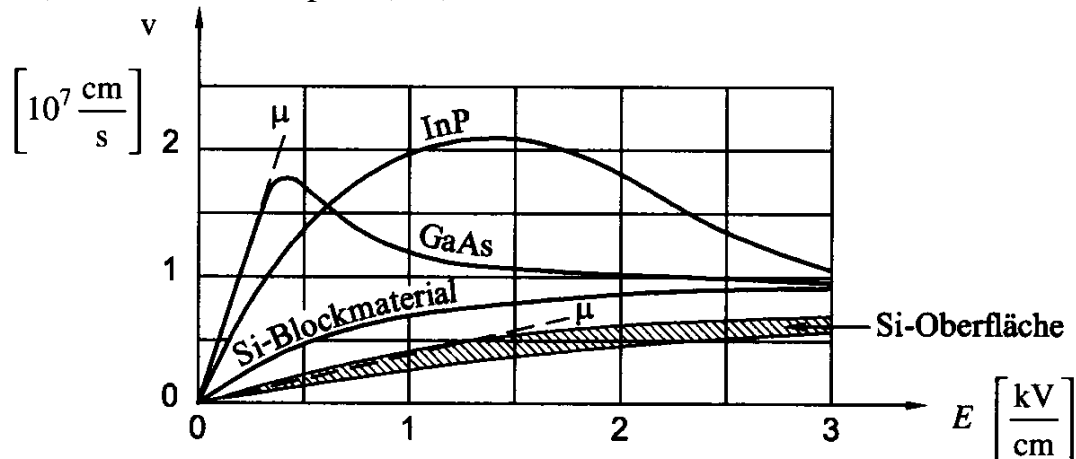


## Gallium-Arsenid-Feldeffekt-Transistoren

### Einleitung

In der MOSFET-Bauform ist die Schaltgeschwindigkeit der Transistoren durch die geringe Trägerbeweglichkeit im Kanal begrenzt. Das Bild zeigt die Trägergeschwindigkeit-Feld-Charakteristik für die Halbleiter Silizium, Gallium-Arsenid (GaAs) und Indium-Phosphid (InP).



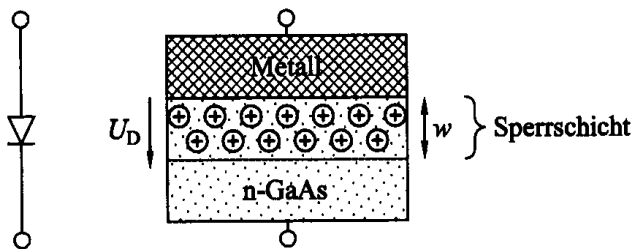
Driftgeschwindigkeit  $v$  von Elektronen in den Halbleitern Silizium,

Gallium-Arsenid (GaAs) und Indium-Phosphid (InP) in Funktion der Feldstärke  $E$ .

Die III-V-Halbleiter zeigen deutlich höhere Beweglichkeiten und höhere maximale Driftgeschwindigkeiten als Silizium. In Feldeffekt-Transistoren, bei denen die Beweglichkeit und die maximale Driftgeschwindigkeit für das HF-Verhalten ausschlaggebend sind, ermöglichen III-V-Halbleiter eine Steigerung der Transitfrequenz  $f_T$  und der maximalen Oszillationsfrequenz  $f_{max}$ . Allerdings zeigt keiner der III-V-Halbleiter ein Oxid von der Qualität von  $\text{SiO}_2$ , die Bauform der III-V-Feldeffekt-Transistoren weicht daher erheblich von der MOS-Struktur ab.

### Aufbau und Funktionsweise von Gallium-Arsenid-Feldeffekttransistoren

Aufbau und Funktionsweise von Gallium-Arsenid-Feldeffekt-Transistoren GaAs-FET basieren wesentlich auf der Schottky-Diode. Die Schottky-Diode ist ein Metall-Halbleiterkontakt, der sich auf n-dotiertem GaAs sehr gut realisieren lässt. Der ideale Schottky-Kontakt zeigt, wenn er in Sperrrichtung gespeist ist, ähnliche Eigenschaften wie ein p-n-Kontakt mit sehr hoch dotierter p-Zone, ist aber ein Majoritätsträgerbauelement und zeigt keine Minoritätsträger-Speichereffekte.



Die Dicke der Sperrschicht und deren Kapazität beträgt

$$w = w_0 \sqrt{1 - \frac{U_D}{\Phi_B}} \quad \text{mit} \quad w_0 = \sqrt{\frac{2\epsilon\Phi_B}{qN_D}} \quad w_0: \text{Sperrschichtdicke bei } U_D = 0;$$

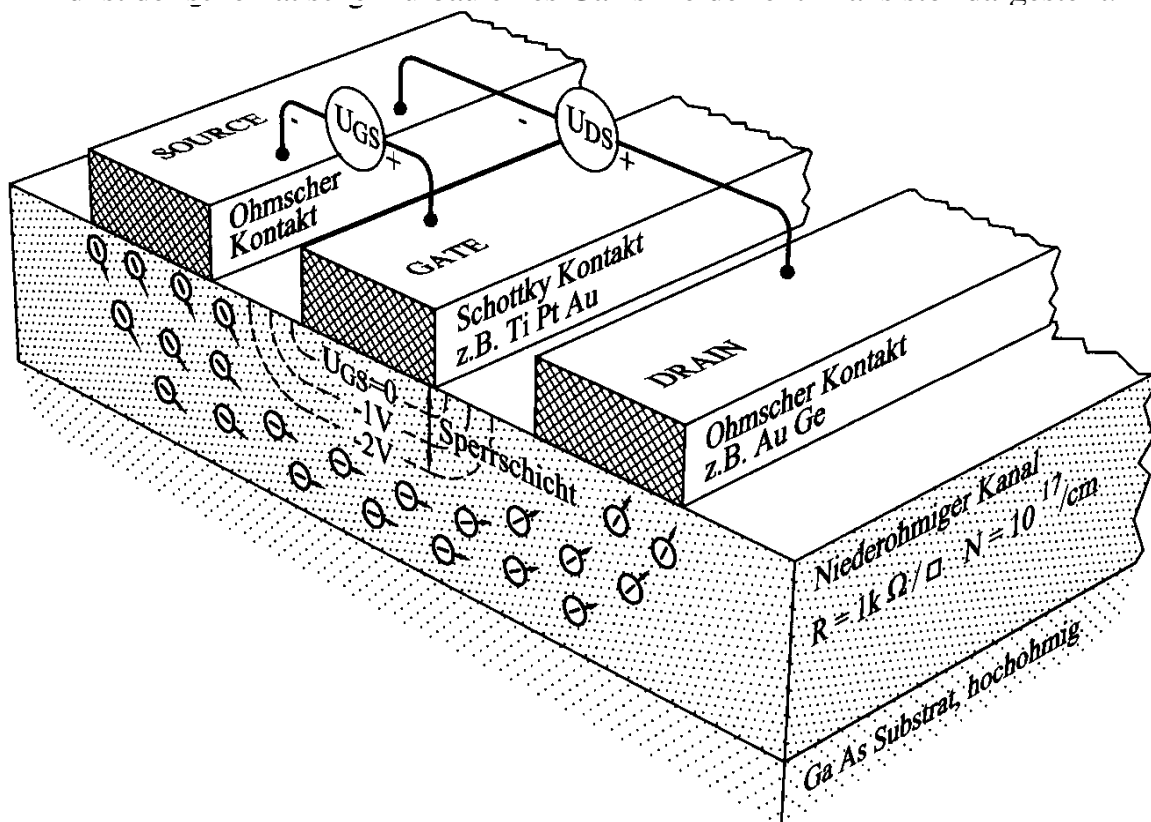
$\Phi_B$ : Barrierenhöhe des Metall-Halbleiterkontaktes,  $\Phi_B(\text{GaAs}) = 0.6 \dots 0.8 \text{ V}$

