10. 負帰還回路技術

第 6 章で述べたように電子回路を構成するダイオード、バイポーラトランジスタ、MOS トランジスタなどの半導体素子は温度などの動作環境変化により、そのパラメータが大きく変化する。また半導体素子は本来非線形素子であるので、動作の過程で歪みや電流や電圧の揺らぎである雑音を発生する。したがって、実際の電子回路においては安定な動作が困難になる場合が多い。

負帰還回路技術は、特性が不完全ではあるが高い利得を有する増幅器と、主として抵抗や容量などの比較的安定な受動素子から構成される減衰器を組み合わせることで、全体の特性がほぼ理想的になるようにする技術である。負帰還回路技術を用いることにより増幅度の安定化、雑音や歪みの抑制が図れるほか、入出力インピーダンスの制御などを行うことができるが発振や不安定性を引き起こすこともあり注意が必要である。

10.1 負帰還の原理

図 10.1 に示すように増幅器 A の出力を減衰器 F に通して得られた信号 Fv_2 と入力信号の和もしくは差を再び増幅器に入力する回路を帰還回路という。

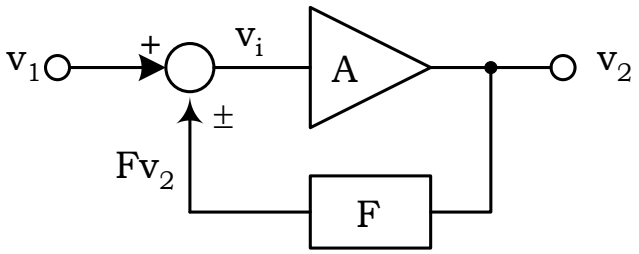


図 10.1 帰還回路

このような帰還がかかっている場合の利得を求める。

図 10.1 で次式が成立する。

$$\begin{aligned} v_2 &= Av_i \\ v_i &= v_1 \pm Fv_2 \end{aligned} \quad (10.1)$$

したがって、v_i を消去して利得 G を求めると、

$$G = \frac{v_2}{v_1} = \frac{A}{1 \mu AF} \quad (10.2)$$

となる。ただし複号は図 10.1 と同順である。

図 10.1 で正号を取る場合を正帰還、負号を取る場合を負帰還という。

正帰還は$AF \geq 1$において回路が不安定となるため、発振器やラッチ以外にはあまり用いられず、通常の増幅回路では負帰還が用いられる。

負帰還の場合、

$$AF >> 1 \quad (10.3)$$

とすると、式(10.2)は、

$$G \approx \frac{A}{AF} = \frac{1}{F} \quad (10.4)$$

となり、増幅器 A とは無関係に減衰器 F の減衰量で決定される。したがって抵抗や容量などの比較的安定な受動素子により減衰器を構成することにより、高精度で安定な増幅を行うことができる。

10.2 負帰還の効果

負帰還回路技術を増幅器に導入すると利得変動の抑制、周波数帯域の拡大、非線形歪みや雑音の低減などを図ることができる。

10.2.1 利得変動の抑制

負帰還回路を構成する増幅器 A の利得は変動するので、全体の利得がこの変動の影響を受けないようにすることが望まれる。負帰還の効果を見るため、素子感度S_A^Gを定義する。

$$S_A^G \equiv \lim_{\Delta A \to 0} \frac{\frac{\Delta G}{G}}{\frac{\Delta A}{A}} = \frac{A}{G} \cdot \frac{dG}{dA} \quad (10.5)$$

これを式(10.2)に当てはめると、

$$S_A^G = \frac{1}{1 + AF} \quad (10.6)$$

が得られる。通常 AF>>1 であるので、きわめて小さい値になる。

このように利得変動の抑制は AF に依存している。

AF は図 10.2 に示すように増幅器の入力から減衰器 F の出力までの負帰還回路を一巡する利得であり、これをループ利得と呼ぶ。ループ利得は負帰還回路の諸特性を決定する非常に重要な量である。

