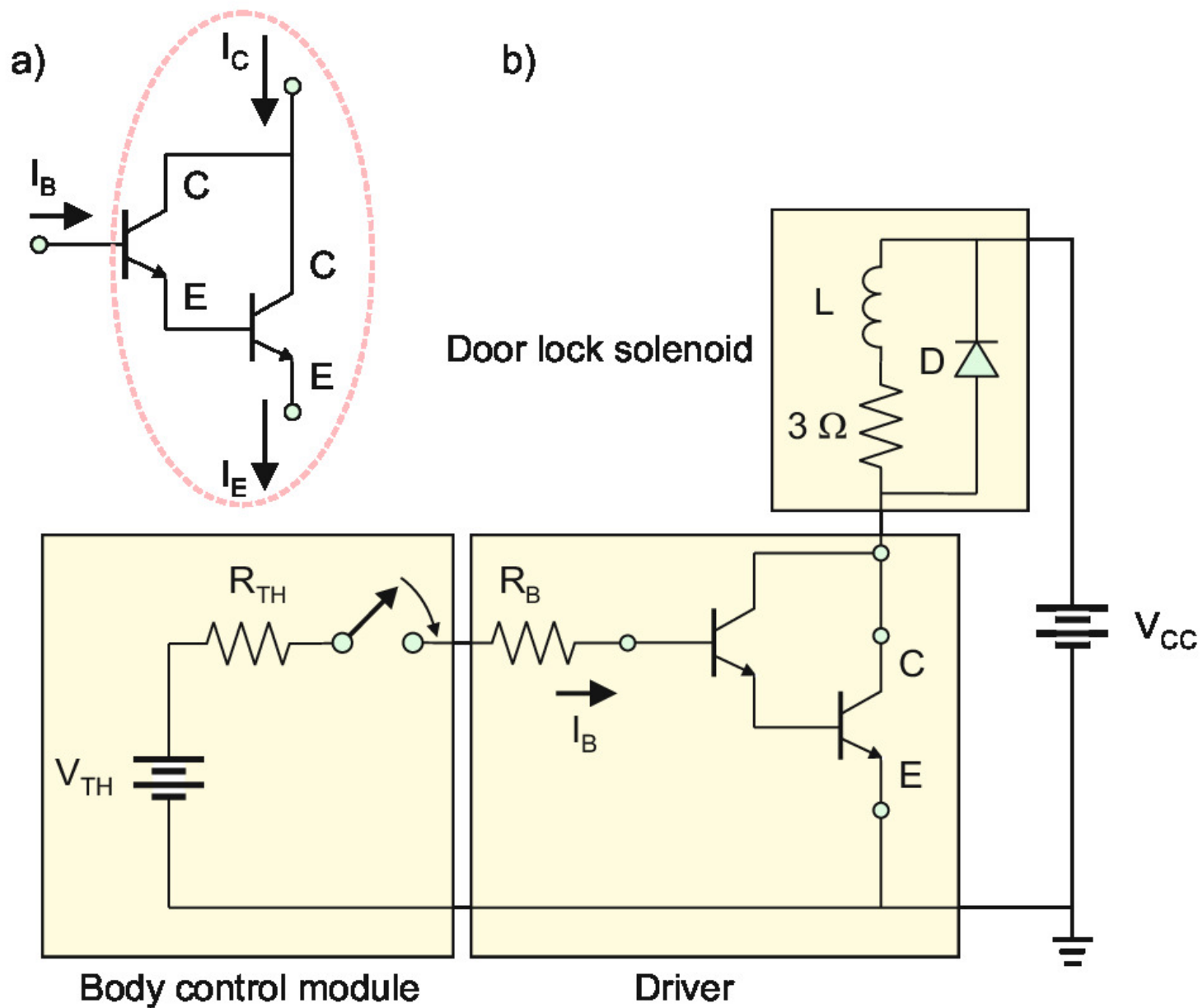
$$-V_{TH} + I_B(R_{TH} + R_B) + V_{BE} = 0$$

4. 余裕を考えて、 $I_B = 2 \times 12 = 24 \text{ mA}$ とする。

$$R_B = \frac{V_{TH} - V_{BE}}{I_B} - R_{TH} = 79.2 \Omega$$

とすればよい。

17.3.5 応用例：ドアロックBJTスイッチとダーリントンペア



- より大電流が必要な場合，ダーリントンペア（スーパーベータトランジスタ）が使われる。
- ダーリントンペアでは，2つのBJTを使い，1つのBJTをもう一つのBJTをドライブするために使う。

$$I_E = (\beta_1 + 1)(\beta_2 + 1)I_B$$

$$I_C = ((\beta_1 + 1)(\beta_2 + 1) - 1)I_B$$

- 上図は，ドアロックソレノイドのスイッチング回路である。
- テブナンの定理を使って， $V_{TH} = 5 \text{ V}$ ， $R_{TH} = 100 \Omega$ とする。
- ソレノイドは 3Ω の抵抗と考える。
- npn BJTのダーリントンペアを使うとき， R_B を決める手続きを以下に示す。

1. 完全なスイッチならば，負荷の最大電流は， $12 \text{ V} / 3 \Omega = 4 \text{ A}$ となる。
2. $\beta_1 = 100$ ， $\beta_2 = 25$ とすれば，合成の電流増幅率は以下のようなになる。

$$(100 + 1)(25 + 1) - 1 = 2625$$

3. 飽和領域であるためには， $I_B = 4000 / 2625 = 1.52 \text{ mA}$ 程度必要である。

4. KVLを使う。

$$-V_{\text{TH}} + I_{\text{B}}(R_{\text{TH}} + R_{\text{B}}) + V_{\text{BE1}} + V_{\text{BE2}} = 0$$

