12.電力増幅回路

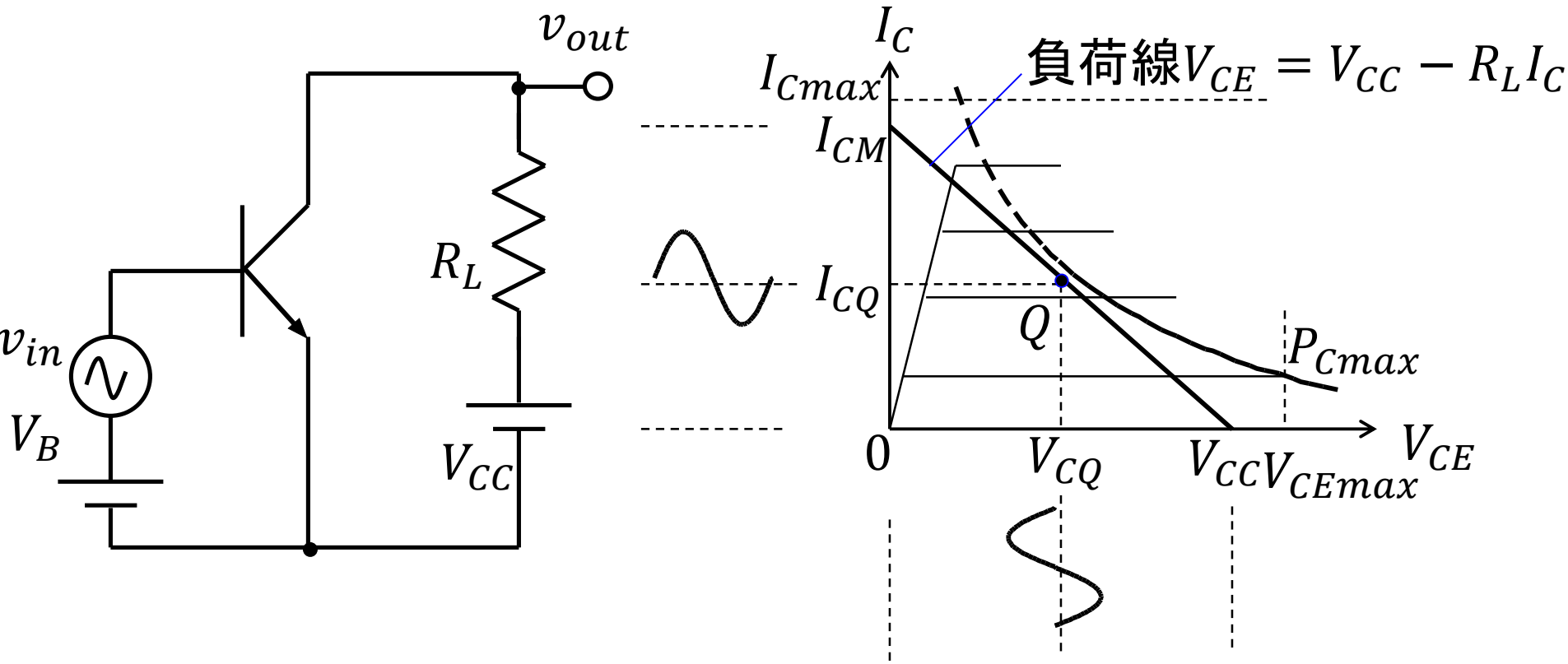
- スピーカー・アンテナ等に大電力を供給
- 電圧、電流の変化量が大
- 線形小信号モデルが使えない

↓

図式解法

(もっと大振幅になるとディジタル動作となる)

エミッタ共通増幅回路の大振幅動作



トランジスタの最大定格

- 最大許容コレクタ電流　I_{Cmax}
  - 電流増幅率βの減少
- 最大許容コレクタ電圧　V_{CEmax}
  - ブレークダウン
- 最大許容コレクタ損失　P_{Cmax}
  - 電力損失による　　上昇
  - 　　により異なる