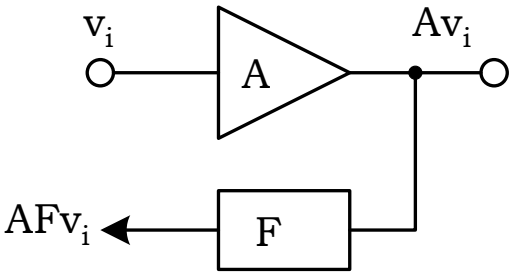


図 10.2 ループ利得

10.2.2 周波数帯域の拡大

負帰還を用いることにより安定に増幅できる周波数が伸びる。図 10.3 に負帰還を用いないときの増幅器の周波数特性と、負帰還を用いたときの周波数特性を示している。帰還をかけるとループ利得 AF の分だけ利得は減少するが、利得が一定である周波数帯域はループ利得 AF 分だけ伸びる。

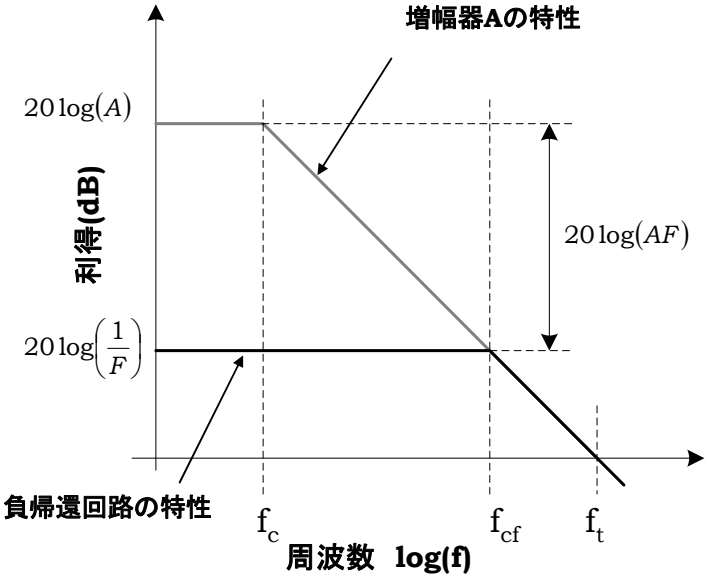


図 10.3 負帰還と回路の周波数特性

これは、式(10.2)の負帰還における利得 A を 1 次の低域通過フィルター型にすることで算出できる。

つまり、

$$A \rightarrow A(s) = \frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_c}} \quad (10.7)$$

に置き換える。ここで、A_0 は低域での利得、ω_c は増幅器 A の低域遮断角周波数である。

したがって、系全体の利得 G は、

$$G(s) = \frac{A(s)}{1 + A(s)F} = \frac{1}{F}\frac{1}{1 + \frac{1}{A(s)F}} = \frac{1}{F}\frac{1}{1 + \frac{1}{A_0 F} + \frac{s}{A_0 F \omega_c}} \approx \frac{1}{F}\frac{1}{1 + \frac{s}{A_0 F \omega_c}}$$

(10.10)

となり、利得 G の帯域はループ利得倍されて高域側に伸びる。

10.2.3 歪みと雑音の低減

第 6 章で述べたように増幅器は必要な信号を増幅するだけでなく、歪みや雑音などの不要信号を発生させる。負帰還回路は負帰還ループ内で発生したこれらの不要信号を抑制する働きがある。

