

1 Grundprinzip

Bei Feldeffekttransistoren wird der Stromfluss durch ein elektrisches Feld, das von der Gate-Elektrode ausgeht, gesteuert. Man unterscheidet zwischen Feldeffekttransistoren mit isoliertem Gate (z. B. MOSFET) und Sperrschicht-Feldeffekttransistoren (auch JFET, J steht dabei für „*junction*“). Eine spezielle Ausführung eines Sperrschicht-Feldeffekttransistors stellt der MESFET dar, bei dem die Sperrschicht am Gate-Kontakt durch eine Schottky-Diode in Sperrrichtung realisiert ist. Die Kennlinien der verschiedenen FET-Typen sind in Abb. 1 (aus Zinke-Brunswig, Band 2) dargestellt.

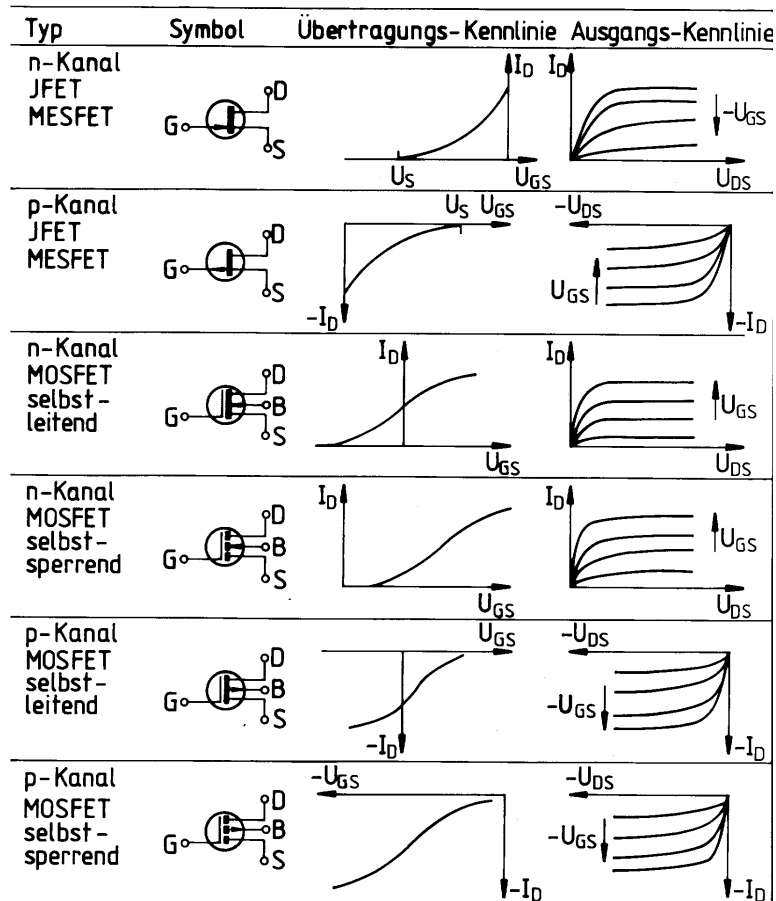


Abb. 1: Kennlinien verschiedener FET-Typen.

Man unterscheidet dabei sowohl zwischen dem Leitungstyp des Kanals (n oder p) sowie zwischen selbstsperrenden (*enhancement type*, $I_D = 0$ für $U_{GS} = 0$) und selbstleitenden (*depletion type*, $I_D \neq 0$ für $U_{GS} = 0$) FETs. JFETs und MESFETs sind daher im Allgemeinen selbstleitend.

Für Anwendungen in der Hochfrequenztechnik werden FETs sowohl auf der Basis von Si als auch auf der Basis von III/V-Halbleitern, insbesondere GaAs, eingesetzt. Für FETs auf der Basis des III/V-Halbleiters GaAs verwendet man MESFETs oder HEMTs (*high electron-mobility transistors*). Das Hochfrequenzverhalten von FETs soll hier am Beispiel von GaAs-MESFETs näher beschrieben werden, wobei die grundsätzlichen Betrachtungen sich auch auf Si-JFETs oder Si-MOSFETs übertragen lassen.