$\epsilon$ : Dielektrizitätskonstante des Halbleiters,  $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$ ,  $\epsilon_r(\text{GaAs}) = 13.1$

$q$ : Elementarladung;  $N_D$ : Dotierungsdichte

$$C_S = \frac{\epsilon A}{w}$$

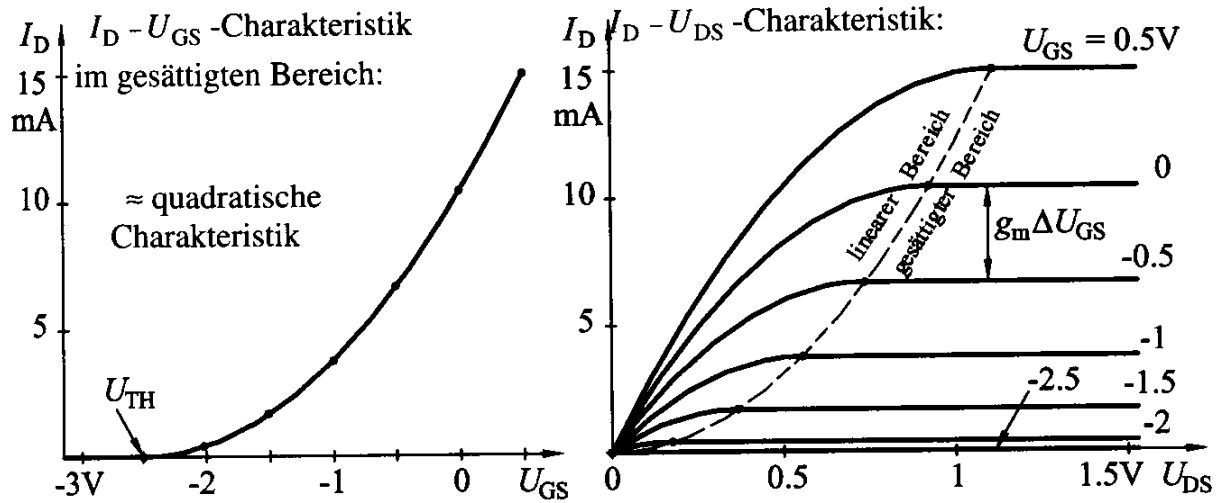
Im Bild ist der schematische Aufbau eines GaAs-Feldeffekt-Transistor dargestellt.



Schematischer Aufbau des Gallium-Arsenid-Feldeffekt-Transistors.

Mit der steuerbaren Dicke der Raumladungszone unter der Gate-Elektrode wird die Leitfähigkeit des Kanals und damit der Strom im Kanal gesteuert.

Er funktioniert im wesentlichen wie MOS-Feldeffekttransistoren auch. Die folgenden Diagramme zeigen das prinzipielle Drainstromverhalten in Abhängigkeit von den Spannungen  $U_{DS}$  zwischen Drain und Source und  $U_{GS}$  zwischen Gate und Source.

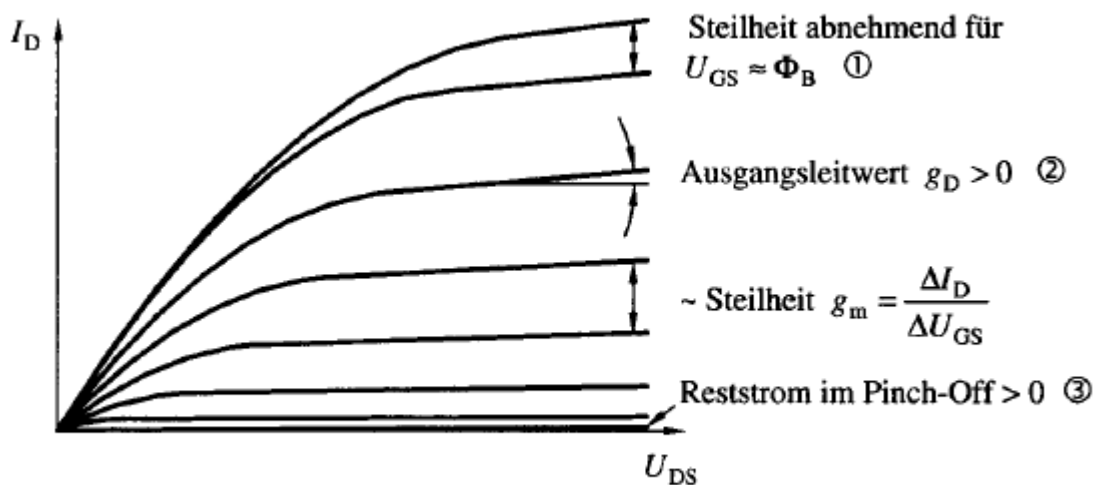


Idealisierte  $I_D - U_{GS}$ - und  $I_D - U_{DS}$ -Charakteristik des MESFET.

Die Kennlinien beruhen auf den Überlegungen des Shockleyschen Modells, treffen aber die Wirklichkeit nicht besonders genau.

### Grenzen des idealen MESFET-Modells, Kurzkanaleffekte, CAD-Modelle

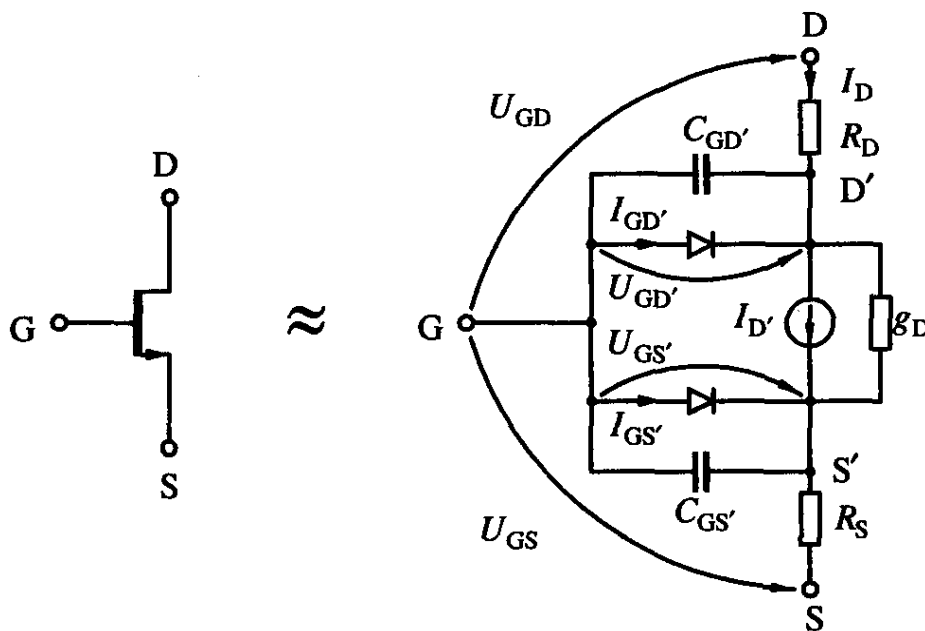
Das vorgestellte MESFET-Modell ist, wie jedes Modell, eine vereinfachte Darstellung der wirklichen Phänomene. Beim MESFET wurden mit dem Shockley-Modell einige "realitätsfremde" Vereinfachungen vorgenommen. Im Folgenden sollen die Nichtidealitäten, die sich beim realen MESFET zeigen, betrachtet und andere, für CAD-Anwendungen geeignetere Modelle eingeführt werden. Das Bild zeigt die typischen Merkmale einer  $I_D (U_{DS})$ -Charakteristik für einen MESFET mit kurzem Kanal.