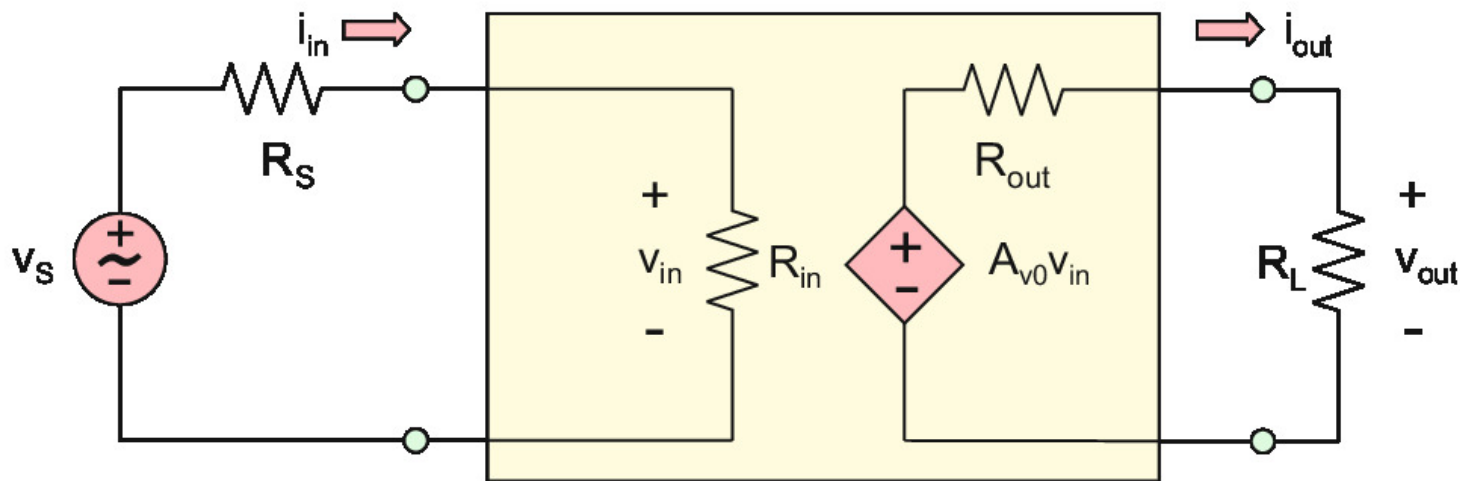
5. 余裕を考えて, $I_{\text{B}} = 2 \times 1.52 = 3.04 \text{ mA}$ とする。

$$R_{\text{B}} = \frac{V_{\text{TH}} - V_{\text{BE1}} - V_{\text{BE2}}}{I_{\text{B}}} - R_{\text{TH}} = 1183 \Omega$$

- ダーリントンペアの飽和電圧は, $0.2 + 0.7 = 0.9 \text{ V}$ である。
- 従って, ダーリントンペアは合成の β が高くなる代わりに, 電力消費が増え, 放熱板を大きくする必要がある。
- (正確に言えば, 2段目のBJTは飽和していない。)

17.4 小信号トランジスタ増幅器

17.4.1 一般的電圧利得増幅器



- 接合トランジスタの重要な用途は，高周波小信号の増幅回路である。
- 1トランジスタ（1段，1石）電圧増幅を設計する方法を学ぶ。
- 上図は制御電圧源の回路である。入力回路と負荷回路を含んでいる。
- 増幅器の主な特性：
 - － A_{v0} ：開放電圧利得
 - － R_{in} ：入力抵抗
 - － R_{out} ：出力抵抗である。

- 上図の入力電圧 v_S に対する出力電圧 v_{out} は次式で表される。

$$v_{out} = v_S \frac{R_{in}}{R_S + R_{in}} \times A_{v0} \times \frac{R_L}{R_L + R_{out}}$$

- トランジスタ増幅器の設計では A_{v0} , R_{in} , R_{out} の値が重要。
- 低周波増幅器での理想的な値 : $A_{v0} \rightarrow \infty$, $R_{in} \rightarrow \infty$, $R_{out} \rightarrow 0$
- 高周波増幅器では, $R_{in} = 50 \Omega$, $R_{out} = 50 \Omega$ である。
- それらの値は次の関係で定まる。

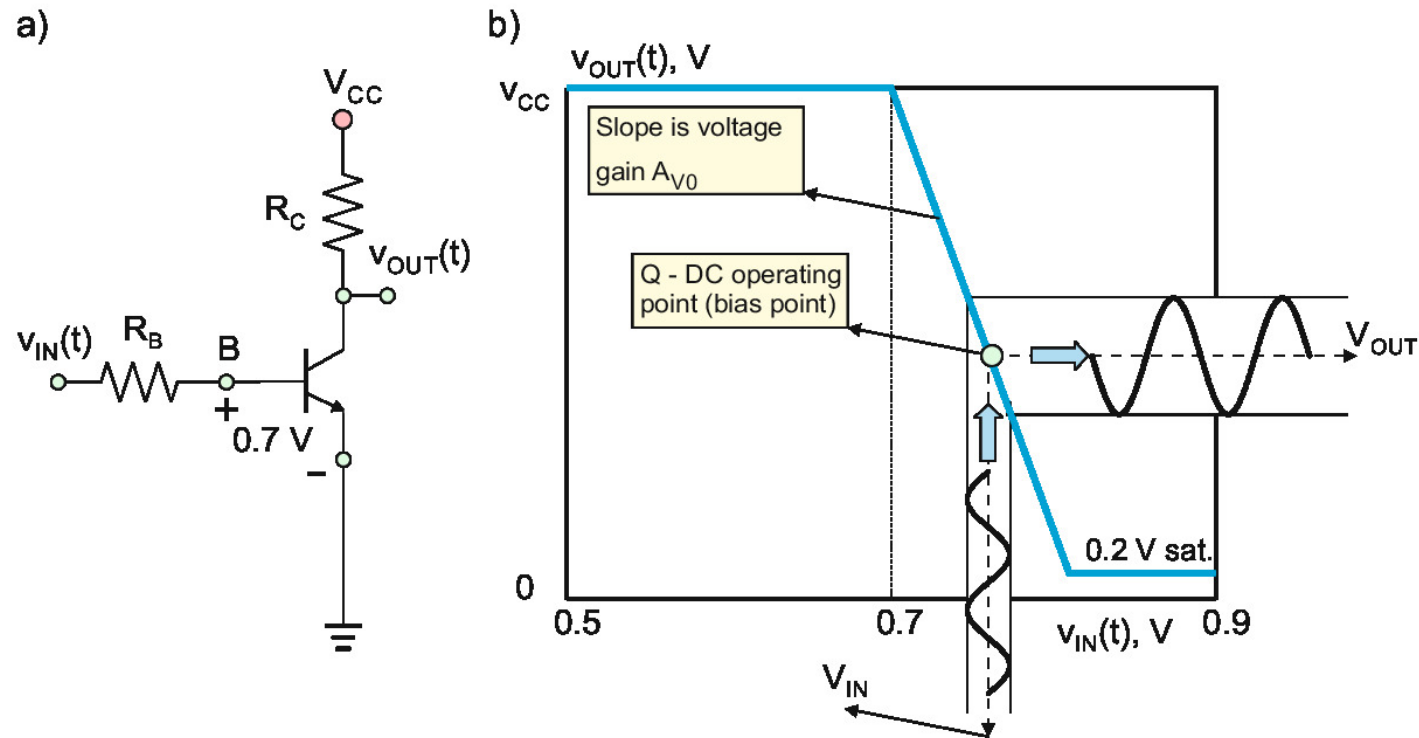
$$A_{v0} \equiv \left. \frac{v_{out}}{v_{in}} \right|_{R_L = \infty}$$