図 10.4 にその様子を示す。なお、この効果を明確にするために増幅器 A を増幅器 A_1 と増幅器 A_2 の従属接続されたものとする。

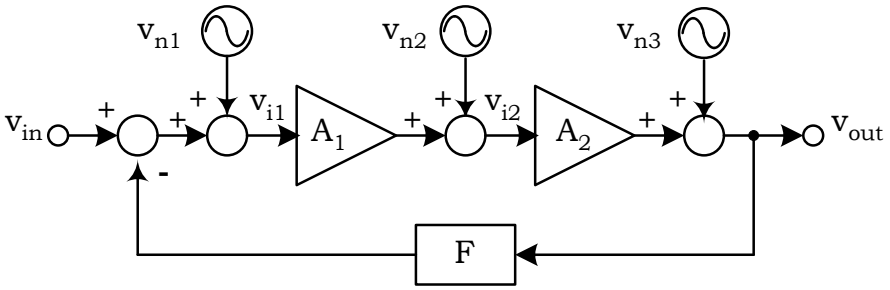


図 10.4 負帰還回路の歪みと雑音特性

図 10.4 において歪みや雑音源を入力信号 v_{in} に直接加わる v_{n1}、増幅器 A_1 の出力信号に加わる v_{n2}、出力信号 V_{out} に加わる v_{n3} に分ける。

このとき次式が成り立つ。

$$v_{out} = v_{n3} + A_2\left(v_{n2} + A_1\left(v_{n1} + v_{in} - Fv_{out}\right)\right) \quad (10.7)$$

したがって、

$$v_{out} = \frac{A_1A_2}{1 + A_1A_2F}\left(v_{in} + v_{n1}\right) + \frac{A_2}{1 + A_1A_2F}v_{n2} + \frac{1}{1 + A_1A_2F}v_{n1}$$

ここで、$A_1A_2F>>1$ と仮定すると、

$$v_{out} \approx \frac{1}{F}\left(v_{in} + v_{n1} + \frac{1}{A_1}v_{n2} + \frac{1}{A_1A_2}v_{n3}\right) \quad (10.8)$$

が得られる。

もともと負帰還により $\frac{v_{in}}{F}$ が期待できるので、残りの信号成分は不要な信号である。

式(10.8)から分かるように、帰還回路の後段で発生する歪みや雑音は増幅器により十分に抑圧される。ただし、中間で発生する歪みや雑音は効果が弱くなり、入力部で発生する歪みや雑音に対しては全く効かないことが分かる。このため負帰還を用いた多段増幅器においては初段の雑音や歪み特性が全体の特性を決めることが多く、設計に当たっては十分な注意が必要である。

10.3 負帰還の種類

負帰還のかけ方には出力からの帰還信号の取り出し方と入力への帰還の仕方（電圧か電流か）により４種類があり、それぞれ入力インピーダンス、出力インピーダンスが変化する。

図 10.5 に４種類の負帰還回路と入出力インピーダンスを示す。

直列帰還はインピーダンスを $(1 + AF)$ 倍し、並列帰還は $(1 + AF)$ 分の１にする効果を持つ。

ことばの定義がややこしいので、念のために帰還方法を整理する。

(a) 直列-並列帰還：　出力電流の F 倍を電圧として入力に帰還する
(b) 並列-直列帰還：　出力電流の F 倍を電流として入力に帰還する
(c) 直列-並列帰還：　出力電圧の F 倍を電圧として入力に帰還する
(d) 並列-並列帰還：　出力電圧の F 倍を電流として入力に帰還する