A級電力増幅回路

V_{CE}およびI_Cの波形をひずませず最大振幅を得る

↓

動作点Qを負荷線の

負荷R_Lに出てくる最大出力電力

$$P_L = \left(\frac{I_{CM}}{2\sqrt{2}}\right)^2 R_L = \frac{V_{CC}^2}{8R_L}$$

電力効率

電源の供給する直流電力 $P_{DC} = \bar{I}_C V_{CC} = \frac{V_{CC}^2}{2R_L}$

電力効率 $\eta = \frac{P_L}{P_{DC}} = \frac{1}{4}$ (25%) 小さい→もっと大きくしたい

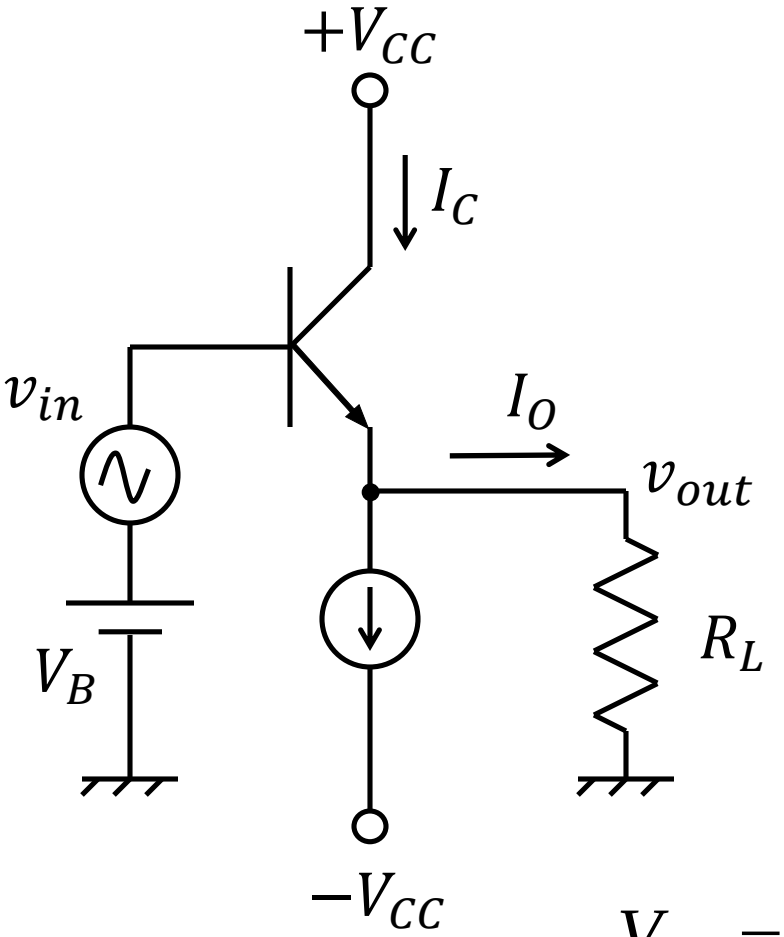
負荷抵抗R_Lに流れる直流の電力

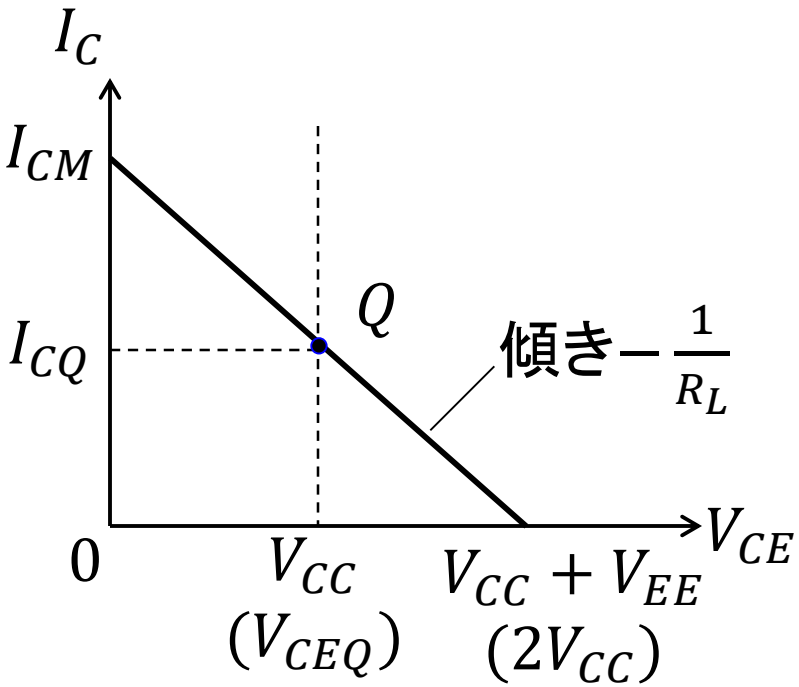
$P_{R_L} = \bar{I}_C^2 R_L = \frac{V_{CC}^2}{4R_L} \left(= \frac{P_{DC}}{2}\right)$ ここで半分消費している!