$$R_{in} \equiv \frac{v_{out}}{v_{in}}$$

$$R_{out} \equiv \left. \frac{v_{test}}{v_{test}} \right|_{v_{in} = 0}$$

- 添字 test が付いている値は, 入力を短絡して出力に電圧源を接続した時の値。

17.4.2 BJT コモンエミッタ増幅器の簡単化したモデル



- BJTエミッタ接地増幅器のモデルを扱う。
- 本節では、小信号抵抗／インピーダンスを無視するが、モデル化の主なステップを記述し、数学的に誤りはない。
- ベースバイアス電圧 V_{BB} は、可変できる入力電圧 $v_{IN}(t)$ に置き換える。
- 直流コレクタ電圧 V_C は、変化する出力電圧 $v_{OUT}(t)$ に置き換える。

電圧伝達特性

- 最初に，大信号直流モデルを使うが，電圧と電流は時間関数とする。

$$V_{\text{OUT}}(t) = V_{\text{CC}} - \beta \frac{R_{\text{C}}}{R_{\text{B}}}(V_{\text{IN}}(t) - 0.7)$$

- この関係を示したものが，上図右である。これは，増幅器の伝達特性と呼ばれる。
- 入力電圧が直流に振幅が小さい交流を加えたもの場合は，出力電圧は直流にその交流を増幅したものを加えたものになる。

回路変数の線形展開と動作点

- トランジスタ増幅器では，小さな交流が直流バイアスに加算される。
- 交流成分と直流成分を分ける。（小文字が交流成分である。）

$$\begin{aligned}v_{\text{IN}}(t) &\equiv V_{\text{IN}} + v_{\text{in}}(t) \\v_{\text{OUT}}(t) &\equiv V_{\text{OUT}} + v_{\text{out}}(t) \\i_{\text{B}}(t) &\equiv I_{\text{B}} + i_{\text{b}}(t) \\i_{\text{C}}(t) &\equiv I_{\text{C}} + i_{\text{c}}(t)\end{aligned}$$

- 直流成分の値は，上図の点Qに相当する。
- この点は，動作点と呼ばれる。
- 動作点は，直流バイアスで与えられる。

$$V_{\text{OUT}} = V_{\text{CC}} - \beta \frac{R_{\text{C}}}{R_{\text{B}}}(V_{\text{IN}} - 0.7)$$

- 交流成分は次式で与えられる。

$$v_{\text{out}}(t) = -\beta \frac{R_{\text{C}}}{R_{\text{B}}} v_{\text{in}}(t)$$

- 交流分に関しては，オープン回路小信号電圧増幅率 A_{v0} の反転増幅率としてみなせる。

$$A_{v0} \equiv \left. \frac{v_{\text{out}}}{v_{\text{in}}} \right|_{R_{\text{L}}=0} = -\beta \frac{R_{\text{C}}}{R_{\text{B}}}$$

小信号接地点

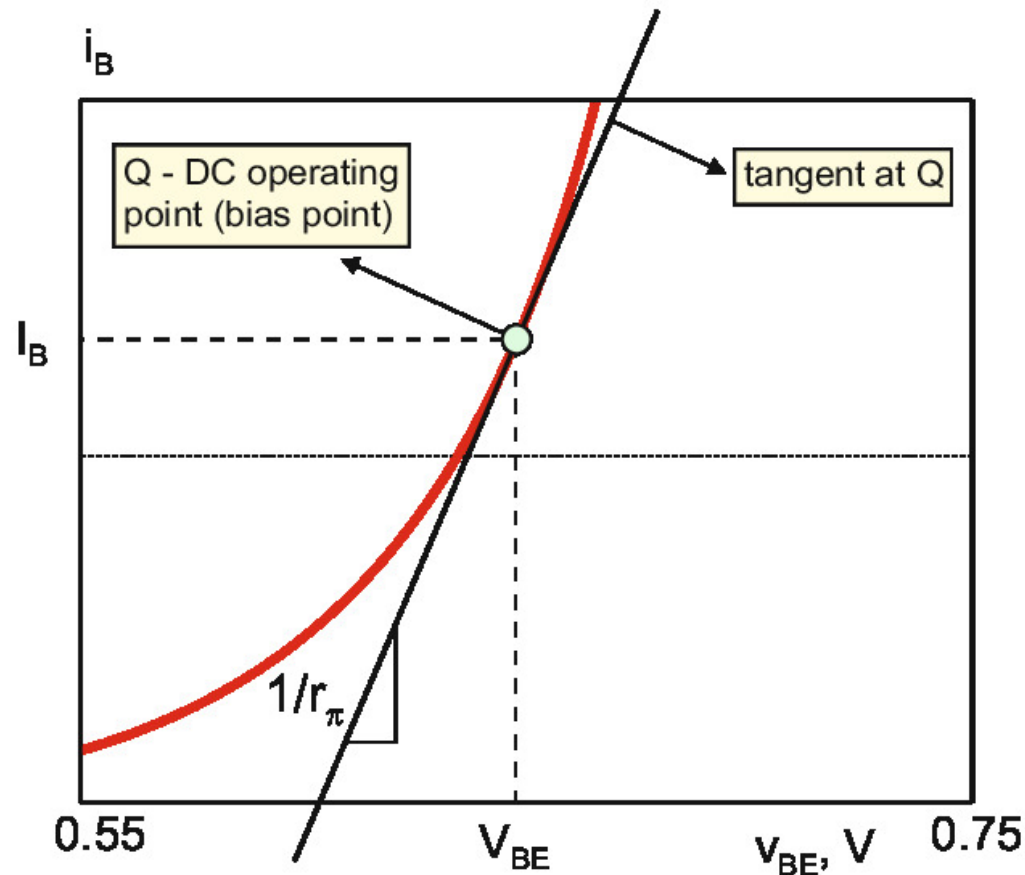
- 一定の直流電圧は交流電圧にとって、接地のような役割を果たす。
- V_{CC} や、 0.7 V は小信号接地点になる。
- 小信号入力／出力抵抗は以下のようなになる。