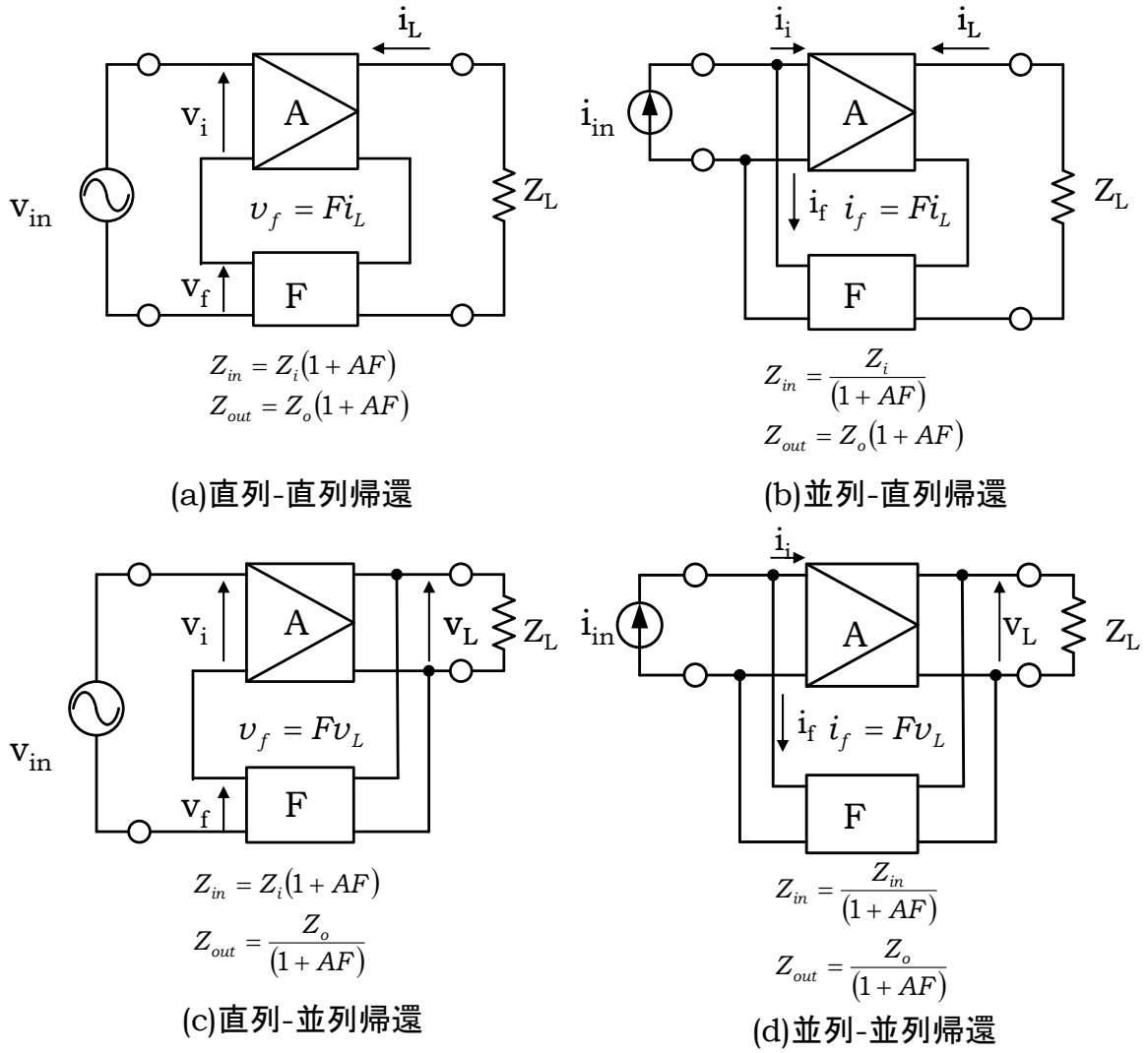


図 10.5　4 種類の負帰還回路と入出力インピーダンス

入出力インピーダンスの変化の様子をみるため、一例として直列-並列帰還構成の場合を示す。

図 10.6 は直列-並列型帰還構成を等価回路で表したものである。

入力側においては次式が成立する。

$$v_{in} = v_i + Fv_{out} \quad (10.9)$$
$$v_i = i_{in} Z_i$$

出力側では、

$$v_{out} = \frac{Z_L}{Z_o + Z_L} A v_i \quad (10.10)$$

したがって、

$$Z_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = Z_i \left(1 + \frac{Z_L}{Z_o + Z_L} FA \right) \approx Z_i (1 + FA) \quad (10.11)$$

このように、入力インピーダンスは(1+ループ利得)倍される。これは信号源電圧が増加すると、負帰還により入力に発生する電圧も増加し、増幅器の入力端子間に印加される電圧が変化しにくいため、流れる電流が変化しにくくなるのでインピーダンスが上昇するからである。