Typische  $I_D (U_{DS})$ -Charakteristik für einen MESFET mit kurzem Kanal.

- 
- The diagram illustrates the internal structure of a MOSFET. It shows a cross-section with three main regions: SOURCE, GATE, and DRAIN. Below these is a channel (Kanal) and a substrate (Substrat). A depletion layer (Sperrschicht) is located under the gate. Resistors  $R_S$  and  $R_D$  are shown in the source and drain regions. Arrows indicate the flow of electrons from the source to the drain. Labels 1, 2, and 3 point to the gate, the channel, and the substrate respectively.

In den Modellen der meisten Analyseprogramme werden diese Effekte mit genügender Genauigkeit erfaßt.



Im einfachsten Fall wird der Gatekontakt mit der Fläche  $F$  zur Hälfte der drainseitigen Diode und zur Hälfte der sourceseitigen Diode zugeteilt. Dabei sind die Ströme und die zugehörigen Sperrschichtkapazitäten:

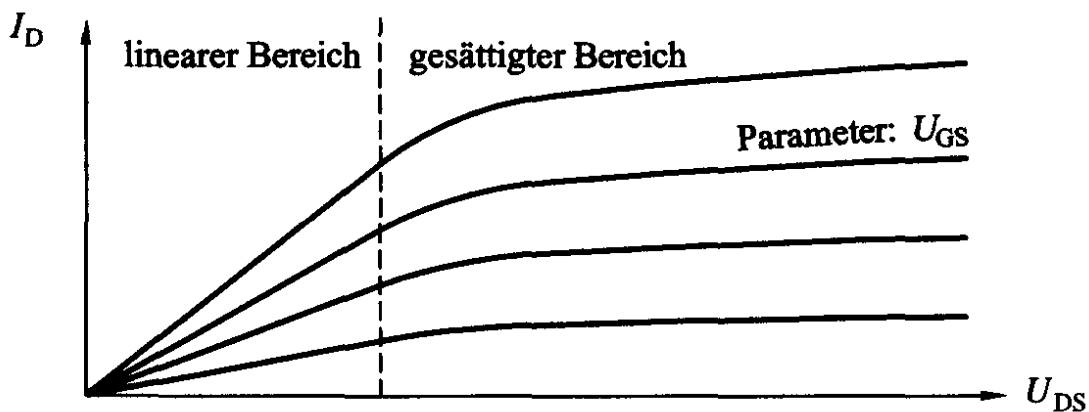
$$I_{GS'} = \frac{F \cdot I_{S'}}{2} \left( e^{U_{GS'}/nU_T} - 1 \right), C_{GS'} = \frac{F \cdot C'_0}{2} \left( 1 - \frac{U_{GS'}}{\Phi_B} \right)^{-\frac{1}{2}}$$

$$I_{GD'} = \frac{F \cdot I_{S'}}{2} \left( e^{U_{GD'}/nU_T} - 1 \right), C_{GD'} = \frac{F \cdot C'_0}{2} \left( 1 - \frac{U_{GD'}}{\Phi_B} \right)^{-\frac{1}{2}}$$

Für die Darstellung der  $I_D(U_{GS'}, DU_{D'S'})$  - Charakteristik wurden im Laufe der Entwicklung der *FET-Modelle* verschiedene Approximationen vorgeschlagen. Ein heute verbreitetes Modell ist das Statz-Modell mit der folgenden Charakteristik:

$$I_D = \underbrace{\frac{\beta(U_{GS} - U_{TH})^2}{1 + \theta(U_{GS} - U_{TH})}}_{1.} \cdot \underbrace{\left( 1 - \left( 1 - \frac{\alpha U_{DS}}{3} \right)^3 \right)}_{2.} \underbrace{(1 + \lambda U_{DS})}_{3.} \quad \text{für } 0 < U_{DS} < \frac{3}{\alpha}$$

$$\text{und} \quad I_D = \frac{\beta(U_{GS} - U_{TH})^2}{1 + \theta(U_{GS} - U_{TH})} (1 + \lambda U_{DS}) \quad \text{für } U_{DS} > \frac{3}{\alpha}$$



Kennlinienfeld des MESFET nach dem Statz-Modell.

In der Modellgleichung bestimmt der Term 1. die Charakteristik im gesättigten Bereich, der Term 2. beschreibt den Übergang vom linearen zum gesättigten Bereich und der Term 3. bestimmt den Leitwert im gesättigten Bereich.

Die Parameter haben folgende Bedeutung:

$\beta$  : bestimmt wesentlich die Steilheit  $g_m$ .

$Q$  : Anpassfaktor, der die Abweichung von einer idealen quadratischen  $I_D(U_{GS})$  - Charakteristik bestimmt.

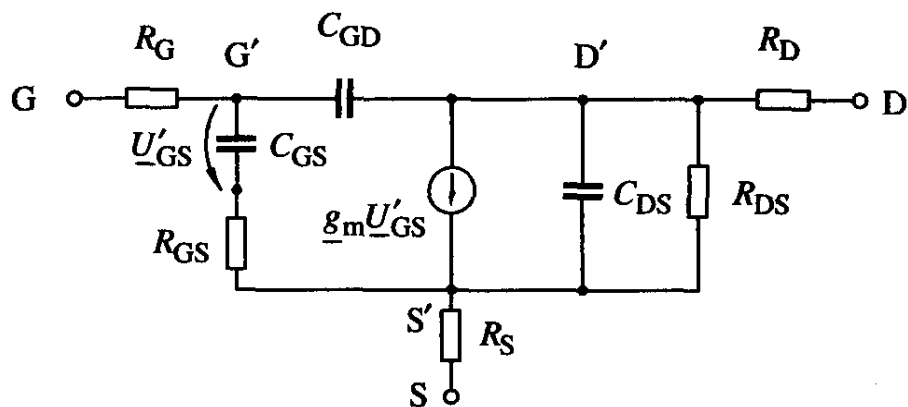
$U_{TH}$ : Schwellenspannung

$\alpha$ : bestimmt den Wert der Drainspannung, bei der der lineare Bereich in den gesättigten übergeht.