$$R_{\text{in}} = R_B$$

$$R_{\text{out}} = R_C$$

- このことについては、この後でより詳しく説明する。

17.4.3 小信号BJT解析と重ね合わせ ベースエミッタ間小信号抵抗



- 前節の解析では，小信号抵抗を0とみなしていた。
- それは，ベース・エミッタ間の $v-i$ が，垂直に立ち上がるという仮定である。

- ショットキーの式：

$$i_B = I_{SB} \left[\exp \left(\frac{v_{BE}}{V_T} \right) - 1 \right] \simeq I_{SB} \exp \left(\frac{v_{BE}}{V_T} \right)$$

- r_π ：ベース・エミッタ間小信号抵抗
- 小信号の条件

$$\frac{|v_{BE}|}{V_T} \ll 1$$

が成立しているとする。

- 動作点において次式が成立する。

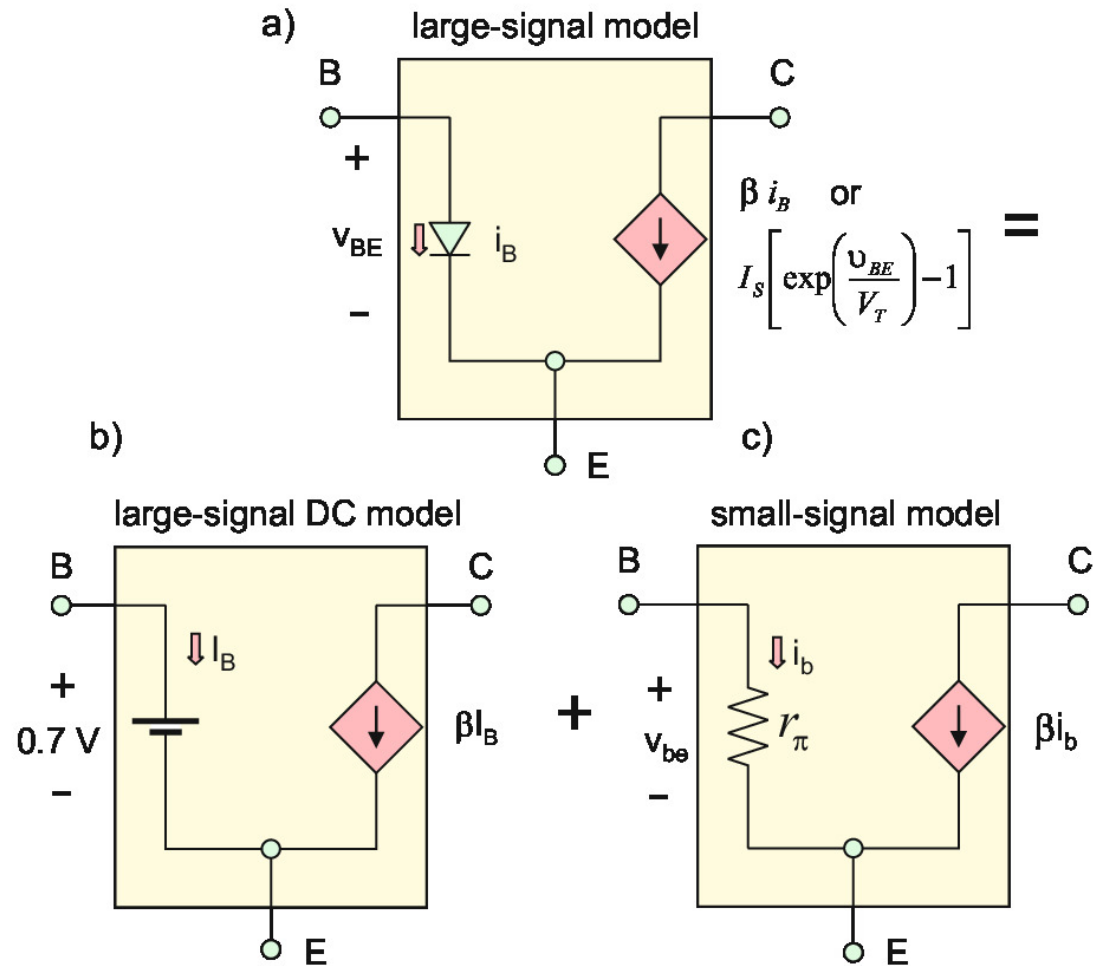
$$I_B + i_b = I_{SB} \exp \left(\frac{v_{BE} + v_{be}}{V_T} \right) \simeq I_B + I_B \frac{v_{be}}{V_T} = I_B + \frac{v_{be}}{r_\pi}$$

