

## MOS・IC 回路設計の基本 ( 2 )

竹 井 澄 明

信号処理のデジタル化が進んでいますが、映像や音声信号といった機器から得る情報の多くはアナログ信号であり、情報処理部をデジタル化してもアナログ信号を扱う部分は残ります。

このデジタル技術全盛の時代にアナログ技術が、再び見直されています。それは携帯電話など無線通信機器市場の爆発的市場拡大があったからです。W-CDMA など次世代携帯電話システムでは高速デジタル回路・低周波アナログ回路・高周波アナログ回路並びにインターフェイス回路が必須となります。これらを1チップ上に組み込んだ混載 LSI の開発が急ピッチである。

デジタル回路の多くが CMOS プロセスで実現されているため、アナログ・デジタル混載 LSI を CMOS で実現する試みが注目されています。ここ 15 年で民生用電子機器等の制御用に MOS アナログ混載 LSI が数多く開発されており、特に最近の携帯電話への応用技術には目を見張るものがある。1991 年のムーバの発売以来、CMOS アナログ・デジタル混載 LSI の技術革新によりほとんど 1 チップ化に近い部品構成になりつつある。今後の電子機器を開発する上で CMOS アナログ回路技術はますます重要になっていくと思われます。

そこでアナログ回路に使われている MOS デバイスの基本要素回路について回路シミュレーションで特性を紹介しながら解説します。

### 1 . MOSFET のデバイス特性

ゲート電圧を一定にしておいてドレイン電圧を増加させていくと図 2 のような静特性が得られます。この静特性に今  $V_{DS}=V_{GS} - V_{th}$  の線を引くと静特性と交差したポイント (ピンチオフ点と呼ぶ) で飽和領域と非飽和領域に分けられる。それぞれの領域での電流値を計算する近似式を、式に示した。この式はいくつかの近似があるため正確ではないが、手計算に便利であるため IC 設計者はよく利用している。

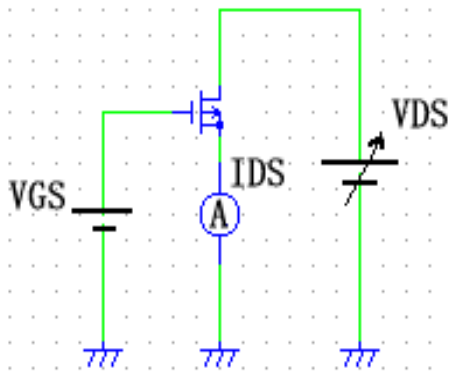


図 1 PMOS 静特性測定回路

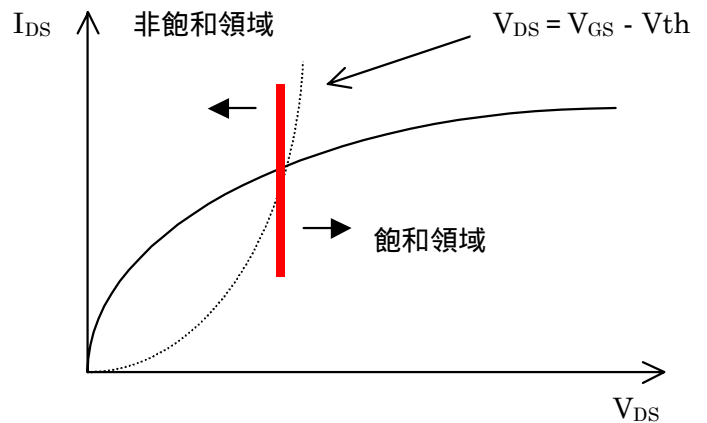


図 2 MOSFET の静特性

図 2 において点線の左側は非飽和領域と呼ばれ、ドレイン電圧にほぼ比例してドレイン電流が増加します。そのため線形領域とか真空管に準じて 3 極管領域と呼ばれることもある。

非飽和領域 ( $V_{GS} - V_{th} < V_{DS}$ ) の電流の近似式は

$$I_{DS} = \beta_0 \frac{W}{L} \left\{ (V_{GS} - V_{th})V_{DS} - \frac{1}{2}(V_{DS})^2 \right\}$$

点線の右側は飽和領域と呼ばれ、ドレイン電圧が増加してもドレイン電流はほとんど変化しない。これは電圧を上げていってもほとんどの電圧がキャリアの無い高抵抗の空乏層に印加されるため電流増加に寄与しない為です。

飽和領域は真空管に準じて5極管領域とも呼ばれます。ドレイン電流の近似式は  $(V_{GS} - V_{th} \quad V_{DS})$

$$I_{DS} = \frac{1}{2} \beta_0 \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})^2$$

この式は  $V_{th}$  の基板効果、チャンネル変調効果、移動度の電圧依存性等を無視しているため正確な式ではありません。

特に飽和領域では図2を見てわかりますように電流は一定値ではなく傾きを持っています。傾きを持つのはドレイン電圧の増加によってドレイン側の空乏層が伸び実効的なチャンネル長が縮まることにより電流が増加するためです。(チャンネル変調効果)