トランジスタのコレクタ損失

$$P_C = \frac{I_{CM}}{2\sqrt{2}} \frac{V_{CC}}{2\sqrt{2}} = \frac{V_{CC}}{8R_L} \left(= \frac{P_{DC}}{4}\right)$$

R_Lに直流を流さない





$$V_{CE} = V_{CC} - R_L I_O = V_{CC} - R_L (I_C - I_{CQ})$$

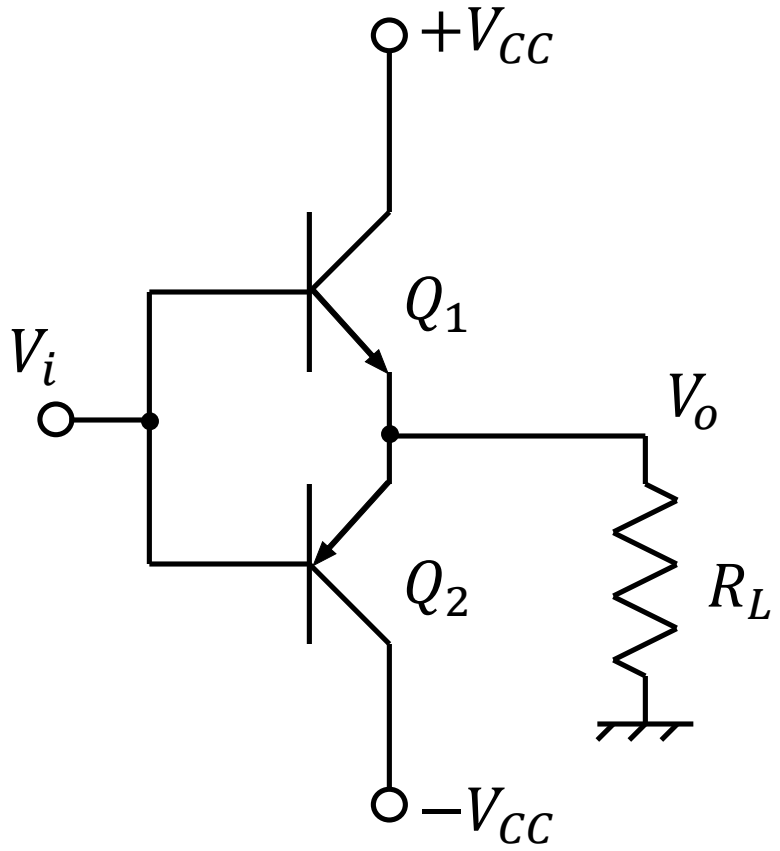
電力効率

$$\left.\begin{aligned} P_L &= \left(\frac{I_{CM}}{2\sqrt{2}}\right)^2 R_L = \frac{V_{CC}^2}{2R_L} \\ P_{DC} &= I_{CQ}(V_{CC}+V_{EE}) = \frac{2V_{CC}^2}{R_L} \end{aligned}\right\} \eta = \frac{P_L}{P_{DC}} = 0.25$$