$\lambda$ : bestimmt den Ausgangsleitwert  $\frac{dI_D}{dU_{DS}}$  im gesättigten Bereich.

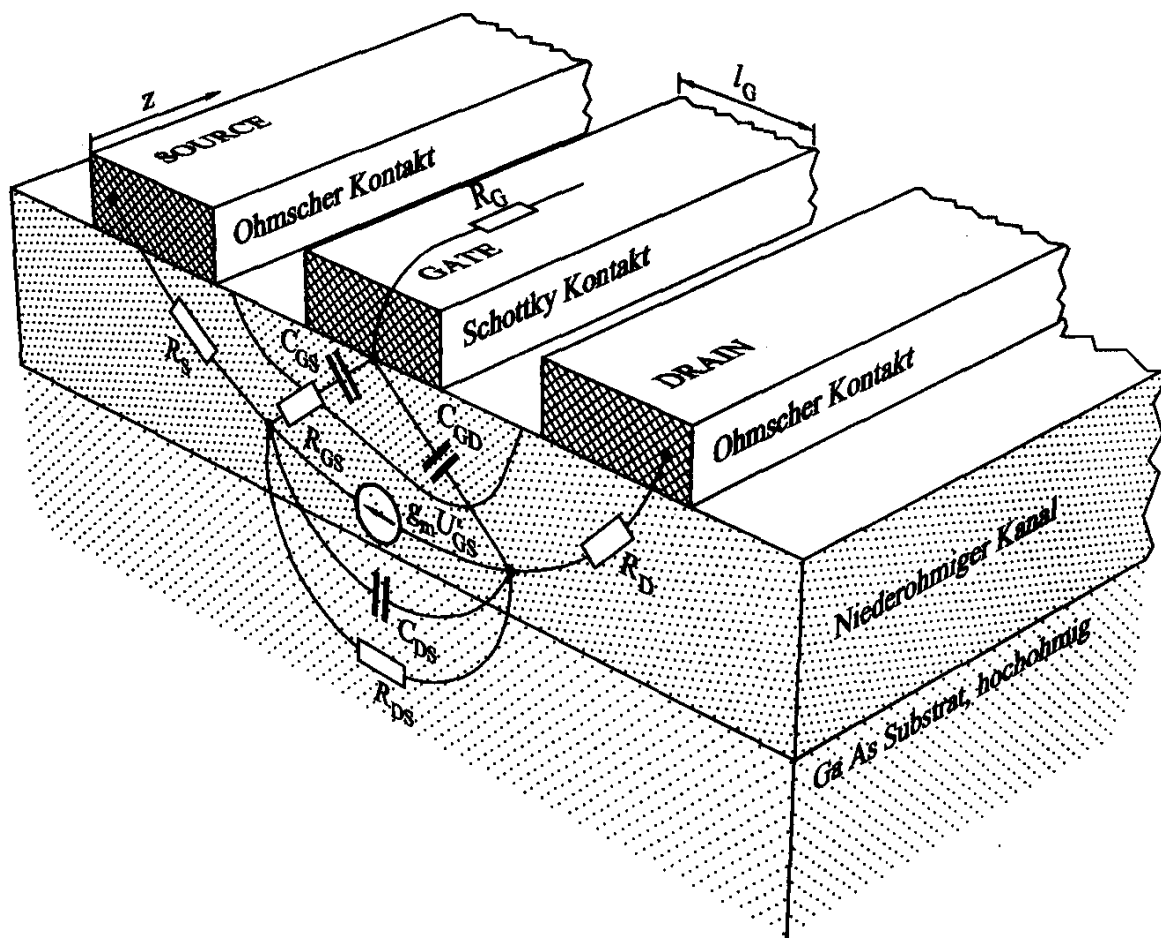
### Kleinsignaleigenschaften des MESFET

Das Kleinsignalersatzschaltbild des MESFET lässt sich aus dem oben eingeführten Großsignalmodell ermitteln. Das Bild zeigt das Kleinsignalersatzschaltbild der *MESFET-Struktur* in der üblichen Darstellung.



Kleinsignalersatzschaltbild der MESFET-Struktur.

Das folgende Bild zeigt die räumliche Zuordnung der Elemente:

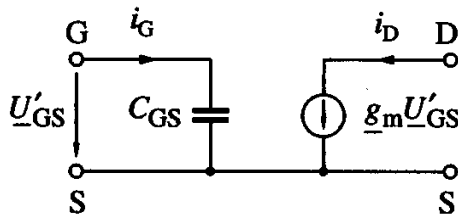


In Ergänzung zum vorgestellten Modell wird hier der Widerstand der Gatemetallisierung  $R_G$  berücksichtigt. Ebenso wird die endliche Laufzeit der Träger im Kanal als Verzögerungszeit  $t_0$ , in der Steilheit  $\underline{g}_m$  eingeführt:

$$\underline{g}_m = g_{m0} \cdot e^{-j\omega t_0}$$

Der Betrag der Steilheit  $g_{m0}$  kann, meist mit guter Näherung als frequenzunabhängig angenommen werden.

Zur Abschätzung der wesentlichen Hochfrequenzeigenschaften des MESFET reduzieren wir das Ersatzschaltbild auf die zwei wichtigsten Elemente, nämlich die Gate-Sourcekapazität  $C_{GS}$  und die gesteuerte Stromquelle  $\underline{g}_m \cdot U'_{GS}$ .



Vereinfachtes MESFET-Ersatzschaltbild zur Bestimmung der Transitfrequenz  $f_T$ .

Wie beim Bipolartransistor bestimmen wir  $f_T$  als diejenige Frequenz, bei der die Kurzschlußstromverstärkung auf den Wert 1 abgefallen ist:  $i_D / i_G = 1$

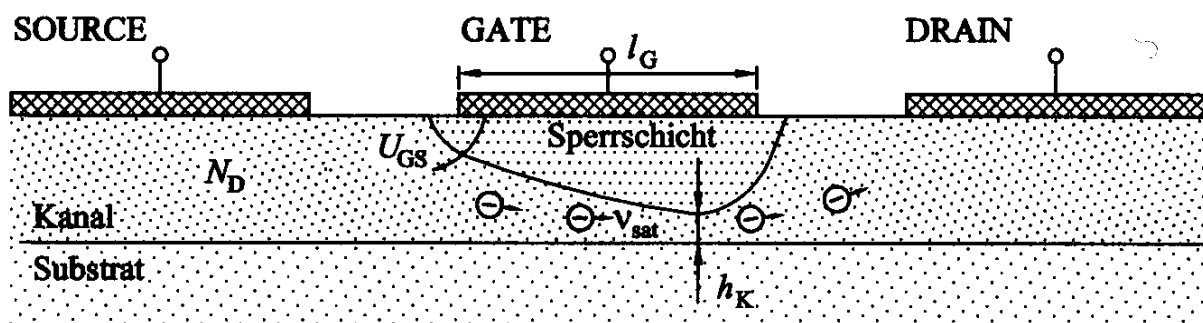
Bei kurzgeschlossenem Ausgang gilt dann:

$$i_G = w_T \cdot C_{GS} \cdot U'_{GS} = i_D = g_m \cdot U'_{GS}$$

und damit

$$f_T = \frac{w_T}{2p} = \frac{g_m}{2p \cdot C_{GS}} \approx \frac{g_{m0}}{2p \cdot C_{GS}}$$

Die Transitfrequenz kann mit einem einfachen Modell auf elementare Parameter des MESFET zurückgeführt werden. Dieses Modell ist im folgenden Bild dargestellt.