1.1 Vergleich zwischen Si-JFETs und GaAs-MESFETs

In Abb. 2 ist der prinzipielle Aufbau eines MESFETs einem JFET gegenübergestellt.

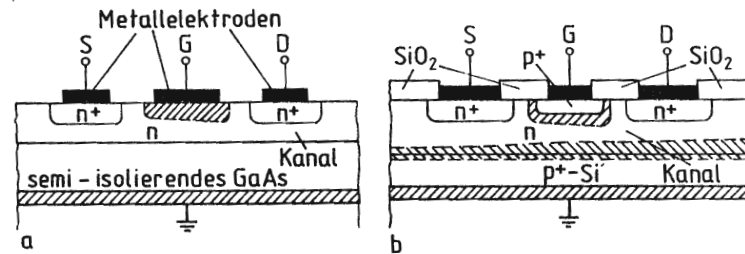


Abb. 2: Schematischer Aufbau eines a) n-Kanal-GaAs-MESFETs und b) n-Kanal-Si-JFETs.

Sowohl beim JFET als auch beim MESFET wird durch ein an der Gate-Elektrode G anliegendes elektrisches Feld der Kanalstrom zwischen dem Drain- (D) und dem Source- (S) Kontakt gesteuert. Der Kanal kann prinzipiell entweder n- oder p-dotiert sein; wegen der höheren Beweglichkeit und der höheren Sättigungsdriftgeschwindigkeit von Elektronen im Vergleich zu Löchern besitzen n-Kanal-FETs die besseren Hochfrequenzeigenschaften. Die folgenden Betrachtungen beziehen sich deshalb vorwiegend auf n-Kanal FETs.

Im Vergleich zwischen Si-JFET und GaAs-MESFET besitzt wiederum ein GaAs-MESFET die besseren HF-Eigenschaften wegen

- der höheren Elektronenbeweglichkeit (bei kleinen Feldstärken ist $\mu_n \approx 1500 \frac{\text{cm}^2}{\text{Vs}}$ bei Si, jedoch $\mu_n \approx 8000 \frac{\text{cm}^2}{\text{Vs}}$ bei GaAs).
- der höheren Sättigungsdriftgeschwindigkeiten v_s der Elektronen ($v_s \approx 100 \frac{\mu\text{m}}{\text{ns}}$ bei Si und $v_s \approx 200 \frac{\mu\text{m}}{\text{ns}}$ bei GaAs)
- der Möglichkeit, in GaAs ein semi-isolierendes ($\rho \geq 10^8 \Omega\text{cm}$) Substrat (vergl. Abb. 2a) zu realisieren. Deshalb ergeben sich beim GaAs-MESFET sehr viel kleinere parasitäre Kapazitäten als beim Si-JFET.

Trotz der gegenüber Si sehr viel komplizierteren GaAs-Technologie werden deshalb bei hohen Anforderungen GaAs-MESFETs eingesetzt.

2 Wirkungsweise eines GaAs-MESFETs

Ein GaAs-MESFET beinhaltet einen n-dotierten Kanal (n-Dotierung $N_D \approx 10^{17} \text{cm}^{-3}$) der Dicke $d \approx 0,1 \dots 0,3 \mu\text{m}$. Drain- und Source-Anschlüsse sind ohmsche Kontakte, während es sich beim Gate-Anschluss um einen Schottky-Kontakt handelt. Der Transistor wird mit $U_{GS} < 0$ und $U_{DS} > 0$ betrieben, so dass der Schottky-Kontakt in Sperrichtung betrieben wird mit der Sperrschichtweite $w(x)$ (s. Abb. 3).

