

Halbleitertechnologie von A bis Z

Bauelemente

Kennlinien und Transistorgleichungen	3
<i>Kennlinienfelder und Arbeitspunkt</i>	<i>3</i>
<i>Kennlinien des Bipolartransistors</i>	<i>3</i>
<i>Gleichungen des Bipolartransistors</i>	<i>4</i>
<i>Kennlinien des MOSFETs</i>	<i>5</i>
<i>Gleichungen des MOSFETs</i>	<i>6</i>
<i>Kleinsignalparameter und Grenzen der Modelle</i>	<i>8</i>

Kennlinien und Transistorgleichungen

Kennlinienfelder und Arbeitspunkt

Ein Transistor hat drei Anschlüsse, und sein Verhalten hängt von zwei Spannungen und zwei Strömen ab. Um diese Abhängigkeiten übersichtlich darzustellen, werden sie in Kennlinienfelder aufgelöst: Eine Kennlinie zeigt den Zusammenhang zweier Größen, während eine dritte als Parameter festgehalten wird. Für den Bipolartransistor sind das die Eingangskennlinie $I_B(U_{BE})$, die Übertragungskennlinie $I_C(U_{BE})$ bzw. $I_C(I_B)$ und das Ausgangskennlinienfeld $I_C(U_{CE})$ mit I_B als Parameter. Beim MOSFET entfällt die Eingangskennlinie, da der Gatestrom im statischen Betrieb praktisch null ist; es bleiben die Übertragungskennlinie $I_D(U_{GS})$ und das Ausgangskennlinienfeld $I_D(U_{DS})$ mit U_{GS} als Parameter.

Kennlinien beschreiben das Bauelement allein. Erst die äußere Beschaltung legt fest, an welcher Stelle der Kennlinie der Transistor tatsächlich arbeitet. Für einen Widerstand R_L zwischen Versorgungsspannung U_{DD} und Drain gilt $U_{DS} = U_{DD} - I_D \cdot R_L$ – eine Gerade im Ausgangskennlinienfeld, die Lastgerade. Ihr Schnittpunkt mit der Kennlinie zur gerade anliegenden Gatespannung ist der Arbeitspunkt. Verändert sich U_{GS} , wandert der Arbeitspunkt entlang der Lastgeraden; genau diese Bewegung ist der Verstärkungsmechanismus eines Transistors. Die Lage des Arbeitspunkts entscheidet, ob ein Transistor als linearer Verstärker, als Schalter oder als Stromquelle wirkt.

Transistorgleichungen sind mathematische Näherungen, die diese Kennlinien mit wenigen Parametern beschreiben. Sie erlauben die Handrechnung von Schaltungen, sind aber Modelle mit begrenztem Gültigkeitsbereich. Die Modelle in Schaltungssimulatoren wie SPICE sind deutlich komplexer, bauen jedoch auf denselben Grundgleichungen auf.

Kennlinien des Bipolartransistors

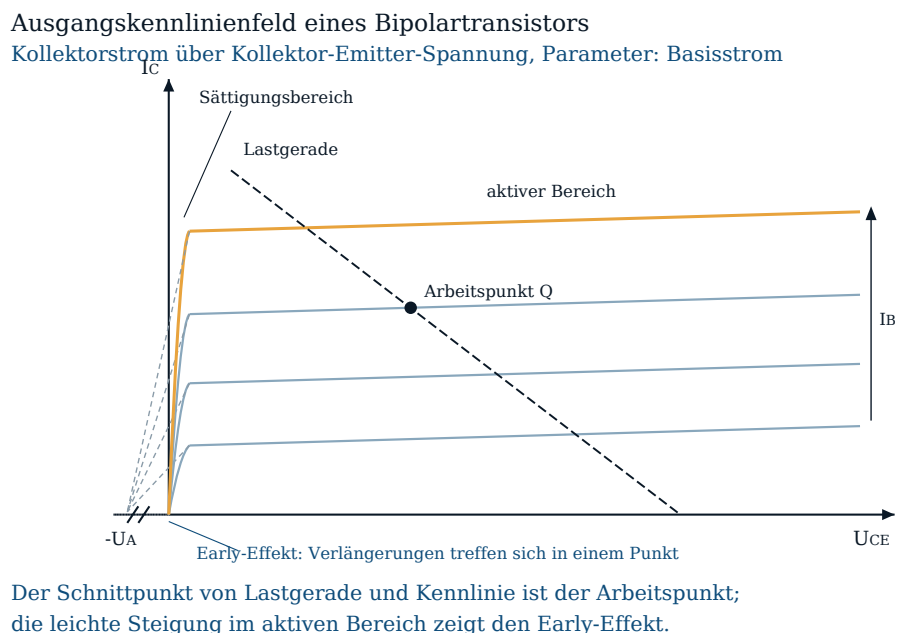
Der grundlegende Aufbau eines Bipolartransistors wird im Kapitel [Aufbau eines npn-Transistors](#) behandelt; hier geht es um sein elektrisches Verhalten im Betrieb.