#### Vereinfachtes MESFET-Modell zur Bestimmung des Zusammenhangs zwischen Transitfrequenz und Trägerlaufzeit im Kanal.

Es wird dabei angenommen, dass im gesättigten Betrieb alle Träger im Kanal die Sättigungsgeschwindigkeit  $v_{sat}$  aufweisen, und dass im Bereich des Gates der Länge  $l_G$  die mittlere Kanalhöhe  $h_K$  ist.

Die Elektronenlaufzeit  $t_K$  durch den Kanal beträgt damit  $t_K = \frac{l_G}{v_{sat}}$

$$I_D = q \cdot h_K \cdot N_D \cdot z \cdot v_{sat} \approx \frac{q \cdot h_K \cdot N_D \cdot z \cdot l_G}{v_{sat}}$$

Der Drainstrom ist

mit:  $z = \text{Kanalbreite}$

Dabei entspricht das Produkt  $q \cdot h_K \cdot N_D \cdot z \cdot l_G$  der Ladung der Elektronen im Kanal  $Q_K$ . Die Kanalladung  $Q_K$  wird mit der Gatespannung  $U_{GS}$  gesteuert. Eine Änderung der Gatespannung um  $\Delta U_{GS}$  bewirkt eine Änderung der Kanalladung um  $\Delta Q_K$ :

$$\Delta Q_K = C_{GS} \cdot \Delta U_{GS}$$

Eine Änderung der Gatespannung um  $\Delta U_{GS}$  bewirkt ebenso eine Änderung des

Drainstromes um  $\Delta I_D$ :

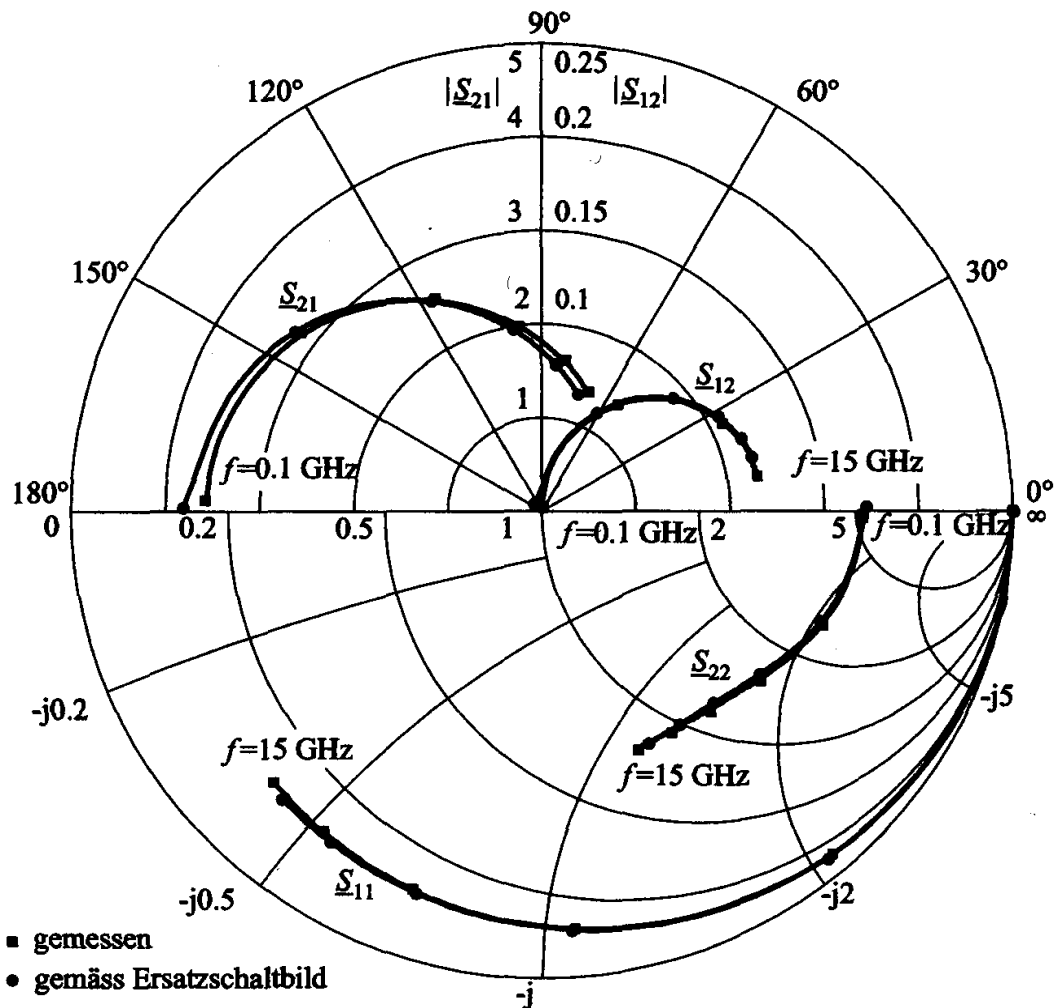
$$\Delta I_D = g_m \cdot \Delta U_{GS} = \frac{\Delta Q_K}{t_K}$$



Wir finden damit für die Transitfrequenz  $f_T$ : 
$$f_T = \frac{g_m}{2p \cdot C_{GS}} = \frac{1}{2p \cdot t_K} = \frac{v_{sat}}{2p \cdot l_G}$$

Nach diesem einfachen Modell ist die Transitfrequenz  $f_T$  also umgekehrt proportional zur Trägerlaufzeit durch den Kanal  $t_K$ .

Das folgende Beispiel zeigt, dass dieses Modell eine recht genaue Beschreibung des Hochfrequenzverhaltens eines typischen GaAs-MESFET erlaubt. Bei einer Gatelänge  $l_G = 1 \mu\text{m}$  und maximaler Driftgeschwindigkeit  $v = 1.5 \cdot 10^6 \text{ cm/s}$  ist die Laufzeit durch den Kanal  $t_K = 6.7 \text{ ps}$  und die Transitfrequenz  $f_T = 24 \text{ GHz}$ , was den besten experimentell ermittelten Werten entspricht. Im Bild sind als Beispiel die gemessenen und die mit einem Kleinsignalersatzschaltbild approximierten S-Parameter eines MESFET dargestellt.



Figur 1.44 Gemessene und mit einem Kleinsignalersatzschaltbild modellierte S-Parameter eines GaAs-MESFET im Frequenzbereich 0.2 ... 15 GHz.