- 従って，次式が成立する。

$$r_\pi = \frac{V_T}{I_B} = \frac{\beta V_T}{I_C}$$

- 小信号の条件が成立しないとき，増幅器の出力に非線形歪みが現れる。
- 動作点における小信号トランスコンダクタンスが次式で与えられる。

小信号BJTモデル



- 線形展開の考え方により，指数関数による大信号BJTモデルを2つの部分に分けることができる。

- 非線形大信号直流回路モデルと線形小信号モデルである。
- 上図b)は、一定電圧効果大信号直流モデルである。指数関数のモデルを使うこともできる。
- 上図c)は、線形小信号トランジスタモデル（ハイブリッド π モデル）である。
- 他のモデルが存在するが、ハイブリッド π モデルが最もポピュラーである。

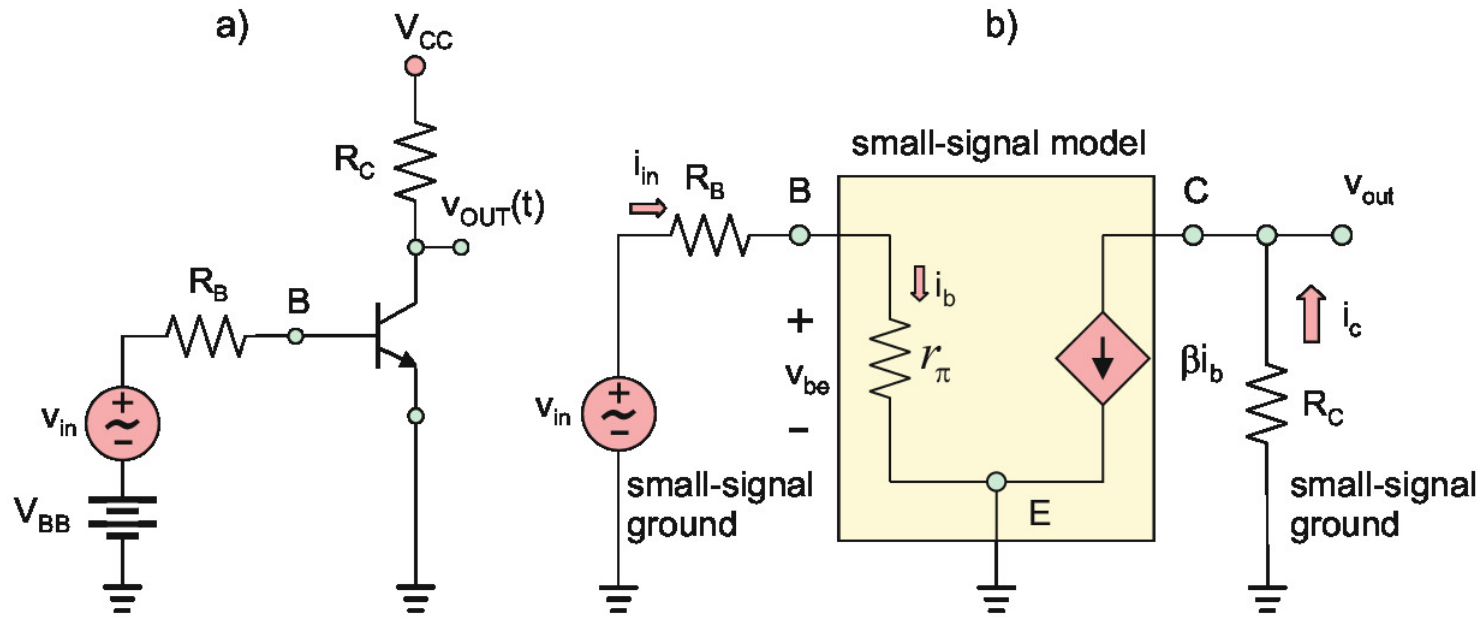
重ね合わせ

- BJT増幅回路を2回解く。
 - 直流成分：大信号BJTモデル
 - 交流成分：線形小信号BJTモデル
- 両方の結果を加算する。
- 重ね合わせの原理を用いているとすることができる。

17.4.4 小信号コモンエミッタ増幅器の解析

- 次の3つのエミッタ接地増幅回路に関して，大信号／小信号BJTモデルを組み合わせた方法で解析する。
 1. ベースバイアス回路
 2. エミッタ抵抗バイアス回路
 3. 4抵抗バイアス回路（最もポピュラー）
- 最初に，大信号直流モデルを使って直流バイアスの解を求める。
- 小信号ベース・エミッタ間抵抗 $r_{\pi} = V_T/I_C$ が決まると， A_{v0} ， R_{in} ， R_{out} を求まる。

ベースバイアス回路



- 直流バイアス回路

$$I_B = \frac{V_{BB} - 0.7}{R_B}$$

$$V_C = V_{CC} - \beta R_C I_B$$

- 小信号ベース・エミッタ間抵抗

$$r_{\pi} = \frac{V_T}{I_B}$$

- 小信号電圧・電流

$$i_{\text{in}} = i_{\text{b}} = \frac{v_{\text{in}}}{R_{\text{B}} + r_{\pi}}$$

$$i_{\text{c}} = \beta i_{\text{b}} = \frac{\beta v_{\text{in}}}{R_{\text{B}} + r_{\pi}}$$

$$v_{\text{out}} = -R_{\text{C}} i_{\text{c}} = -\beta \frac{R_{\text{C}}}{R_{\text{B}} + r_{\pi}} v_{\text{in}}$$

