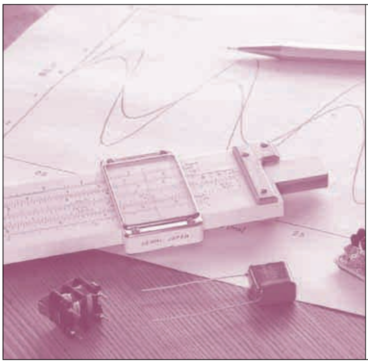


第５章　ひずみや周波数特性を改善する基本テクニックをマスタしよう！

# 負帰還回路の基礎理論と定数設計

黒田 徹
Tooru Kuroda

負帰還(negative feedback)は出力の一部を入力に逆位相で戻し特性を改善する技術です．ほとんどのアナログ回路は負帰還を掛けています．ただし負帰還は両刃の剣です．一歩間違えれば発振するからです．本章では，安定に負帰還を掛けるための基礎理論と定数設計法を取り上げます．

## 負帰還の起源と安定化電源回路

### ● ワットの蒸気機関(1)

18世紀のワットの蒸気機関は回転数を一定に保つため，**図1**に示す遠心調速機を備えていました．それは次のように働きます．

「蒸気機関の回転に連動し遠心振子(ガバナ)が回る．何かの理由で回転数が増すと球A，Bに作用する遠心力で振子の角度$\theta$が増し，てこを介して蒸気弁が絞られ，回転数が低下する．逆に回転数が落ちると，回転数を上げるように調速器が機能する」．

このメカニズムは，今風に言えばフィードバック制御(負帰還)です．遠心調速機のブロック線図を**図2**に示します．

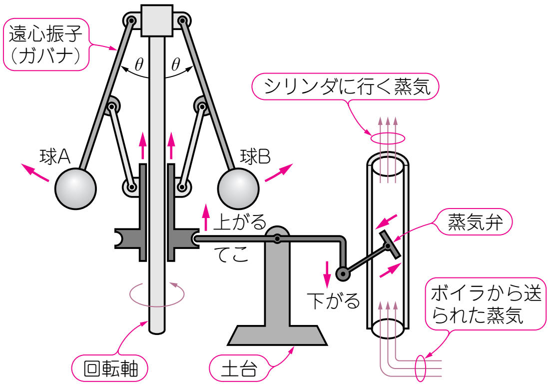



**図1　ワットの遠心調速機の模式図**
回転速度が上昇すると各部の位置が矢印の方向へ動く

### ● 定値制御の例…安定化電源

ワットの蒸気機関のように，出力を一定の目標値に保つ負帰還を定値制御といい，安定化電源もその一つです．**図3**の基準電圧が目標値で，誤差増幅器は目標値からの偏差を増幅します．出力電圧$V_{out}$を計算しましょう．制御トランジスタに関し，

$$V_{out} = V_1 - V_{BE} \quad \cdots\cdots (1)$$

ただし，$V_1$：誤差増幅器の出力電圧

$V_{out}$は分圧されてゲイン$A$の誤差増幅器に加えられ，

$$V_1 = A(V_{ref} - \beta V_{out}) \quad \cdots\cdots (2)$$

ただし，$\beta = \dfrac{R_1}{R_1 + R_2} = 0.5$

式(1)，(2)から$V_1$を消去すると，式(3)が得られます．

$$V_{out} = \left(\frac{A}{1 + A\beta}\right)V_{ref} - \frac{V_{BE}}{1 + A\beta} \quad \cdots\cdots (3)$$

▶外乱が出力電圧$V_{out}$に与える影響

安定化電源の主な外乱は，入力電源電圧の変動と負荷電流の変動です．さて，負荷電流が2倍に増えたと

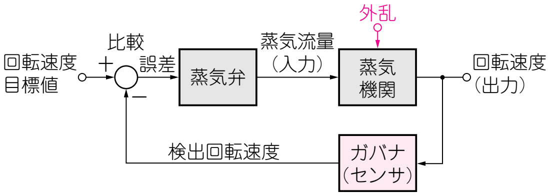



**図2　ワットの遠心調速機のブロック線図**

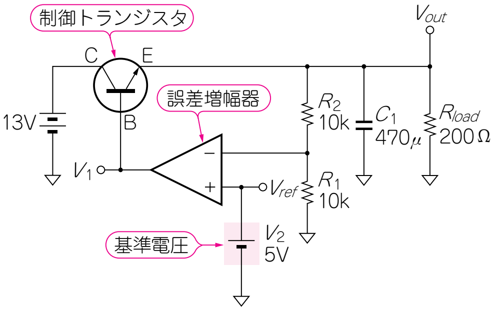



**図3　安定化電源回路は定値制御システムである**

しましょう．$Tr_1$が理想トランジスタならば，このとき$V_{BE}$は18 mV増加します(コラム参照)．もし，誤差増幅器の出力電圧$V_1$が一定ならば，式(1)に従い$V_{out}$は18 mV低下します．しかし，$V_{out}$が低下すると式(2)によって$V_1$が上昇するので低下分はほとんど相殺され，最終的に式(3)が成り立ちます．式(3)から$V_{out}$の変化分は，

$$\Delta V_{out} = -\Delta V_{BE}/(1+A\beta)$$
$$= -18\,\text{mV}/(1+A\beta) \quad \cdots\cdots (4)$$