図2の飽和領域の傾きを延長して  $I_{DS} = 0$  との交点の電圧(アーリー電圧)を  $V_A$  とするとその逆数  $1/V_A$  をチャンネル変調効果係数と呼ぶ。このはアナログ回路の増幅度に関係してくるパラメータである。チャンネル変調効果を含めた飽和領域の電流  $I_{DS}$  は

$$I_{DS} = \frac{1}{2} \beta_0 \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})^2 (1 + \lambda V_{DS})$$

相互コンダクタンス  $g_m$  は

$$g_{m(V_{DS}-定)} = \frac{dI_{DS}}{dV_{GS}} = \beta_0 \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})(1 + \lambda V_{DS})$$

また出力抵抗  $r_o$  は

$$r_{o(V_{GS}-定)} = \frac{dV_{DS}}{dI_{DS}} = \frac{2}{\beta_0 \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})^2 \lambda}$$

$$= \frac{V_A}{I_{DS}} = \frac{1}{\lambda I_{DS}}$$

ただし、  $\beta_0 = \mu C_{OX} = \frac{\mu \epsilon_{OX}}{t_{OX}}$

$\mu$  : キャリアの移動度       $C_{OX}$  : ゲート酸化膜容量       $\epsilon_{OX}$  : ゲート酸化膜誘電率  
 $t_{OX}$  : ゲート酸化膜厚

ここまでに出てきた式は、先ほど書きましたように概算には便利であるためよく利用されます。企業等での IC 設計では SPICE 等のソフトを使って、正確にしかもいろいろな条件を変えて回路シミュレーションを行い設計値を決めています。

チャネル変調効果によってドレイン電流  $I_{DS}$  が増加することにより、出力抵抗は無窮大でなく、有限の値をとるようになります。これらのパラメータを使って MOS の低周波小信号等価回路を示すと図 3 のようになります。また高周波においては MOSFET の端子間の容量を考慮する必要があります。図 4 に高周波の小信号等価回路を示しました。

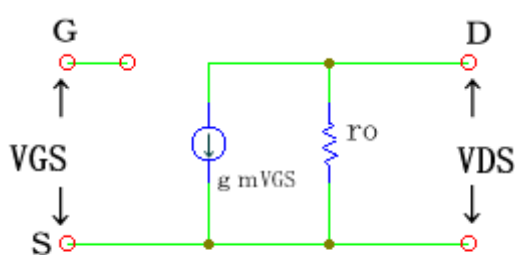


図3 MOSFET低周波小信号等価回路

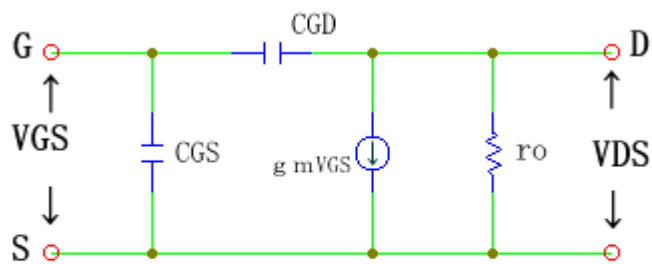


図4 MOSFET高周波小信号等価回路

図 4 において  $C_{GS}$  はゲート容量で次に示したようにゲート面積に比例する。

$$C_{GS} = \frac{\epsilon S}{t_{OX}} = C_0 WL$$

また  $C_{GD}$  はミラー容量とも呼ばれ出力信号を入力にフィードバックして増幅度や周波数特性を悪化させる。MOSFET の最大動作周波数を議論する場合、増幅器が入力信号を増幅できなくなる周波数を調べればよい。つまり増幅度が 1 以下になる時の周波数がわかればよい。図 4 の等価回路より

$$I_{IN} = j\omega(C_{GS} + C_{GD})V_{GS}$$

$C_{GS}$   $C_{GD}$  なので  $I_{IN}$  は  $I_{IN} = j\omega C_{GS} V_{GS}$   
 $= \frac{j2\pi f \epsilon WL V_{GS}}{t_{OX}}$

出力電流  $I_O$  は  $I_O = gmV_{GS}$

$\frac{I_O}{I_{IN}} = 1$  とおいて最大動作周波数  $f$  を求めると

$$\frac{I_O}{I_{IN}} = \frac{gm}{2\pi f C_{GS}} = \frac{gmV_{GS}}{2\pi f \epsilon WL V_{GS}} = \frac{\mu(V_{GS} - V_{th})}{2\pi f L^2}$$

$$\therefore \text{最大動作周波数 } f = \frac{\mu(V_{GS} - V_{th})}{2\pi L^2}$$

この式より MOSFET の高速化にはキャリア移動度を大きく、電源電圧を高くそしてチャネル長を短くすることが必要である。また  $gm$  と  $C_{GS}$  の比 ( $gm / C_{GS}$ ) はデバイスの性能指数と呼ばれ、デバイス固有の高速性能を表す。