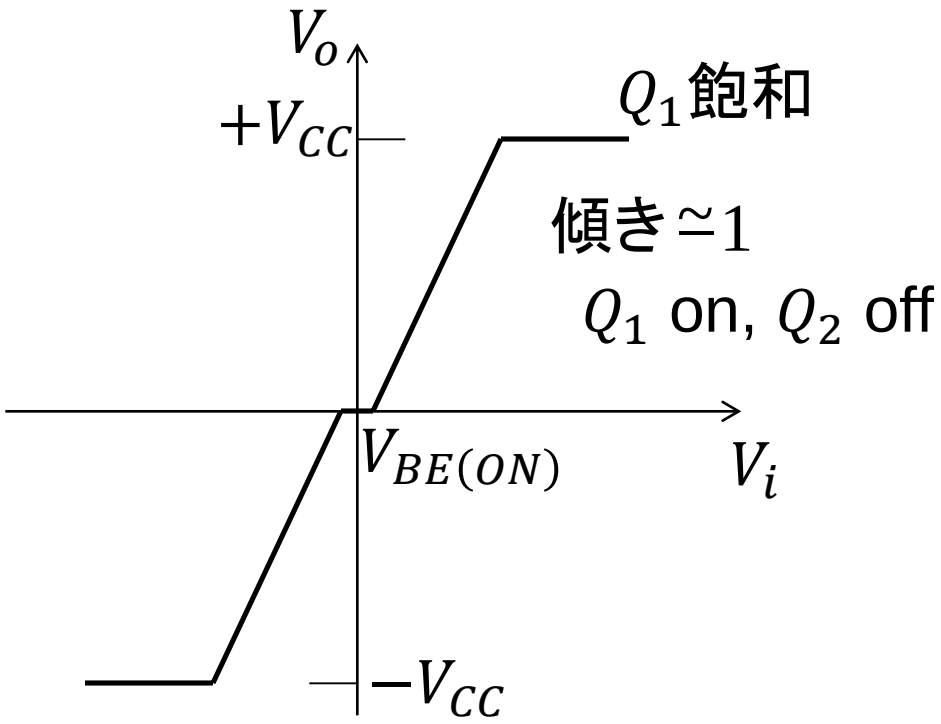
$$P_C = \frac{I_{CM}}{2\sqrt{2}}\frac{V_{CC}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{CC}^2}{2R_L} \quad (= 0.25P_{DC})$$