Der Drainstrom I_D wird durch die negative Gate-Source-Spannung U_{GS} gesteuert, wobei eine Veränderung von U_{GS} zu einer Veränderung der Sperrschichtweite $w(x)$ führt. Die Sperrschichtweite

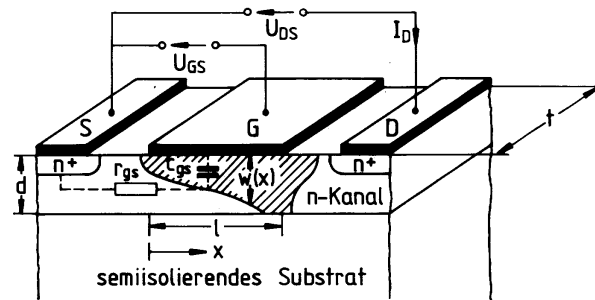


Abb. 3: Prinzipielle Darstellung eines n-Kanal-GaAs-MESFETs.

$w(x)$ nimmt für $U_{DS} > 0$ mit zunehmendem x zu, bis sich schließlich bei genügend großem U_{DS} die Sperrschichtweite $w(x) = d$ ergibt und damit der Kanal wie in Abb. 3 abgeschnürt wird. Unter dem Gate-Kontakt in Abb. 3 ergibt sich ein Driftfeld, das zum Drainstrom I_D führt, wobei die Elektronen durch den abgeschnürten Bereich hindurch driften. Für den Fall des abgeschnürten Kanals wird der Drainstrom nahezu unabhängig von U_{DS} und hängt somit fast nur noch von U_{GS} ab. Die sich ergebenden Kennlinien sind schematisch in Abb. 1 eingetragen.

Für $U_{GS} < U_S$ (U_S Schwellenspannung mit $U_S < 0$) fließt kein Drainstrom, da dann bereits die Gate-Source-Spannung allein zu einer Sperrschichtweite $w(x=0) \geq d$ führt.

Zu einer Abschnürung wie in Abb. 3 und damit zu einem von U_{DS} unabhängigen Drainstrom I_D kommt es dagegen für $U_{DG} = U_{DS} - U_{GS} > -U_S$. Die (negative) Schwellenspannung U_S liegt typischerweise im Bereich von wenigen Volt.

3 Kleinsignalverhalten

Aus Abb. 3 lässt sich bereits ein einfaches Hochfrequenz-Kleinsignal-Ersatzschaltbild ableiten, wie es in Abb. 4 dargestellt ist.

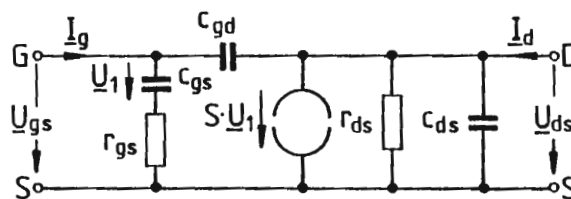


Abb. 4: Vereinfachtes Hochfrequenz-Kleinsignal-Ersatzschaltbild eines FETs.

In Abb. 4 stellen \underline{U}_{gs} , \underline{U}_{ds} , \underline{I}_g und \underline{I}_d die Zeiger der Kleinsignalgrößen dar (ähnlich wie beim Bipolartransistor) bei einem festen Arbeitspunkt, der z. B. durch die Gleichspannungen U_{DS} und U_{GS} eingestellt wird.

Der Gate-Source-Eingangskreis ist durch eine Reihenschaltung der Sperrschichtkapazität c_{gs} und dem Widerstand im Kanalbereich r_{gs} gegeben. Zusätzlich ergeben sich Kapazitäten zwischen Gate und Drain sowie Drain und Source. Die Steuerung des Drainstromes durch die Gate-Source-Spannung

wird durch die Steilheit S beschrieben, wobei die eigentliche Steuerung durch die Spannung an der Sperrschicht und damit durch U_1 erfolgt. Wenn man in Abb. 1 einen parabolischen Zusammenhang zwischen U_{GS} und I_D voraussetzt, ergibt sich für die Steilheit