Die Eingangskennlinie eines npn-Transistors ist die Diodenkennlinie des in Durchlassrichtung betriebenen Basis-Emitter-Übergangs: Der Basisstrom steigt exponentiell mit U_{BE} , nennenswert erst ab etwa 0,6 V bei Silicium. Weil der Kollektorstrom über die Stromverstärkung B an den Basisstrom gekoppelt ist, hat auch die Übertragungskennlinie $I_C(U_{BE})$ exponentiellen Verlauf. Eine

Änderung von U_{BE} um nur 60 mV verzehnfacht den Kollektorstrom bei Raumtemperatur – der Bipolartransistor ist ein extrem steiler, aber auch temperaturempfindlicher Wandler von Spannung in Strom.

Das Ausgangskennlinienfeld $I_C(U_{CE})$ zeigt für jeden Basisstrom eine Kurve, die bei kleinen U_{CE} steil ansteigt und dann in einen nahezu waagerechten Ast übergeht. Der steile Bereich unterhalb von etwa 0,2 V ist der Sättigungsbereich: Beide pn-Übergänge sind in Durchlassrichtung gepolt, der Transistor verhält sich wie ein geschlossener Schalter mit geringer Restspannung U_{CEsat} . Im waagerechten Ast, dem aktiven Bereich, ist der Basis-Kollektor-Übergang gesperrt, und der Kollektorstrom wird fast ausschließlich vom Basisstrom bestimmt – hier arbeitet der Transistor als Verstärker. Der leichte Anstieg der Kurven im aktiven Bereich ist der Early-Effekt: Mit wachsender U_{CE} dehnt sich die Raumladungszone des Kollektorübergangs in die Basis aus, die effektive Basisweite schrumpft und der Kollektorstrom steigt. Verlängert man die Kurven nach links, schneiden sie die Spannungsachse näherungsweise in einem gemeinsamen Punkt, der Early-Spannung $-U_A$ (typisch 50 bis 150 V).

Ohne Basisstrom fließt nur ein vernachlässigbarer Reststrom – der Transistor sperrt. Bei zu hoher Kollektor-Emitter-Spannung setzt schließlich der Lawinendurchbruch des Kollektorübergangs ein; die Durchbruchspannung U_{CEO} markiert die obere Grenze des zulässigen Arbeitsbereichs.



Gleichungen des Bipolartransistors

Im aktiven Bereich folgt der Kollektorstrom der Shockley-Gleichung des Basis-

Emitter-Übergangs:

$$I_C = I_S \cdot (\exp(U_{BE} / U_T) - 1) \approx I_S \cdot \exp(U_{BE} / U_T)$$

Der Sättigungssperrstrom I_S ist eine Bauelementkonstante im Bereich von 10^{-15} bis 10^{-12} A und hängt von Emitterfläche, Basisdotierung und Basisweite ab. Die Temperaturspannung $U_T = k \cdot T / q$ beträgt bei 300 K rund 26 mV; sie ist der Grund, warum die Kennlinie so steil ist und warum sich Bipolartransistoren so stark mit der Temperatur verändern. Der Basisstrom ergibt sich aus $I_B = I_C / B$ mit der Gleichstromverstärkung B (in Datenblättern meist h_{FE}), die je nach Typ zwischen 50 und einigen Hundert liegt. Der Emitterstrom ist die Summe beider: $I_E = I_C + I_B = I_C \cdot (1 + 1/B)$.