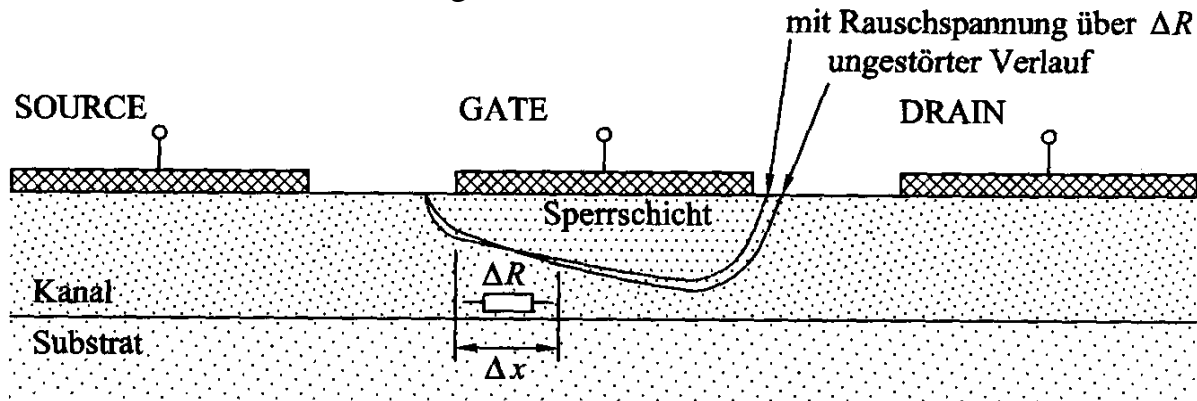
MESFET: TriQuint G-FET, Gatebreite: 300  $\mu\text{m}$ , Gatelänge: 0.6  $\mu\text{m}$ ,  $U_{TH} = -2.5 \text{ V}$ .

Die Parameter des Ersatzschaltbildes des GaAs-MESFET TriQuint G-FET sind

$U_{TH} = -2.5\text{ V}$  , Gate-Dimensionen:  $(0.6 \cdot 300)\text{ }\mu\text{m}$  ,  $R_D = 0.2\text{ }\Omega$  ,  
 $R_{DS} = 250\text{ }\Omega$  ,  $R_G = 2.2\text{ }\Omega$  ,  $R_{GS} = 1.2\text{ }\Omega$  ,  $R_S = 2\text{ }\Omega$  ,  $C_{DS} = 82\text{ fF}$   
 $C_{GD} = 39\text{ fF}$  ,  $C_{GS} = 410\text{ fF}$  ,  $g_m = 47\text{ mS}$  ,  $\tau_o = 2.8\text{ ps}$  ,  $C_{GS}/g_m = 8.7\text{ ps}$   
 Zuleitungsinduktivitäten:  $L_D = 32\text{ pH}$  ,  $L_G = 22\text{ pH}$  ,  $L_S = 1\text{ pH}$

### Rauscheigenschaften des MESFET

Mit dem Shockley-Modell wurde gezeigt, daß die Steuerungseigenschaften des MESFET durch den Kanalleitwert und die Modulation der Kanalhöhe mit der Gatespannung bestimmt werden. Diese beiden Effekte sind auch für die Rauscheigenschaften des intrinsischen MESFET verantwortlich. Im Bild ist die Wirkung des Kanalrauschens schematisch dargestellt.



**Rauschverhalten des MESFET.** Das thermische Rauschen im Kanal bewirkt eine Modulation der Sperrschicht und damit eine Fluktuation des Drainstroms.

Im Kanal bewegen sich die Träger unter dem Einfluss eines elektrischen Feldes. Die Beweglichkeit der Träger wird dabei durch verschiedene Streuprozesse bestimmt. Die Streuprozesse unterliegen statistischen Schwankungen und jedes Element  $\Delta x$  des Kanals zeigt im Wesentlichen das bei Widerständen bekannte thermische Rauschen mit dem Rauschspannungsquadrat  $\langle u^2 \rangle$

$$\langle u^2 \rangle = 4kT\Delta R\Delta f$$

Diese an jedem Ort des Kanals erzeugte Rauschspannung bewirkt eine Veränderung des Sperrschichtverlaufes gegenüber dem rauschfreien Fall. Die fluktuierende Sperrschichtgrenze bewirkt eine Schwankung des Drainstromes. Diese vom Kanalrauschen verursachte Drainstromänderung kann mit einer Rauschstromquelle  $\langle i_{nD}^2 \rangle$  auf der Drainseite dargestellt werden:

$$\langle i_{nD}^2 \rangle = 4kT\Delta f g_m P, \text{ mit } P \gg 0,5 \dots 1$$

Mit der Fluktuation der Sperrschichtgrenze ist eine Änderung der Gesamtladung im Kanalbereich verbunden. Die Ladungsänderung unter dem Gatekontakt muß

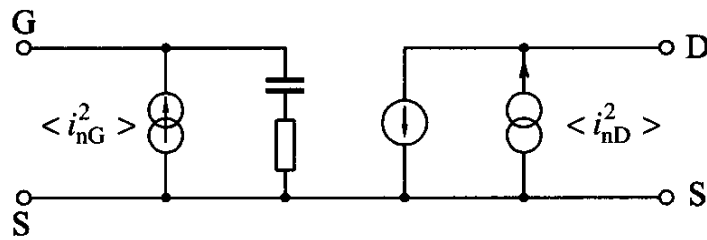
gleichzeitig durch eine Ladungsänderung mit umgekehrtem Vorzeichen auf der Gatemetallisierung kompensiert werden. Diese fluktuierende Gateladung kann mit einer Rauschstromquelle mit dem Rauschstromquadrat  $\langle i_{nG}^2 \rangle$  auf der Gateseite

dargestellt werden:

$$\langle i_{nD}^2 \rangle = 4kT\Delta f \frac{w^2 \cdot C_{GS}^2}{g_m} R \quad \text{mit } R \gg 0,1 \dots 0,3$$

Die beiden Rauschströme  $\langle i_{nD}^2 \rangle$  und  $\langle i_{nG}^2 \rangle$  haben die gleiche Ursache, nämlich das thermische Rauschen im Kanal. Es ist daher naheliegend, daß sie eine Korrelation aufweisen. Da die Kopplung auf das Gate kapazitiv erfolgt, ist der