残りの50%・・・・・・・・・・・・・・・が消費

B級プッシュプル電力増幅回路

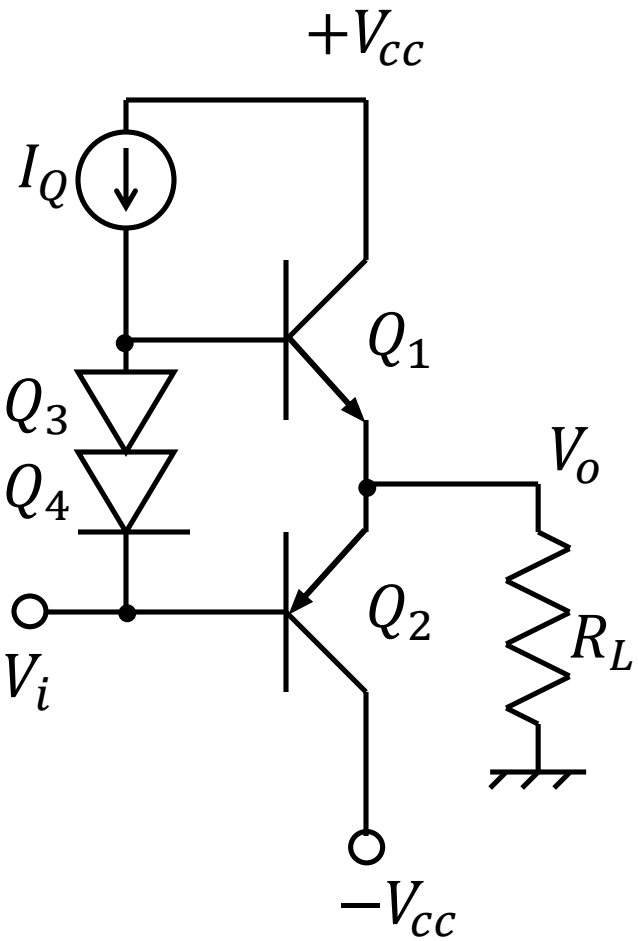


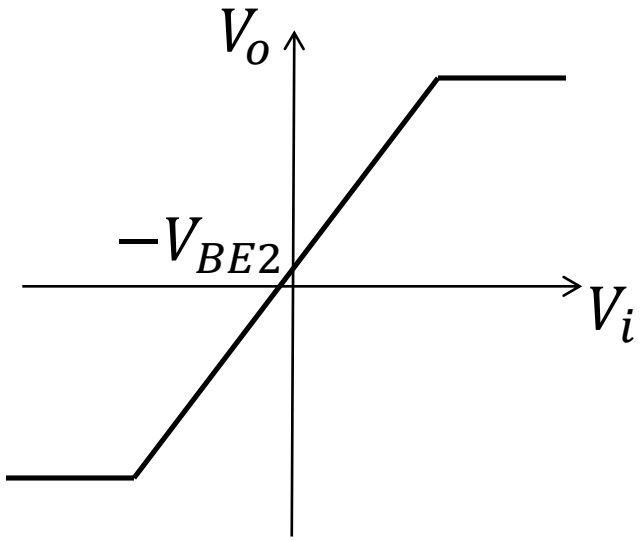
相補(complementary)トランジスタ

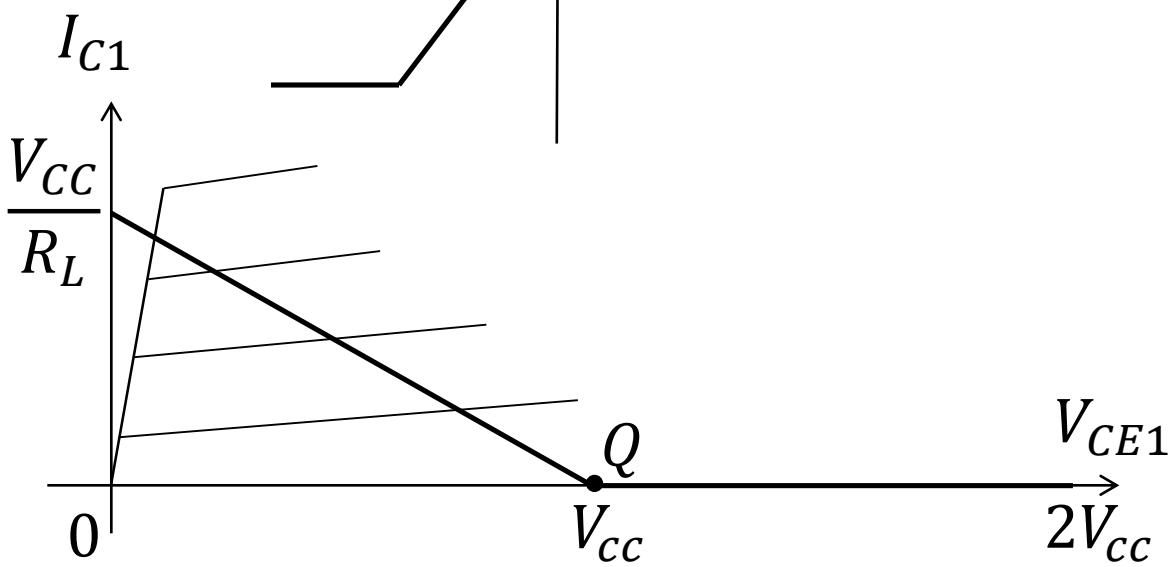


クロスオーバーひずみ

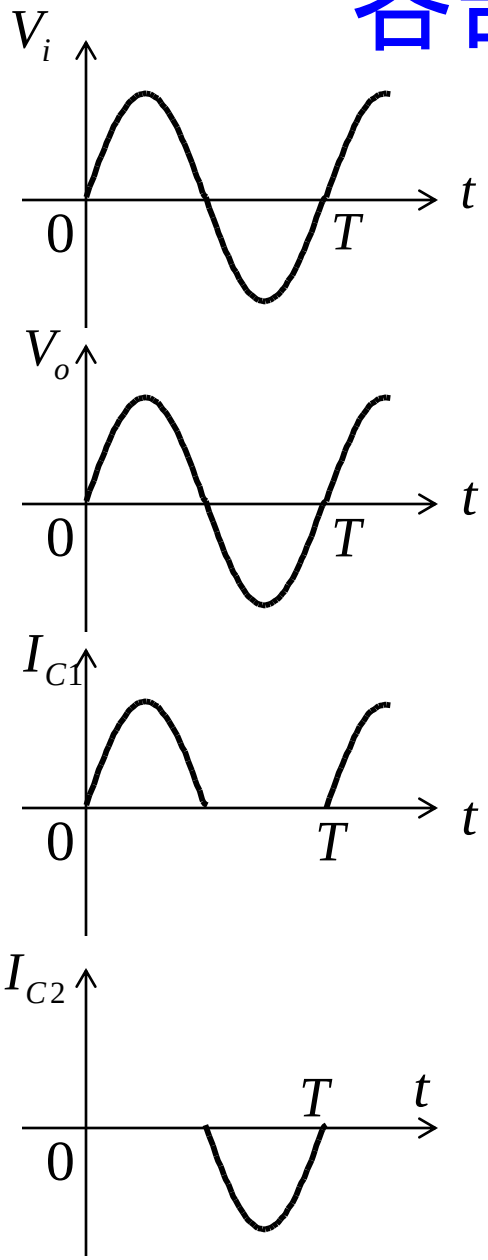
B級プッシュプル電力増幅回路







各部の波形と電力効率



$$I_{supply} = \frac{1}{T}\int_0^T I_C(t)dt = \frac{I_{CM}}{\pi} = \frac{V_{CC}}{\pi R_L}$$