Der Early-Effekt wird durch einen Korrekturfaktor berücksichtigt:

$$I_C = I_S \cdot \exp(U_{BE} / U_T) \cdot (1 + U_{CE} / U_A)$$

Aus dieser Gleichung folgt unmittelbar der Ausgangswiderstand im aktiven Bereich, $r_{CE} \approx U_A / I_C$ - bei 1 mA Kollektorstrom und $U_A = 100$ V also rund 100 kΩ. Die Grenze zur Sättigung liegt dort, wo U_{CE} unter U_{BE} fällt und der Kollektorübergang leitend wird; im Sättigungsbereich gilt die Exponentialgleichung nicht mehr, und der Kollektorstrom wird durch die äußere Schaltung, nicht durch den Transistor begrenzt.

Das vollständige Gleichungssystem für alle vier Betriebsarten (aktiv, invers, Sättigung, gesperrt) liefert das Ebers-Moll-Modell von 1954, das den Transistor als zwei gegeneinander geschaltete Dioden mit gesteuerten Stromquellen beschreibt. Für die Handrechnung genügt fast immer die obige Näherung des aktiven Bereichs.

Kennlinien des MOSFETs

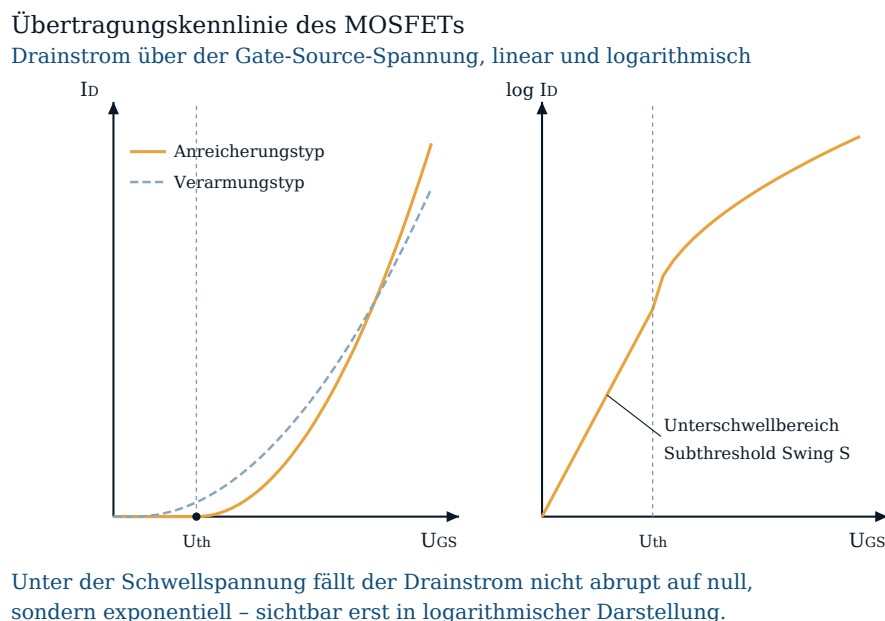
Der grundlegende Aufbau eines MOSFETs wird im Kapitel [Aufbau eines n-Kanal-FET](#) behandelt; hier geht es um sein elektrisches Verhalten im Betrieb.

Die Übertragungskennlinie $I_D(U_{GS})$ eines n-Kanal-Anreicherungs-MOSFETs bleibt bis zur Schwellspannung U_{th} praktisch bei null und steigt darüber zunächst quadratisch an. Die Schwellspannung ist die Gatespannung, bei der sich an der Oxid-Halbleiter-Grenzfläche eine Inversionsschicht bildet und ein leitfähiger Kanal zwischen Source und Drain entsteht; sie liegt bei modernen Logiktransistoren zwischen 0,2 und 0,5 V, bei Leistungs-MOSFETs bei 2 bis 4 V. Ein Verarmungs-MOSFET hat dagegen eine negative Schwellspannung und leitet bereits bei $U_{GS} = 0$; seine Übertragungskennlinie ist lediglich nach links verschoben - einen Überblick über die verschiedenen Gate-Prinzipien und Betriebsarten gibt das Kapitel [FET-Familien im Überblick](#). Trägt man I_D logarithmisch auf, zeigt sich, dass der Strom unterhalb von U_{th} nicht abrupt

endet, sondern exponentiell abfällt – der Unterschwellbereich, der für Leckströme und Ultra-Low-Power-Schaltungen entscheidend ist.