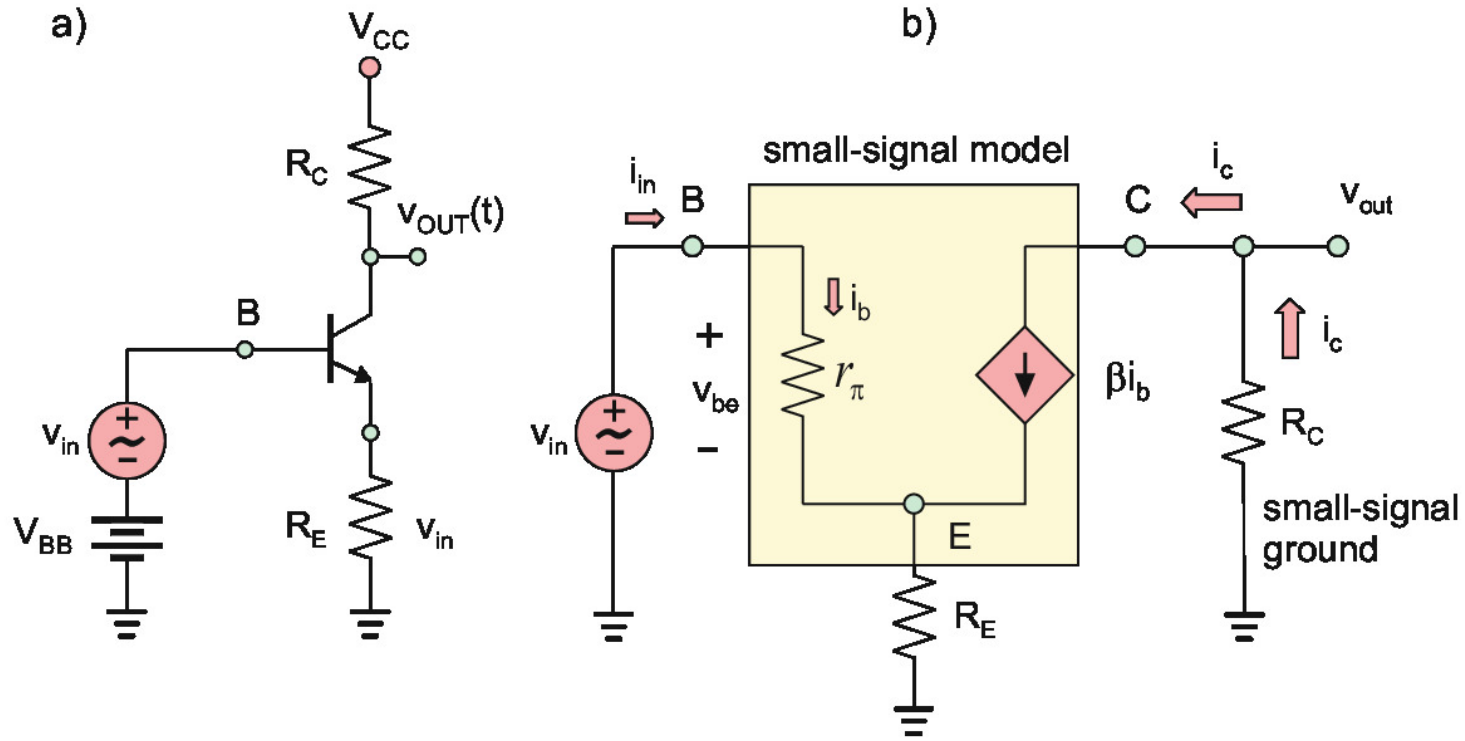
- 小信号回路パラメータ

$$A_{v0} = -\beta \frac{R_{\text{C}}}{R_{\text{B}} + r_{\pi}}$$

$$R_{\text{in}} = R_{\text{B}} + r_{\pi}$$

$$R_{\text{out}} = R_{\text{C}}$$

エミッタ抵抗バイアス回路



- 直流バイアス回路

$$I_B = \frac{V_{BB} - 0.7}{(\beta + 1)R_B}$$

$$V_C = V_{CC} - \beta R_C I_B$$

- 小信号ベース・エミッタ間抵抗

$$r_{\pi} = \frac{V_T}{I_B}$$

- 小信号電圧・電流

$$v_{in} = r_{\pi}i_b + R_E(\beta + 1)i_b$$

となるため，次式が成立する。

$$i_{in} = i_b = \frac{v_{in}}{(\beta + 1)R_E + r_{\pi}}$$

$$i_c = \beta i_b = \frac{\beta v_{in}}{(\beta + 1)R_E + r_{\pi}}$$

$$v_{out} = -R_C i_c = -\beta \frac{R_C}{(\beta + 1)R_E + r_{\pi}} v_{in}$$

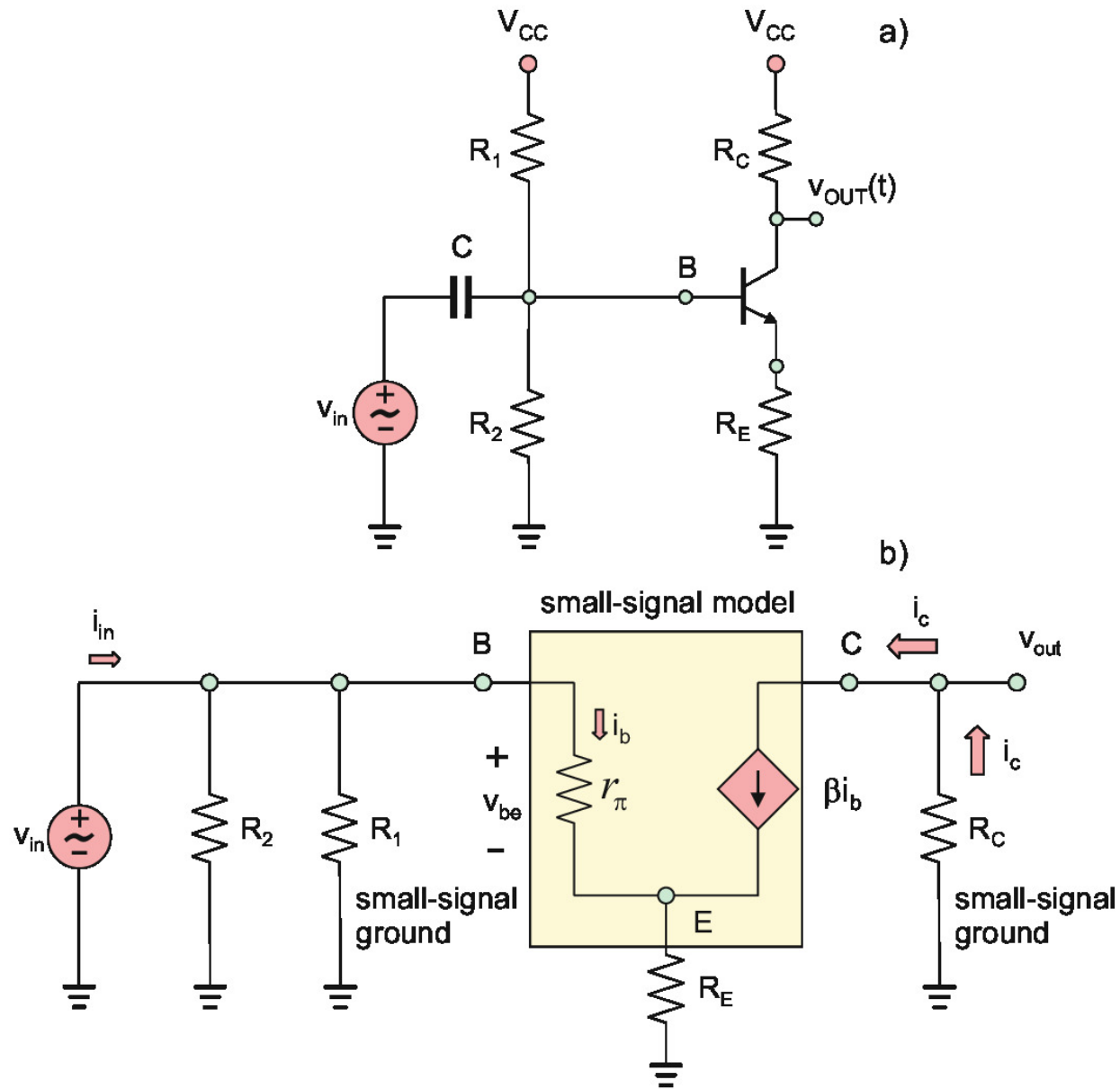
- 小信号回路パラメータ

$$A_{v0} = -\beta \frac{R_C}{(\beta + 1)R_E + r_{\pi}} \simeq -\frac{R_C}{R_E}$$

$$R_{in} = (\beta + 1)R_E + r_{\pi} \simeq (\beta + 1)R_E$$

$$R_{out} = R_C$$

4抵抗バイアス回路



- 直流成分に関しては，キャパシタを開放回路に置き換える。
- 残りの回路にテブナンの定理を適用する。

$$R_{\text{TH}} = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

$$V_{\text{TH}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{\text{CC}}$$

- 直流バイアス回路

$$I_{\text{B}} = \frac{V_{\text{TH}} - 0.7}{R_{\text{TH}} + (\beta + 1)R_{\text{B}}}$$

$$V_{\text{C}} = V_{\text{CC}} - \beta R_{\text{C}} I_{\text{B}}$$