となります．例えば$A = 1000$で，負荷電流が50 mAから100 mAに増えると，$V_{out}$は，

$$-18\,\text{mV} \div (1+1000\times 0.5) \fallingdotseq -36\,\mu\text{V}$$

と，約36 μV低下します．

▶帰還量

式(3)の分母である$(1+A\beta)$を帰還量といいます．一般に，負帰還を掛けると外乱によって生じる出力の変動が(1/帰還量)に減少します．$A\to\infty$ならば，

$$V_{out} = \frac{V_{ref}}{\beta} = \left(\frac{R_1+R_2}{R_1}\right)V_{ref} \quad \cdots\cdots (5)$$

となります．

## 負帰還増幅回路の基礎

### ● 負帰還をかけることで得られる効果(2)(3)(4)(5)(6)

増幅器に負帰還を掛ける手法は，電話線路の中継増幅器のひずみを減らす方法を模索していたH.S.Blackが1927年に考案しました．負帰還増幅器の原理を**図4**に示します．ひずみ$V_d$があっても出力電圧$V_{out}$は，

$$V_{out} = \left(\frac{A}{1+A\beta}\right)V_{in} + \frac{V_d}{1+A\beta} \quad \cdots\cdots (6)$$

となります．つまり，ゲイン$A$とひずみ$V_d$が$1/(1+A\beta)$に減少します．式(3)と式(6)を比べると類似性は明らかです．式(6)の$(1+A\beta)$は帰還量ですから，外乱の影響(ゲインの変動，出力雑音，ひずみなど)が「1/

---

## ベース-エミッタ間電圧とコレクタ電流およびエミッタ電流の関係

理想トランジスタのベース-エミッタ間電圧$V_{BE}$とコレクタ電流$I_C$の間には次の関係があります．

$$I_C = I_S e^{V_{BE}/V_T} \quad \cdots\cdots (A)$$

ただし，$I_S$：飽和電流，$V_T$：熱電圧

飽和電流$I_S$は温度に依存する定数で，常温において$10^{-12}$～$10^{-18}$ A程度です．熱電圧$V_T$は絶対温度に比例する定数で，300 K(26.85 ℃)において25.85 mVです．式(A)は，$V_{BE}$が25.85 mV増えるごとに$I_C$が2.718倍増えることを意味します(**図A**参照)．

エミッタ共通回路では$V_{BE}$を与えると式(A)によって$I_C$が定まりますが，コレクタ共通回路やベース共通回路ではエミッタ電流を与えると$V_{BE}$が定まります．例えば，**図B**の回路の$V_{BE}$は次のようにして計算できます．

まず，コレクタ電流$I_C$とエミッタ電流$I_E$の間に次の関係があります．

$$I_C = \alpha I_E \quad \cdots\cdots (B)$$

ただし，$\alpha$：ベース共通回路の電流増幅率

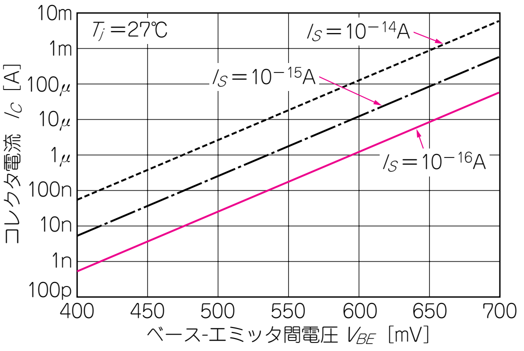
$\alpha$は一般に0.99～0.999程度です．式(B)を式(A)に代入して$V_{BE}$について解くと，

$$V_{BE} = V_T \ln(\alpha I_E/I_S) \quad \cdots\cdots (C)$$

となります．$V_{BE}$は$I_E$の増加関数です．$I_E$が2倍に増えたときの$V_{BE}$の増加量$\Delta V_{BE}$を計算してみましょう．式(C)から，

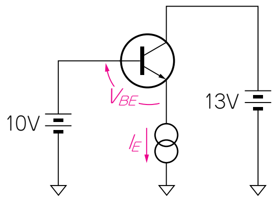
$$\Delta V_{BE} = V_T \ln(2\alpha I_E/I_S) - V_T \ln(\alpha I_E/I_S)$$
$$= V_T \ln\left(\frac{2\alpha I_E/I_S}{\alpha I_E/I_S}\right)$$
$$= V_T \ln 2 = 25.85\,\text{mV}\times 0.693 = 17.9\,\text{mV}$$

すなわち，エミッタ電流が2倍に増えると$V_{BE}$は約18 mV増加します．これは飽和電流の値と無関係に成り立ちます．




**図A　理想トランジスタの$I_C$対$V_{BE}$特性**

$V_{BE}$が25.85 mV増えるごとに$I_C$は2.718倍増加する．この性質は飽和電流$I_S$の値と無関係に成り立つ




**図B　コレクタ共通回路の$V_{BE}$はエミッタ電流$I_E$に従属して定まる**