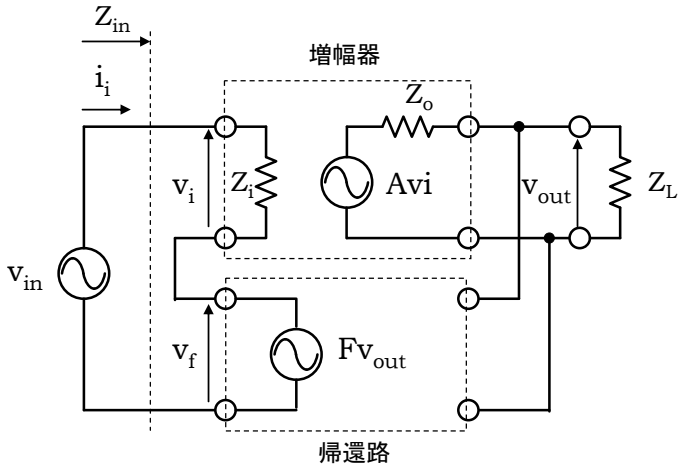


図 10.6　直列-並列帰還構成の等価回路（入力インピーダンスの算出）

次に図 10.7 に示した等価回路を用いて出力インピーダンスを求める。

$$\begin{aligned} v_i &= -F v_{out} \\ v_{out} &= A v_i + i_{out} Z_o \end{aligned} \quad (10.12)$$

したがって、

$$Z_{out} = \frac{v_{out}}{i_{out}} = \frac{Z_o}{1 + AF} \quad (10.13)$$

となることから出力インピーダンスはループ利得分の 1 に減少する。

これは出力の負荷インピーダンス Z_L が減少し、出力電圧が低下すると、入力に帰還される電圧が減少し出力電圧の低下を食い止めようとするからである。

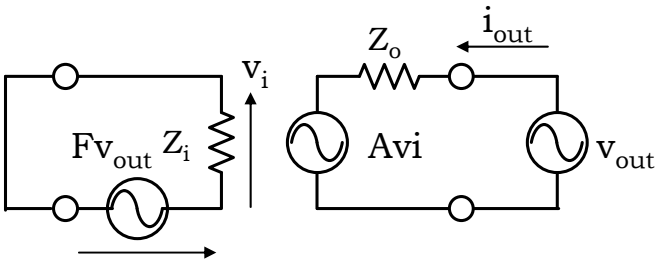
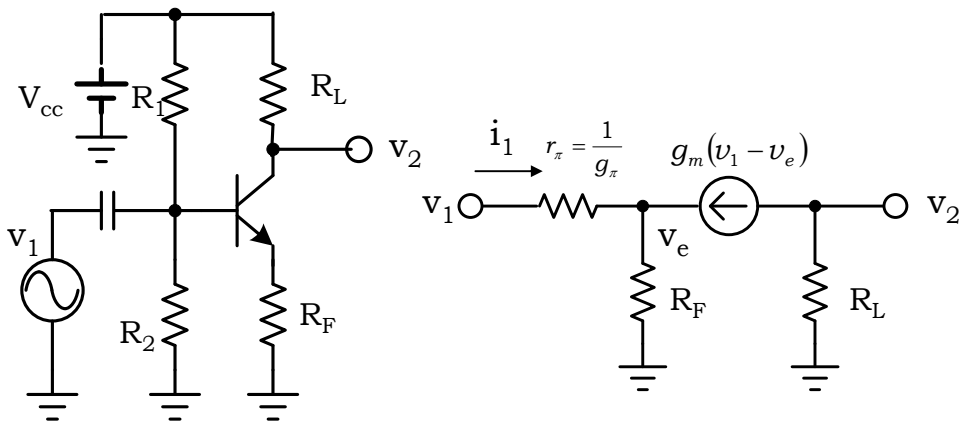


図 10.7　直列-並列帰還構成の等価回路（出力インピーダンスの算出）

10.4 負帰還回路の一例

負帰還回路のさまざまな例については演算増幅回路の章において紹介するが、ここではエミッタに抵抗を挿入した回路を用いた負帰還回路の効果の一例を示す。



(a) (直列-直列帰還回路）　　(b) 小信号等価回路

図 10.10　直列-直列帰還構成例とその小信号等価回路

図 10.10 は直列-直列帰還構成例とその小信号等価回路を示している。これまではエミッタに接続された抵抗 R_F はバイアス回路に不可欠なものであったが、交流的に接地する必要があったために、抵抗と並列に十分インピーダンスの低い容量を挿入していた。