$$S = \frac{2}{|U_S|} \sqrt{I_{DSS} I_D} \quad (1)$$

mit der Schwellenspannung U_S , dem Drain-Gleichstrom I_D und dem Drain-Sättigungsstrom (für $U_{GS} = 0$) I_{DSS} . Feldeffekttransistoren besitzen im Allgemeinen kleinere Steilheiten als Bipolartransistoren. Das Kleinsignal-Ersatzschaltbild nach Abb. 4 stellt bereits eine recht gute Beschreibung des *inneren* FETs dar. Eine verbesserte HF-Beschreibung zeigt Abb. 5.

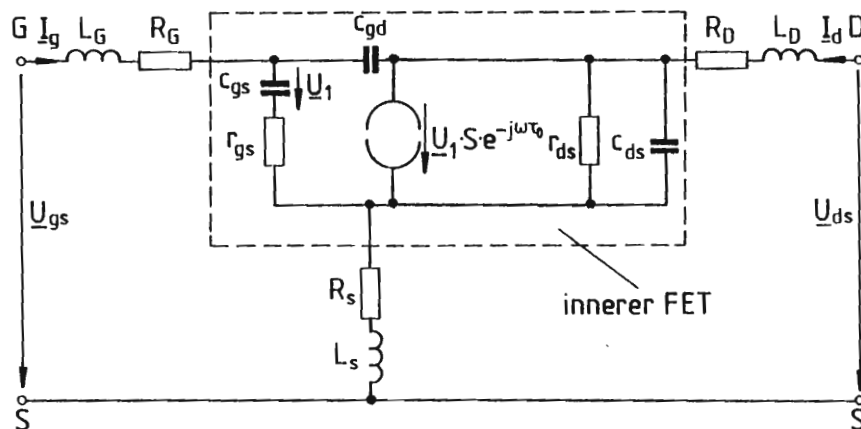


Abb. 5: Hochfrequenz-Kleinsignal-Ersatzschaltbild eines MESFETs.

Gegenüber Abb. 4 ist in Abb. 5 für den inneren FET noch berücksichtigt, dass die Stromsteuerung eine Verzögerung τ_0 aufweist. Bei genügend hohen Feldern im Kanal besitzen die Ladungsträger die Sättigungsdriftgeschwindigkeit v_s , so dass gemäß

$$\tau_0 = \frac{l}{v_s} \approx 5 \text{ ps} \cdot \frac{l}{\mu\text{m}} \text{ in n-GaAs} \quad (2)$$

gegeben ist. Zusätzlich beinhaltet Abb. 5 die Serienwiderstände R_G , R_S und R_D auf Grund von Widerständen im Halbleiter oder in den Kontakten. Die Induktivitäten L_G , L_D und L_S berücksichtigen die Zuleitungsinduktivitäten der Bonddrähte. Bei guter HF-Aufbautechnik lassen sich $L_G \approx L_D \approx 0,3 \text{ nH}$ und $L_S \approx 0,05 \text{ nH}$ erreichen, wobei insbesondere ein kleines L_S wichtig ist, um die Gegenkopplung bei hohen Frequenzen gering zu halten.

Ein **beispielhafter GaAs-MESFET** mit einer Gatelänge $l = 0,25 \mu\text{m}$ und einer Gateweite $t = 200 \mu\text{m}$ hat etwa die folgenden Parameter (M. Feng et al., *GaAs MESFET: Discrete, Power and MMIC Devices*, in M. R. Brozel et al., INSPEC, IEE, 1996):

$S = 47 \text{ mS}$	$c_{gs} = 50 \text{ fF}$	$r_{gs} = 1 \Omega$	$R_G = 6,8 \Omega$
$\tau_0 = 1,3 \text{ ps}$	$c_{gd} = 29 \text{ fF}$		$R_D = 3 \Omega$
		$r_{ds} = 130 \Omega$	$R_S = 1,4 \Omega$