- 小信号ベース・エミッタ間抵抗

$$r_{\pi} = \frac{V_{\text{T}}}{I_{\text{B}}}$$

- 小信号回路に関しては，キャパシタを短絡し V_{CC} に接続しているものを接地に接続する。
- $(\beta + 1)R_{\text{E}} \gg R_{\text{TH}}$ を仮定する。

- 小信号電圧・電流

$$i_{\text{in}} = i_{\text{b}} + \frac{v_{\text{in}}}{R_1} + \frac{v_{\text{in}}}{R_2}$$

$$v_{\text{in}} = ((\beta + 1)R_{\text{E}} + r_{\pi})i_{\text{b}}$$

$$i_{\text{c}} = \beta i_{\text{b}} = \frac{\beta v_{\text{in}}}{(\beta + 1)R_{\text{E}} + r_{\pi}}$$

$$v_{\text{out}} = -R_{\text{C}}i_{\text{c}} = -\beta \frac{R_{\text{C}}}{(\beta + 1)R_{\text{E}} + r_{\pi}} v_{\text{in}}$$

- 小信号回路パラメータ

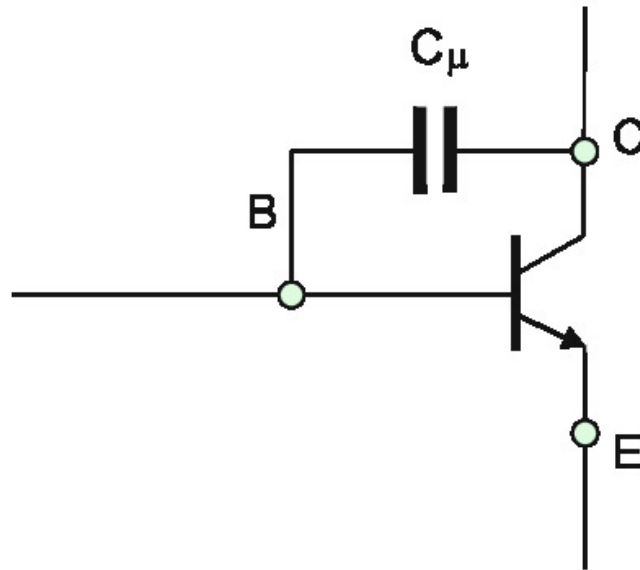
$$A_{v0} = -\beta \frac{R_{\text{C}}}{(\beta + 1)R_{\text{E}} + r_{\pi}} \simeq -\frac{R_{\text{C}}}{R_{\text{E}}}$$

$$R_{\text{in}} = R_1 || R_2 || (\beta + 1)R_{\text{E}} + r_{\pi} = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{(\beta + 1)R_{\text{E}} + r_{\pi}}}$$

$$R_{\text{out}} = R_{\text{C}}$$

- 入力に接続されているキャパシタのため、交流入力の周波数が低い場合は、インピーダンスが上昇して利得が下がる。

17.4.5 応用例：トランジスタ増幅器帯域幅



- 小信号解析は周波数によらず一定の利得を与えるが，現実にはそのようなことはない。
- ミラー効果：周波数が高くなると利得が下がる。
- これは，上図に示す CBJ の接合静電容量 C_μ による。
- EBJ にも接合静電容量 C_π が存在するが省略している。
- V_{mS} ：入力電圧の振幅
- V_{mout} ：開放回路での出力電圧の振幅