Das Ausgangskennlinienfeld $I_D(U_{DS})$ gliedert sich in zwei Bereiche. Für kleine Drain-Source-Spannungen steigt der Strom nahezu linear mit U_{DS} – der Transistor verhält sich wie ein durch das Gate steuerbarer Widerstand, weshalb dieser Abschnitt Widerstands- oder Triodenbereich heißt. Mit wachsender U_{DS} nimmt die Spannung zwischen Gate und dem drainseitigen Kanalende ab, der Kanal wird dort dünner, und bei $U_{DS} = U_{GS} - U_{th}$ schnürt er sich am Drain vollständig ab. Ab diesem Punkt bleibt der Strom nahezu konstant: der Sättigungsbereich. Die Bezeichnung ist historisch bedingt und irreführend, denn sie bezeichnet beim MOSFET genau den Bereich, der beim Bipolartransistor „aktiv“ heißt – beim Bipolartransistor meint Sättigung dagegen den Schalter-Zustand bei kleiner U_{CE} .

Die Grenze zwischen beiden Bereichen bildet eine Parabel $I_D = (\beta/2) \cdot U_{DS}^2$ durch die Abschnürpunkte aller Kennlinien. Wie beim Bipolartransistor steigen die Kurven im Sättigungsbereich leicht an, hier durch die Kanallängenmodulation: Der Abschnürpunkt wandert mit wachsender U_{DS} in Richtung Source, der effektive Kanal wird kürzer und der Strom größer.



Gleichungen des MOSFETs

Das einfachste analytische Modell des Langkanal-MOSFETs geht auf Shockley zurück und ist als Level-1- oder Shichman-Hodges-Modell in jedem Simulator hinterlegt – dieselbe quadratische Grundform findet sich auch bei der

Sättigungsstromgleichung des **Sperrschicht-FETs (JFET)**. Im Widerstandsbereich ($U_{DS} < U_{GS} - U_{th}$) gilt:

$$I_D = \beta \cdot [(U_{GS} - U_{th}) \cdot U_{DS} - U_{DS}^2 / 2]$$

Im Sättigungsbereich ($U_{DS} \geq U_{GS} - U_{th}$):

$$I_D = (\beta/2) \cdot (U_{GS} - U_{th})^2 \cdot (1 + \lambda \cdot U_{DS})$$

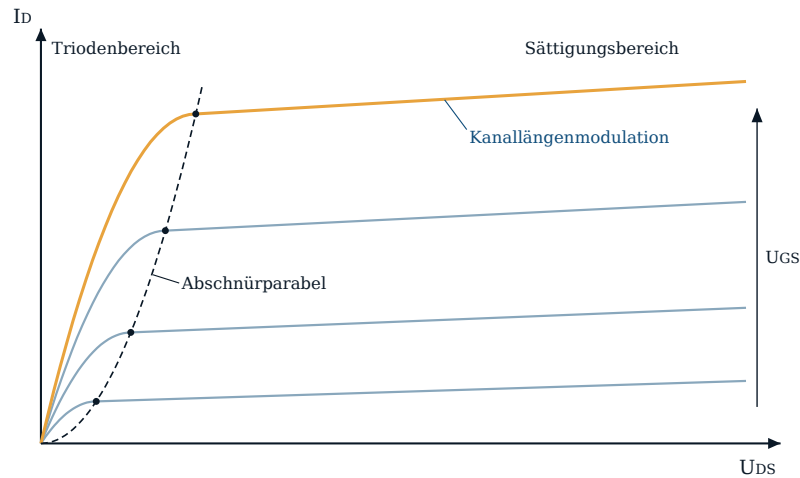
Der Verstärkungsfaktor $\beta = \mu_n \cdot C_{ox} \cdot W/L$ bündelt alle Technologie- und Geometriegrößen: die Beweglichkeit μ_n der Elektronen im Kanal, die flächenbezogene Gateoxidentkapazität $C_{ox} = \epsilon_{ox} / t_{ox}$ und das Weiten-Längen-Verhältnis W/L . Der Schaltungsentwickler kann nur W/L wählen; μ_n und C_{ox} sind durch den Prozess festgelegt. Der Parameter λ (typisch 0,01 bis 0,1 V^{-1}) beschreibt die Kanallängenmodulation und ist das Gegenstück zur Early-Spannung: $1/\lambda$ entspricht U_A . Die Differenz $U_{GS} - U_{th}$ wird als Overdrive-Spannung U_{ov} bezeichnet und ist die zentrale Entwurfsgröße für den Sättigungsbereich.