4 Grenzfrequenzen

4.1 Transitfrequenz

Wie beim Bipolartransistor gibt es auch beim FET eine Transitfrequenz, bei der die Stromverstärkung zu 1 wird. Für die Kurzschluss-Stromverstärkung $\left. \frac{I_d}{I_g} \right|_{U_{ds}=0}$ gilt bei Vernachlässigung von c_{gd} nach Bild 4 (bzw. auch näherungsweise nach Bild 5)

$$\left. \frac{I_d}{I_g} \right|_{U_{ds}=0} = \frac{S}{\omega C_{gs}}, \quad (3)$$

wobei die Stromverstärkung bei der Transitfrequenz $\omega = \omega_T$ mit

$$\omega_T = \frac{S}{C_{gs}} \quad (4)$$

zu Eins wird.

Beispielsweise ergibt sich für den oben angegebenen Transistor ein $f_T = \frac{\omega_T}{2\pi} \approx 150$ GHz, was einen typischen Wert für GaAs-MESFETs mit einer Gatelänge $l = 0,25 \mu\text{m}$ darstellt. Für kürzere Gatelängen lassen sich gemäß $f_T \propto l^{-x}$ mit $x \approx 1$ für kurze Gatelängen¹ noch höhere Transitfrequenzen erreichen.

4.2 Grenzfrequenz der Leistungsverstärkung

Bei kleinen Frequenzen erfolgt die Steuerung eines FETs leistungslos, bei höheren Frequenzen jedoch spielt der Leistungsverbrauch z. B. in r_{gs} eine zunehmende Rolle, so dass die erreichbare Leistungsverstärkung mit zunehmender Frequenz abnimmt.

Wenn man zunächst vom vereinfachten Ersatzschaltbild (Bild 4) ausgeht und die Rückwirkungskapazität c_{gd} vernachlässigt bzw. kompensiert (erreichbar durch Parallelschalung einer Induktivität zwischen G und D , auch unilateraler oder rückwirkungsfreier Gewinn), ergeben sich die y -Parameter:

$$\underline{y}_{11} = \left. \frac{I_g}{U_{gs}} \right|_{U_{ds}=0} = \frac{j\omega C_{gs}}{1 + j\omega C_{gs} r_{gs}} \quad (5)$$

$$\underline{y}_{21} = \left. \frac{I_d}{U_{gs}} \right|_{U_{ds}=0} = \frac{S \cdot U_1}{U_{gs}} = \frac{S}{1 + j\omega C_{gs} r_{gs}} \quad (6)$$

$$\underline{y}_{22} = \left. \frac{I_d}{U_{ds}} \right|_{U_{gs}=0} = \frac{1}{r_{ds}} + j\omega C_{ds} \quad (7)$$

$$\underline{y}_{12} = \left. \frac{I_g}{U_{ds}} \right|_{U_{gs}=0} = 0 \quad \text{wegen} \quad c_{gd} \stackrel{!}{=} 0 \quad (8)$$

und damit die maximale Leistungsverstärkung G'_m nach Gl. (L 16) (hier eigentlich unilateraler oder rückwirkungsfreier Gewinn)

$$G'_m = \frac{|y_{21}|^2}{4\Re(y_{11})\Re(y_{22})} = \left(\frac{f_{max}}{f} \right)^2 \quad (9)$$

¹ Für größere Gatelängen ist $x \approx 2$.

mit

$$f_{max} = \frac{S}{4\pi c_{gs}} \sqrt{\frac{r_{ds}}{r_{gs}}} = \frac{f_T}{2} \sqrt{\frac{r_{ds}}{r_{gs}}} \quad (10)$$

so dass f_{max} die Frequenz bezeichnet, bei der die Leistungsverstärkung auf 1 zurückgeht. Bei vollständiger Berücksichtigung des Ersatzschaltbildes nach Bild 5 ergibt sich für f_{max} (L_S vernachlässigt, siehe Zinke-Brunwig, Bd. 2):

$$f_{max} \approx \frac{1}{4\pi \sqrt{R_S c_{gd} \tau_0 + \frac{c_{gd}}{S} R_G c_{gs} + \left(\frac{c_{gs}}{S}\right)^2 \frac{R_G + R_S + r_{gs}}{r_{ds}}}} \quad (11)$$

Mit den beispielhaften Daten des oben angegebenen MESFET ergibt sich $f_{max} \approx 135$ GHz. Für kürzere Gatelängen l lässt sich ein noch höheres f_{max} erreichen.