$$P_{DC} = 2V_{CC}I_{supply} = \frac{2V_{CC}^2}{\pi R_L}$$

$$P_L = \frac{V_{CC}^2}{2R_L}$$

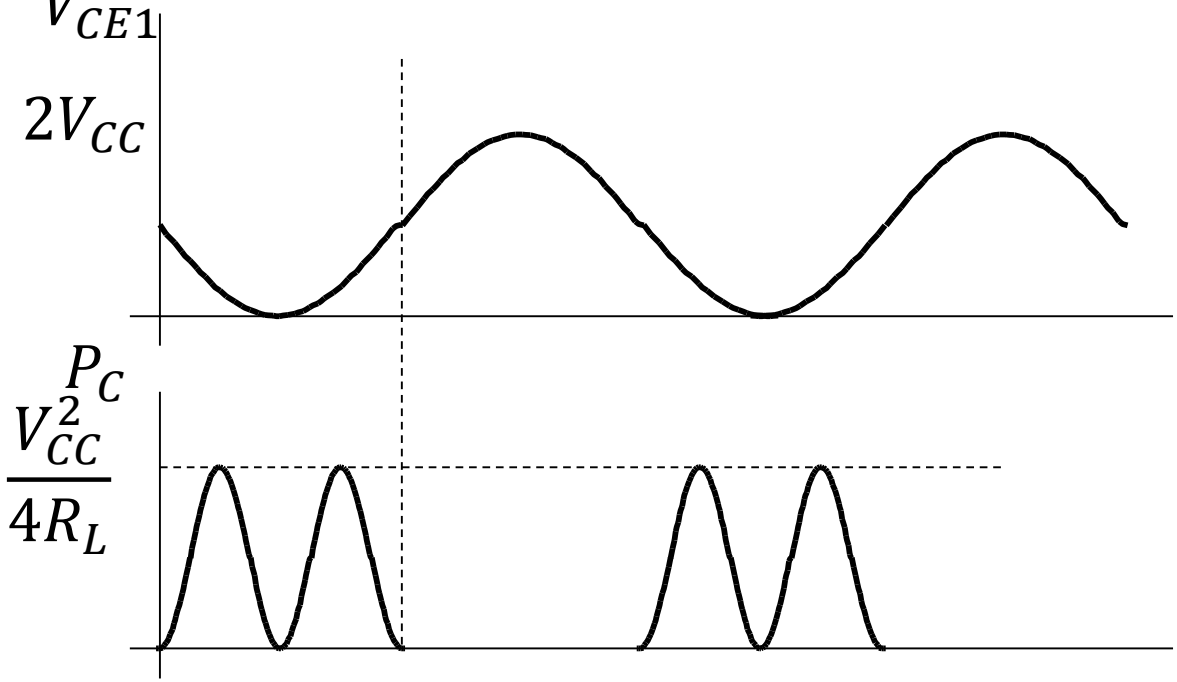
$$\eta = \frac{P_L}{P_{DC}} = \frac{\pi}{4} = 0.786$$

$$P_C = V_{CE}I_C = (V_{CC} - I_C R_L)I_C$$

$$= I_C V_{CC} - I_C^2 R_L = \frac{V_{CC}^2}{4R_L} - R_L\left(I_C - \frac{V_{CC}}{2R_L}\right)^2$$

