

飽和領域

飽和領域でのトランジスタの振る舞いは

$$I_D \sim \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS}). \quad (1)$$

飽和領域の MOSFET はソースとドレイン間につながった電流源として使える。この電流源は、gnd に電流を流し込んだり、 V_{DD} から電流を引き抜いたりするので、電位を変えられるのは電流源の一方の端子だけである。式 (1) からあるゲート・ソース間オーバードライブ電圧が与えられたとき、 L が大きいほどより理想的な電流源になるが、デバイスの電流駆動能力は低くなるので、 W をその分大きくしなければならないことがわかる。飽和領域で動作する MOSFET の電流値は、ゲート・ソース間のオーバードライブ電圧で決まるので、デバイスが入力電圧をどれだけ出力電圧に変換できるかを示す性能指標を定義できる。これをトランスコンダクタンスと呼び、

$$g_m = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DS, const.}} \quad (2)$$

$$= \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) (1 + \lambda V_{DS}) \quad (3)$$

$$= \sqrt{2 \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_D} (1 + \lambda V_{DS}) \quad (4)$$

$$= \frac{2 I_D}{V_{GS} - V_{TH}}. \quad (5)$$

式 (1) で I_D を一定にして W を大きくすると、 V_{GS} は V_{TH} に近づき、MOSFET はサブスレッショルド領域に入る。この領域で MOSFET を使えば高い利得が得られるが、そのためにはトランジスタのチャネル幅を十分に大きくするか、あるいはドレイン電流を非常に小さくしなければならないので、回路の動作速度は遅くなる。

線形領域

線形領域でのトランジスタの振る舞いは

$$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_{TH}) \cdot V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right]. \quad (6)$$

ここで $\partial I_D / \partial V_{DS}$ を計算すると、放物線の頂点が $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$ であり、電流値が

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2. \quad (7)$$

式 (6) で $V_{DS} \ll 2(V_{GS} - V_{TH})$ ならば

$$I_D \sim \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) \cdot V_{DS}, \quad (8)$$

となり、ドレイン電流は V_{DS} の線形関数になる。

$$g_m = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} V_{DS} \quad (9)$$

なのでデバイスが線形領域に入るとトランスコンダクタンスは下がる。したがって増幅のためには、MOSFET を飽和領域で使うのが一般的である。

デジェネレートされたソース接地増幅段

利得の大きさは、ドレインのノードに見える抵抗をソースの経路の全抵抗で割ったものと見ることができる。例えば $A_v = -\frac{R_D}{\frac{1}{g_m} + R_s}$ のようになる。 R_D として電流源を用いた場合は、トランスコンダクタンスと出力抵抗の掛け算から

$$A_v = -\frac{g_m r_o}{R_s + [1 + (g_m + g_{mb})R_s]r_o} \cdot \{[1 + (g_m + g_{mb})r_o]R_s + r_o\} \quad (10)$$

$$= -g_m r_o. \quad (11)$$

つまり電圧利得はトランジスタの固有利得に等しく、 R_s には関係しない。下線部は、出力抵抗を表す。出力抵抗は典型的には、 $(g_m + g_{mb})r_o \gg 1$ であるため、 $R_{out} \sim (g_m + g_{mb})r_o R_s + r_o = [1 + (g_m + g_{mb})R_s]r_o$ となる。これは、出力抵抗が $[1 + (g_m + g_{mb})R_s]$ 倍に増加したことになる。

ソースフォロワ

電圧利得は、 $V_{in} \sim V_{TH}$ の場合に対するゼロから、単調に増加する。 A_v は I_D と g_m が増加するに連れて $g_m/(g_m + g_{mb}) = 1/(1 + \eta)$ に漸近する (ソース側に電流源ではなく抵抗 R_S をつけ、負荷を考えない場合)。典型的には、 $\eta \sim 0.2$ 以上の値になる。ソース側に電流源と負荷を接続した場合は、 $A_v \sim \frac{R_L}{R_L + 1/g_{m1}}$ となる。ソースフォロアはかなりの雑音を発生するため、低雑音の用途には不向きである。基板効果による非線形性は、バルクをソースに接続できれば生じない。この方法は、通常 nch は全て同じ基板を共有しているため pch のみで可能である (2つの別々の n ウェルを用いる)。しかし pch は移動度が低いため、nch よりも出力インピーダンスが高くなる。

ゲート接地回路

出力インピーダンスは、

$$R_{out} = \frac{R_D + r_o}{1 + (g_m + g_{mb})r_o} \sim \frac{R_D}{(g_m + g_{mb})r_o} + \frac{1}{g_m + g_{mb}} \quad (12)$$

で与えられるため、ドレイン側のインピーダンスが $1/(g_m + g_{mb})r_o$ になって見える。

カスコード接続

入力とカスコードの両方のトランジスタが飽和領域で動作している場合の最小出力レベルは、2つのオーバードライブ電圧の和になる。カスコードは必ずしも増幅器として動作する必要がない。このトポロジのポピュラーな応用は、定電流源に見られる。

その他の注意事項

しばしば“ソースを見込んだインピーダンス”と表記される場合がある。これは、ソースの経路に見える抵抗という意味なので、例えばソース側に電流源だけが接続されているような回路構成では、 $R_{out} = \frac{1}{g_m + g_{mb}}$ と表される。並列接続表現 $(r_1 || r_2) = \frac{r_1 r_2}{r_1 + r_2}$ もよく使う。