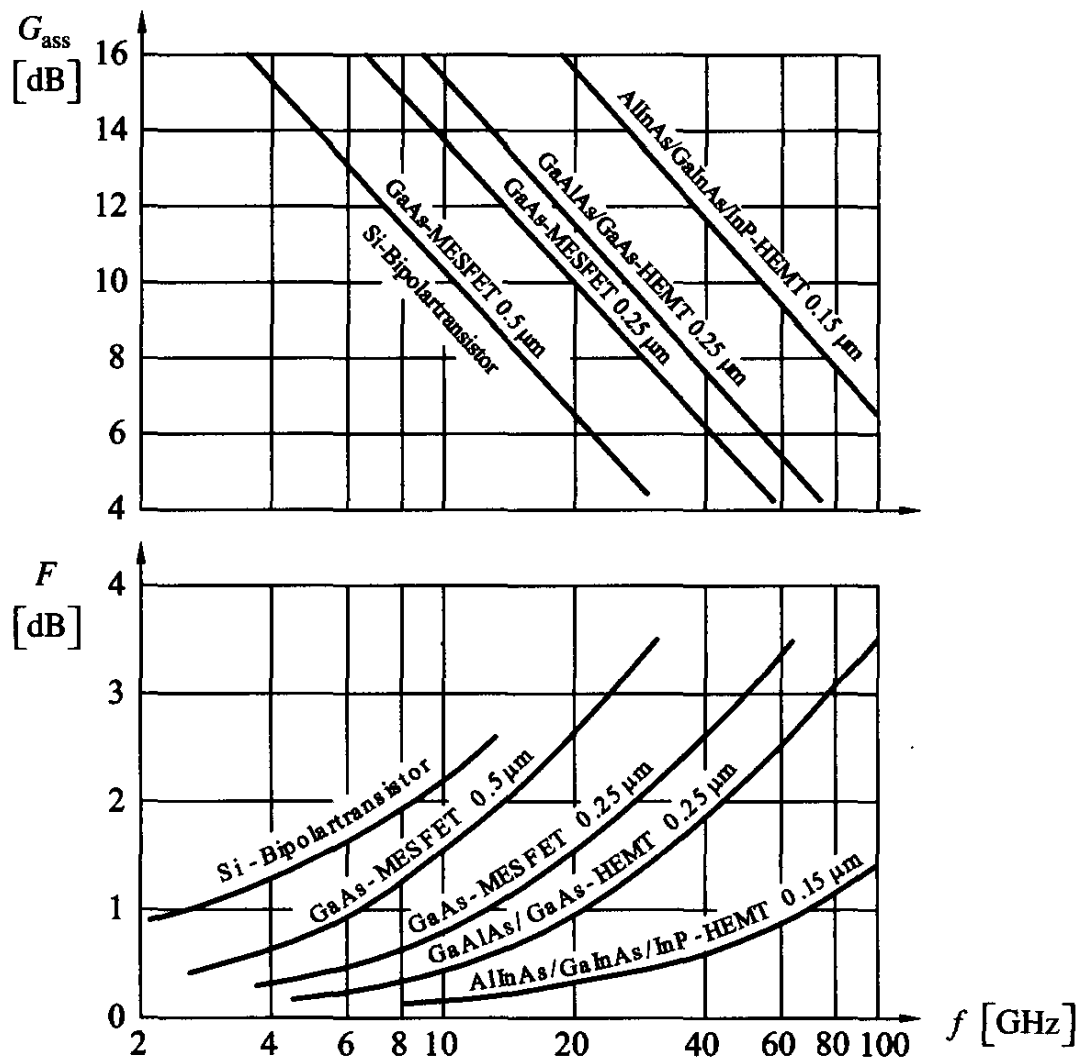
Korrelationsfaktor  $r$  rein imaginär:  $r = \frac{\langle i_{nG}^* i_{nD} \rangle}{\sqrt{\langle i_{nG}^2 \rangle \langle i_{nD}^2 \rangle}} = jC$  mit  $C \gg 0,4 \dots 0,8$ .



Rauschersatzschaltbild des intrinsischen MESFET.

Wie im Fall des Bipolartransistors müssen für eine vollständige Darstellung des Rauschens auch die thermischen Rauschquellen der parasitären Zuleitungswiderstände und 1/f-Rauschquellen berücksichtigt werden. Das 1/f-Rauschen erscheint hauptsächlich im Kanalbereich mit den höchsten Feldstärken, d.h. auf der Drainseite des Kanals. Es kann daher mit einer 1/f-Rauschquelle parallel zur  $\langle i_{nD}^2 \rangle$ -Rauschquelle modelliert werden.

Der GaAs-MESFET ist ein ausgesprochen rauscharmes Mikrowellenbauelement. Dank dieser Eigenschaft wird es namentlich in Eingangsstufen von Funkstrecken eingesetzt. Da mit Ausnahme der 1/f-Rauschquelle alle Rauschursachen thermischer Natur sind, **kann das MESFET-Rauschen mit Kühlung noch verbessert werden**. Kühlung bis zu Temperaturen von 15 K wird bei Empfängern mit höchsten Rauschansprüchen, z.B. in der Radioastronomie verwendet.



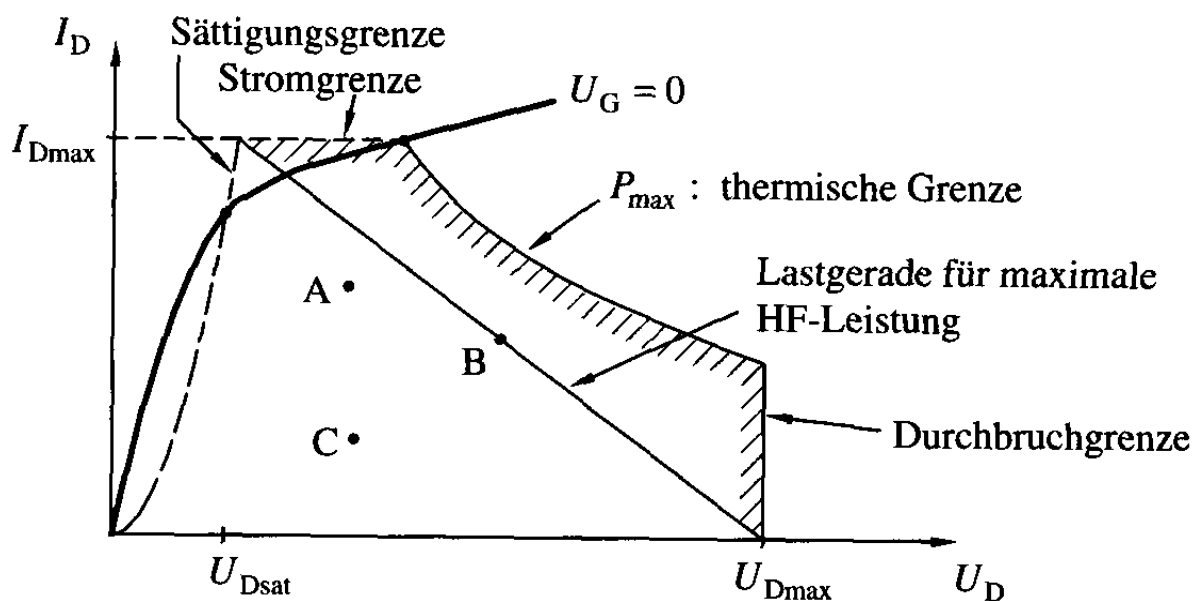
Rauschzahl  $F$  und zugehörige Leistungsverstärkung  $G_{\text{ass}}$  der Mikrowellenhalbleiterbauelemente Silizium-Bipolartransistor, GaAs-MESFET, GaAs-HEMT und AlInAs/GaInAs/InP-HEMT.

### GaAs-MESFET-Leistungstransistoren

GaAs-MESFET für kleine Leistungen weisen Gatebreiten bis zu ca. 300  $\mu\text{m}$  auf. Leistungstransistoren verlangen große Gatebreiten und gleichzeitig möglichst hohe Betriebsspannungen. Leistungstransistoren mit Gatebreiten von  $> 10 \text{ mm}$  lassen Drainströme im Bereich bis zu 10 A zu, die zulässige Drainspannung liegt im Bereich 15...20 V. Aus diesen Größen ist ersichtlich, dass Leistungstransistoren niederohmig sind, was beim Schaltungsentwurf im Gigahertzbereich mit typischen Impedanzpegeln im 50  $\Omega$  -Bereich entsprechende Anpassungen nach sich zieht.