Q1の消費電力

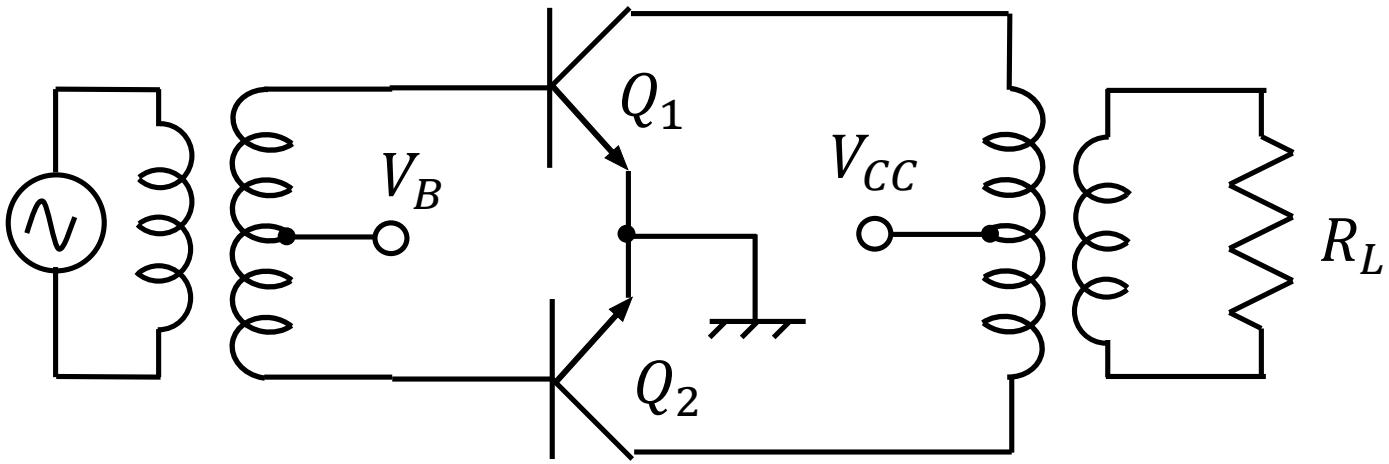
$I_C = \frac{V_{CC}}{2R_L}$で$P_C$がピーク



***B*級プッシュプル**

- ηが大・・・同一のトランジスタでA級より大出力
- 無信号時に電力消費がない

B級プッシュプル電力増幅回路



C級電力増幅回路

- バイアスをB級より深くし、導通角を狭くする
- 効率はB級より高い
- 波形は大きく歪む ― 同調回路で高調波は除去できるが、変調波の増幅には使えない

D級電力増幅回路

- スイッチング動作によるディジタル増幅
- PWM(Pulse Width Modulation)や PDM(Pulse Density Modulation)を用いる
- 高効率
- ディジタルアンプとも呼ばれる

宿題12

大電力で特性の揃った相補トランジスタより下記のような準相補形($Q1$は図1ではnpn図2ではpnp, $Q2$はともにnpn)のほうが安価である. 各回路が等価的に高βのnpn とpnp のトランジスタとなることを示せ.

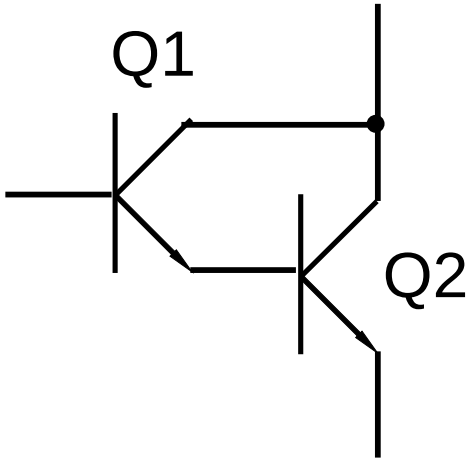


図1

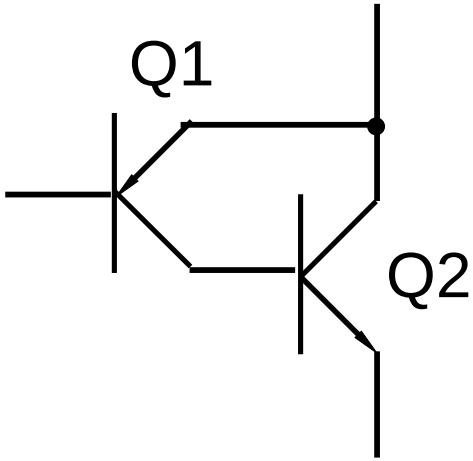


図2