5 HEMTs

Noch bessere Eigenschaften im GHz-Bereich als GaAs-MESFETs weisen HEMTs (*high electron-mobility transistors*) auf. Ein HEMT – auch bezeichnet als MODFET (*modulation-doped FET*) oder TEGFET (*two-dimensional electron-gas FET*) – ist in Abb. 6 skizziert.

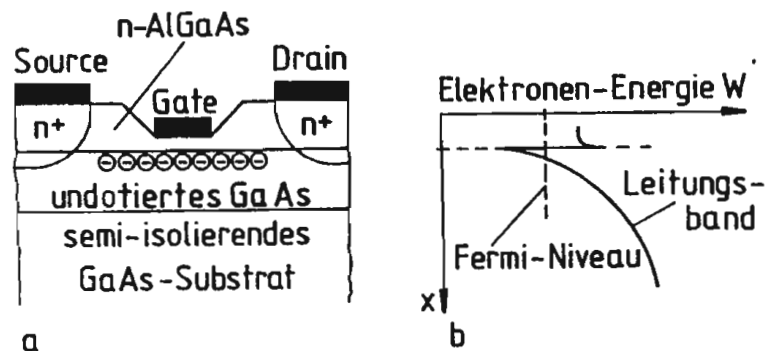


Abb. 6: High electron-mobility transistor (HEMT) – a) prinzipieller Aufbau und b) Verlauf des Leitungsbandes unterhalb des Gate-Kontakts.

Die Funktionsweise eines HEMTs beruht auf der sehr abrupten Heterogrenzfläche zwischen den Halbleitern AlGaAs und GaAs. Solche abrupten Grenzflächen sind mit modernen Epitaxieverfahren, z. B. der MBE (*molecular beam epitaxy* = Molekularstrahlepitaxie) realisierbar.

Der Kanal im HEMT bildet sich nur an der Heterogrenzfläche zwischen den Halbleitern AlGaAs und GaAs aus, wobei AlGaAs einen höheren Bandabstand als GaAs besitzt und sich so eine Diskontinuität im Verlauf des Leitungsbandes an der AlGaAs-GaAs-Grenzfläche (vgl. Abb. 6b) herausbildet. Unmittelbar an der Grenzfläche bildet sich so ein Graben im Leitungsbandverlauf (Abb. 6b) aus, wobei die Zustände unterhalb des Fermi-Niveaus im wesentlichen mit Elektronen gefüllt sind. Es entsteht so der sehr schmale (einige nm breit) Kanal. Auf Grund der sehr geringen Grabenweite in x-Richtung kann sich im quantenmechanischen Sinne bezüglich der x-Richtung (Abb. 6b) im Wesentlichen nur ein

Elektronenzustand ausbilden, so dass man statt des normalerweise drei-dimensionalen Elektronengases nur ein zwei-dimensionales Elektronengas im Kanal erhält. Dieses zwei-dimensionale Elektronengas zeichnet sich durch hohe Beweglichkeit und hohe Sättigungsdriftgeschwindigkeiten aus.

Die sich ergebende Transitfrequenz f_T ist beim HEMT ungefähr doppelt so groß wie beim GaAs-MESFET gleicher Gatelänge. Es werden auch sehr hohe Grenzfrequenzen f_{max} für die Leistungsverstärkung erzielt. Mit speziellen HEMT-Strukturen sind für eine Gatelänge $l = 0,25 \mu\text{m}$ Werte von $f_{max} \geq 350 \text{ GHz}$ erzielt worden.