- R_S : 入力の内部抵抗
- R_{in} : トランジスタ回路の入力抵抗
- R_{out} : トランジスタ回路の出力抵抗
- $C_{MILLER,in} = (1 - A_{v0})C_{\mu}$: 入力のミラー容量 (注意: A_{v0} はマイナス)
- ミラー効果: ベース側とコレクタ側で信号の位相が π 異なるために, 等価的に静電容量が大きいように見える。
- $C_{MILLER,out} = (1 - 1/A_{v0})C_{\mu}$: 出力のミラー容量
- f_{bi} : 入力のCR回路の遮断周波数

$$f_{bi} = \frac{1}{2\pi(R_S || R_{in})C_{MILLER,in}}$$

- f_{bo} : 出力のCR回路の遮断周波数

$$f_{bo} = \frac{1}{2\pi R_{out}C_{MILLER,out}}$$

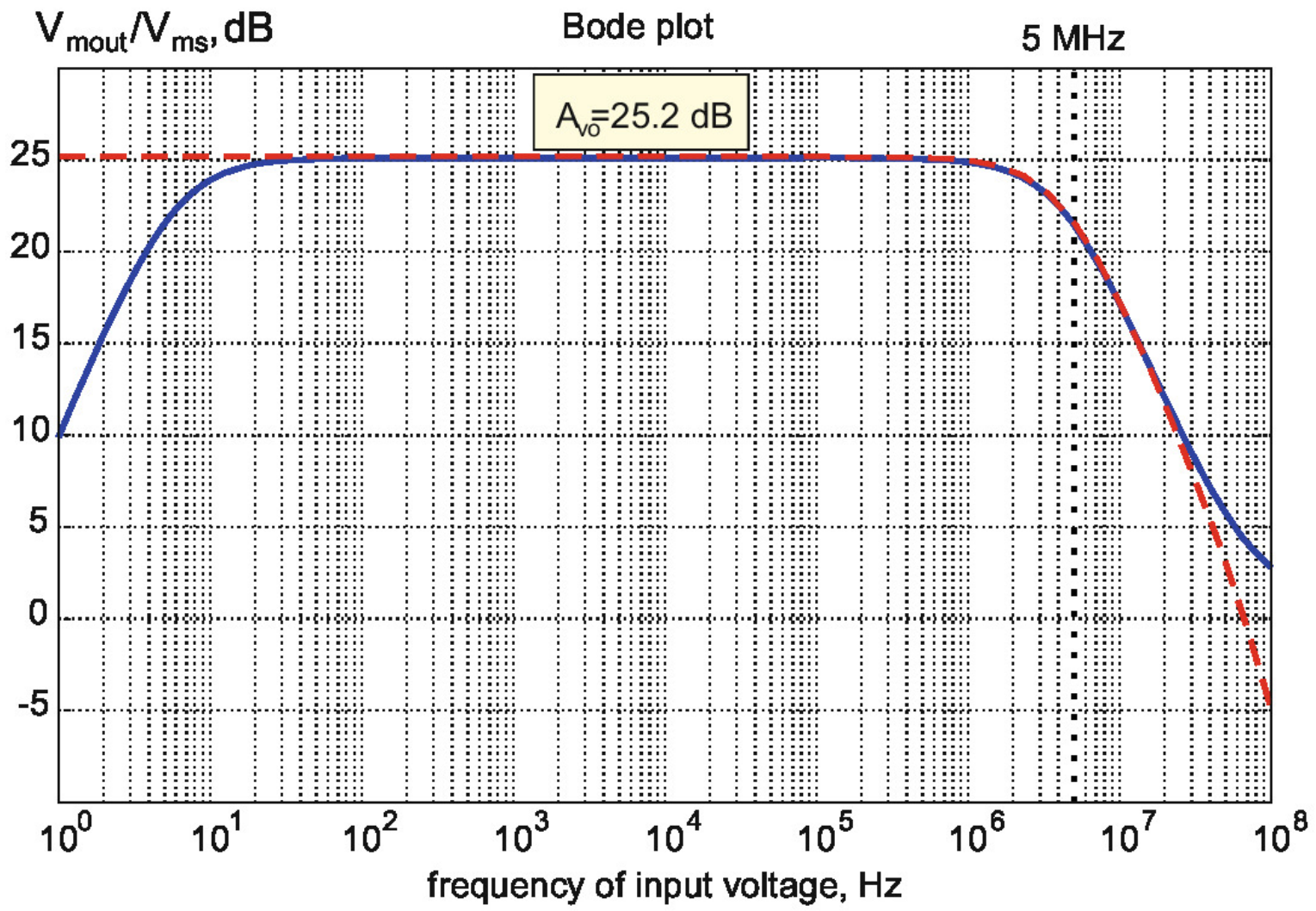
- このとき，小信号電圧利得は次のように表される。
(教科書の式は合っていないのではないかと思う。)

$$\frac{V_{\text{mout}}}{V_{\text{mS}}} = \frac{A_{v0}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{\text{bi}}}\right)^2} \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{\text{bo}}}\right)^2}}$$

- C_{μ} はゼロバイアス接合用容量 C_{jC} を使って，以下の経験式から求めることができる。

$$C_{\mu} \simeq C_{\text{jC}} \left(1 + \frac{V_{\text{CEQ}} - 0.7}{0.75}\right)^{-0.3}$$

ここで， V_{CEQ} は動作点における V_{CE} である。



- 上図は以下の条件の時に、4抵抗バイアス回路における利得の周波数特性を示したものである。

- $R_1 = 43 \text{ k}\Omega$
- $R_2 = 3 \text{ k}\Omega$
- $R_C = 20 \text{ k}\Omega$
- $R_E = 1 \text{ k}\Omega$
- $V_{CC} = 15 \text{ V}$
- $\beta = 100$
- $C_{jc} = 3.64 \text{ pF}$