Unterhalb der Schwellspannung folgt der Strom einem exponentiellen Gesetz:

$$I_D \approx I_0 \cdot \exp((U_{GS} - U_{th}) / (n \cdot U_T))$$

mit dem Subthreshold-Faktor n zwischen 1 und 1,5. Die Steigung wird als Subthreshold Swing $S = n \cdot U_T \cdot \ln 10$ angegeben, bei Raumtemperatur also mindestens 60 mV pro Dekade. Dieser physikalische Grenzwert bestimmt, wie weit sich U_{th} absenken lässt, ohne den Sperrstrom unzulässig zu erhöhen – einer der Hauptgründe, warum die Versorgungsspannung digitaler Schaltungen nicht beliebig sinken kann. Liegt zwischen Source und Substrat eine Sperrspannung U_{SB} , steigt die Schwellspannung durch den Body-Effekt um $\gamma \cdot (\sqrt{2\phi_F + U_{SB}} - \sqrt{2\phi_F})$, mit dem Substratsteuerfaktor γ und dem Fermi-Potential ϕ_F .

Ausgangskennlinienfeld des MOSFETs
Drainstrom über Drain-Source-Spannung, Parameter: Gate-Spannung



Die Abschnürparabel trennt Trioden- und Sättigungsbereich;
die leichte Steigung im Sättigungsbereich entsteht durch
Kanallängenmodulation (Parameter λ).

Kleinsignalparameter und Grenzen der Modelle

Für den Verstärkerentwurf interessiert nicht die vollständige Kennlinie, sondern ihr Verhalten in unmittelbarer Umgebung des Arbeitspunkts. Dort lässt sich die Kennlinie durch ihre Tangente ersetzen, und aus den Gleichungen folgen die Kleinsignalparameter durch Differenzieren. Die Steilheit g_m gibt an, wie stark der Ausgangsstrom auf eine kleine Änderung der Eingangsspannung reagiert. Beim Bipolartransistor ist sie proportional zum Kollektorstrom, $g_m = I_C / U_T$ – bei 1 mA also etwa 38 mS, unabhängig vom Bauelement. Beim MOSFET in Sättigung gilt $g_m = \beta \cdot U_{ov} = 2 \cdot I_D / U_{ov}$; sie wächst nur mit der Wurzel des Drainstroms und liegt bei gleichem Strom typischerweise um eine Größenordnung unter der des Bipolartransistors. Der Ausgangswiderstand $r_o = U_A / I_C$ bzw. $1 / (\lambda \cdot I_D)$ begrenzt die maximal erreichbare Spannungsverstärkung einer Stufe auf $g_m \cdot r_o$, die sogenannte intrinsische Verstärkung.

Die einfachen Gleichungen gelten für Kanallängen oberhalb von etwa einem Mikrometer. Bei kürzeren Kanälen erreichen die Ladungsträger schon bei moderaten Feldstärken ihre Sättigungsgeschwindigkeit, und der Drainstrom steigt nicht mehr quadratisch, sondern nur noch linear mit der Overdrive-Spannung. Hinzu kommen Drain-induzierte Barrierenabsenkung (DIBL), bei der U_{th} mit steigender U_{DS} sinkt, sowie Beweglichkeitsdegradation durch das hohe vertikale Feld unter dem Gate. Simulationsmodelle wie BSIM4 oder BSIM-CMG für FinFETs erfassen diese Effekte mit mehreren Hundert Parametern, die von den Halbleiterherstellern durch Messung an Teststrukturen extrahiert und als Process Design Kit an die Schaltungsentwickler weitergegeben werden. Für das

Verständnis von Schaltungen bleiben die Gleichungen dieses Kapitels dennoch die Grundlage: Sie liefern die richtigen Tendenzen und Größenordnungen, auch wenn die Zahlenwerte im Nanometerbereich nur noch qualitativ stimmen.