この容量が無いと、出力回路に流れる電流が抵抗 R_F で電圧に変換され、入力回路に直列に印加され、負帰還回路を構成する。

図 10.10(b)に示した等価回路を用いて負帰還の効果を導出する。ここでは計算の簡単化のためにベース拡がり抵抗をゼロとしている。

等価回路より次式が成立する。

$$g_\pi(v_1 - v_e) + g_m(v_1 - v_e) = \frac{v_e}{R_F} \quad (10.14)$$
$$v_2 = -g_m(v_1 - v_e)R_L$$

これより、v_eを消去して　利得 G を求めると、

$$G = \frac{v_2}{v_1} = -\frac{g_m R_L}{1 + R_F(g_\pi + g_m)} \quad (10.15)$$

この式を式(10.2)に示した負帰還回路の利得を表す式、

$$G = \frac{-A}{1 - AF}$$

に当てはめると、

$$A = g_m R_L$$
$$F = \frac{R_F\left(1 + \frac{1}{\beta}\right)}{R_L} \approx \frac{R_F}{R_L} \quad (10.16)$$

が得られる。R_F=0 の場合の利得は A であるので、結果は納得できる。

この利得が十分大きい場合は、

$$G = \frac{R_L}{R_F} \quad (10.17)$$

となり、トランジスタの g_m ではなく、抵抗の比率のみで利得が決定される。

次に入力インピーダンスを求める。

$$g_\pi(v_1 - v_e) + g_m(v_1 - v_e) = \frac{v_e}{R_F} \quad (10.18)$$
$$v_1 = i_1 r_\pi + v_e$$

より入力インピーダンス Z_{in} を求めると、

$$Z_{in} = \frac{v_1}{i_1} = r_\pi\left(1 + \left(1 + \frac{1}{\beta}\right)g_m R_F\right) \approx r_\pi(1 + g_m R_F) \quad (10.19)$$

となる。
R_F がゼロの場合の入力インピーダンスは r_π であり、式(10.16)よりループ利得 AF は、

$$AF = g_m R_F \quad (10.20)$$

なので、

$$Z_{in} \approx r_\pi(1 + g_m R_F) = r_\pi(1 + AF) \quad (10.21)$$

となり、式(10.11)で示した結果と一致する。したがって、抵抗 R_F を挿入することで入力インピーダンスが上がっている。

10.5 負帰還回路の安定性
負帰還回路の利得は式(10.2)に示したように、

$$G = \frac{A}{1 + AF}$$

で与えられる。しかしながら、増幅器 A や帰還係数 F が周波数特性を持ち、ループ利得 AF が AF=-1 になると発振していまい、不安定になる。AF が負になるのは位相が 180 度回転しているということであり、負帰還回路が安定に動作するためには AF の位相が 180 度になる周波数において $|AF| < 1$ である必要がある。

今、ループ利得 AF を次式に示す３次のポールを有する回路系で近似する。

$$AF(s) = \frac{AF_0}{\left(1+\frac{s}{\omega_{p1}}\right)\left(1+\frac{s}{\omega_{p2}}\right)\left(1+\frac{s}{\omega_{p3}}\right)} \quad (10.22)$$

ここで、AF_0は十分低い周波数におけるループ利得である。

このような特性を有する回路系の利得と位相をボーデ図を用いて図 10.9 に示す。図中、上の特性線は位相補償を行わないときであり、下の特性線は位相補償を行ったときを表している。

位相補償を行わないときは第１ポールで位相は-45 度回転し、利得は 3dB 低下する。更に周波数が高くなると、利得は 20dB /dec で低下し、位相は-90 度に向かって回転するが、位相の回転は第１ポール角周波数の１０倍の周波数以上では-90 度でいったん一定になる。第２ポールが見えてくると、位相は更に-45 度回転し、-135 度になる。この図では第３ポールが近いため利得の低下に比べ位相は大きく回転する。第２ポールまでは-180 度までしか回転しないが、第３ポールがあるために位相回転は-180 度を突破する。このときの利得はまだ１以上であるのでこの系は発振を引き起こす。位相が 180 度のときの利得を 0dB から引いた値を利得余裕という。この例では利得余裕は負であり、系が発振することを意味している。また、利得が 0dB になるときの位相から-180 度からを引いた値を位相余裕と呼ぶ、位相が 180 度よりも大きい場合は位相余裕は負になる。この場合も系が発振を引き起こすことを意味している。

このような発振などの系の不安定を防止するために、ループ利得 AF の周波数特性を変える位相補償が必要である。様々な方法があり、その一部は演算増幅器において説明するが、基本は第１ポール周波数を下げることである。第１ポールを図の様に低域にシフトすると、低い周波数から利得は低下するようになる。第２ポールから第３ポールにかけての周波数で位相が-180 度以上回転するが、帰還ループの利得が１以下であれば発振はしない。

この例では利得が１(0dB)になる角周波数ω_uにおいて位相は-90 度程度であり、十分な位相余裕がある。また位相が-180 回転する周波数においての利得は１以下であり、発振は防止できる。通常安定動作のためには位相余裕は 60 度程度が必要である。

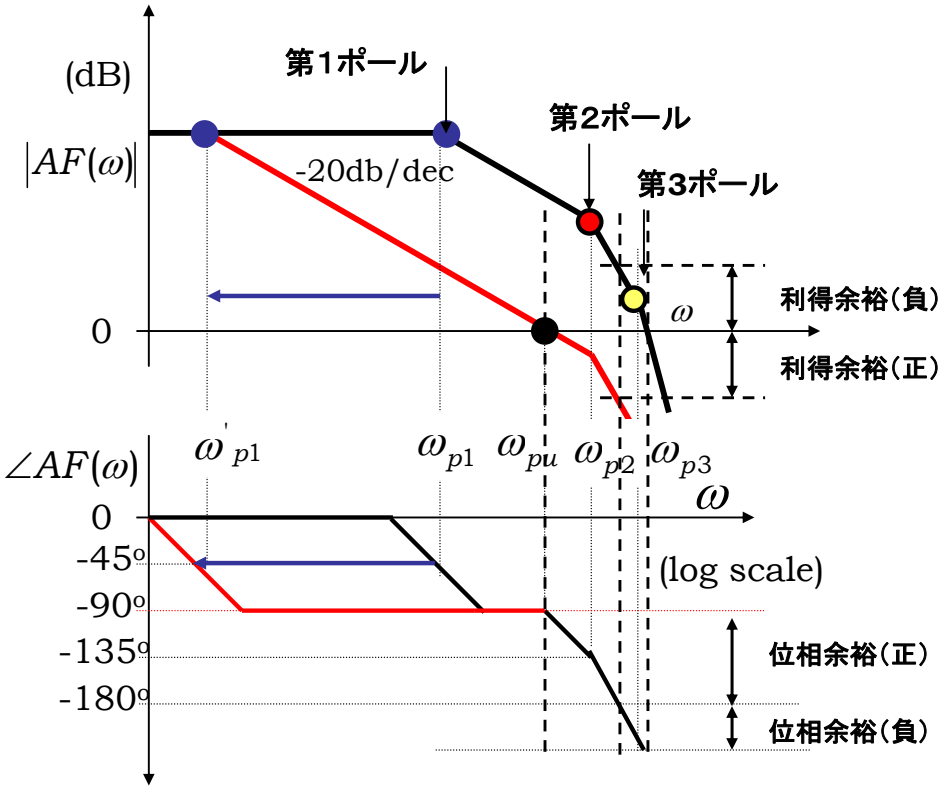


図 10.9 帰還ループの利得と位相