Bei Leistungstransistoren werden gegenüber den Transistoren mit niedrigen Signal- und Verlustleistungen folgende zusätzliche Forderungen gestellt:

- (1) Der maximal zulässige Drainstrom  $I_D$  und die Draindurchbruchspannung  $U_{Dmax}$  sollen genügend hoch sein.
- (2) Der thermische Widerstand zwischen den Transistorchip und dem Gehäuse bzw. dem Kühlkörper soll möglichst gering sein.
- (3) Die Sättigungsspannung  $U_{Dsat}$ , d.h. die minimale Drainspannung für gesättigten Betrieb soll möglichst gering sein.
- (4) Das Kennlinienfeld im gesättigten Bereich soll möglichst linear sein.



**Kennlinienfeld eines Leistungs-MESFET mit Begrenzungen durch** Maximalstrom  $I_{Dmax}$ , Durchbruchspannung  $U_{Dmax}$  und maximale Verlustleistung  $P_{max}$ . Die Punkte A, B und C entsprechen den Arbeitspunkten für maximale Verstärkung, maximale HF-Ausgangsleistung im Klasse A-Betrieb und minimales Rauschen.

Nach Forderung (1) wird der maximal zulässige Drainstrom  $I_{Dmax}$  durch die Kontaktmetallisierung der Ohmschen Source- und Drainkontakte bestimmt. Durch geeignet grossflächige Kontakte kann die Stromdichte in Grenzen gehalten werden.

Der Durchbruchspannung  $U_{Dmax}$  sind Grenzen gesetzt, die von den Materialeigenschaften gegeben sind. Unter besten Bedingungen werden bei GaAs-MESFETs Durchbruchspannungen von ca. 20 V erreicht.

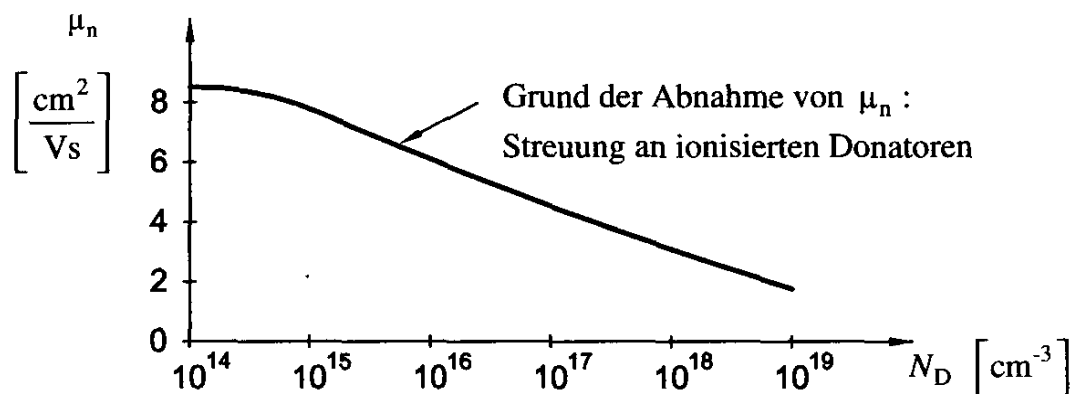
Die Forderung (3) nach hoher Verlustleistung verlangt einen sehr guten Wärmekontakt zwischen dem Transistorchip, dem Gehäuse und dem Kühlkörper. Für die Transistorlebensdauer als Funktion der Betriebstemperatur gilt ein

ähnlicher Zusammenhang wie bei den beschriebenen Leistungsbipolartransistoren.

Zu (4) ist zu sagen, daß bei einem linearisierten Kennlinienfeld und einer resistiven Lastgeraden maximale HF-Leistung erzielt werden kann. Die Linearisierung läßt sich mit einer speziellen vergrabenen Kanaldotierung erreichen. Der Wirkungsgrad einer solchen HF-Stufe liegt bei ca 30%.

## High Electron Mobility Transistor – HEMT

- Die Transistfrequenz  $f_T$  des GaAs-MESFET ist direkt mit der Laufzeit  $\tau_K$  durch den Kanal verknüpft. Für eine weitere Steigerung der Transistfrequenz müßte bei gegebenem Materialsystem mit der Kanallänge auch die Vertikalstruktur reduziert und die Kanaldotierung erhöht werden, um Kurzkanaleffekte zu vermeiden. Gerade dieser Gesamtskalierung des MESFET sind aber Grenzen gesetzt.
- Mit erhöhter Dotierung ergeben sich folgende zwei Probleme:
  1. die Elektronenbeweglichkeit und die maximale Driftgeschwindigkeit nehmen ab,
  2. die Qualität des Schottky-Kontaktes nimmt ab, d.h. das Gate zeigt einen hohen Sperrstrom und eine reduzierte Barrierenhöhe.



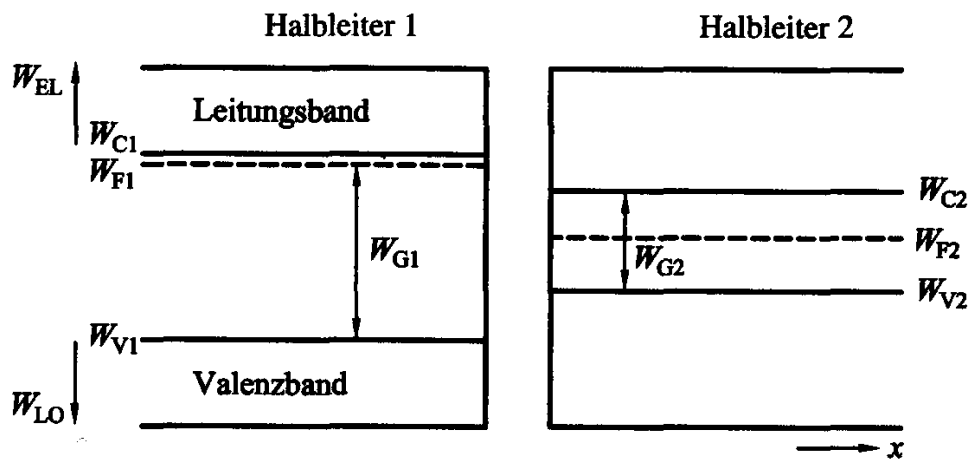
Elektronenbeweglichkeit in GaAs  $\mu_n$  in Funktion der Dotierungsdichte  $N_D$ .

- Für eine FET-Struktur mit möglichst guten Hochfrequenzeigenschaften wären also folgende Kanaleigenschaften erwünscht:
  - der Ladungstransport sollte in einer dünnen Zone mit hoher Elektronenkonzentration erfolgen (keine Kurzkanaleffekte).
  - diese Zone sollte frei von Donatoratomen sein, damit (hohe Elektronenbeweglichkeit).
- Diese scheinbar widersprüchlichen Forderungen lassen sich mit einem Heterokontakt (unterschiedlichen Bandlücken) erfüllen.

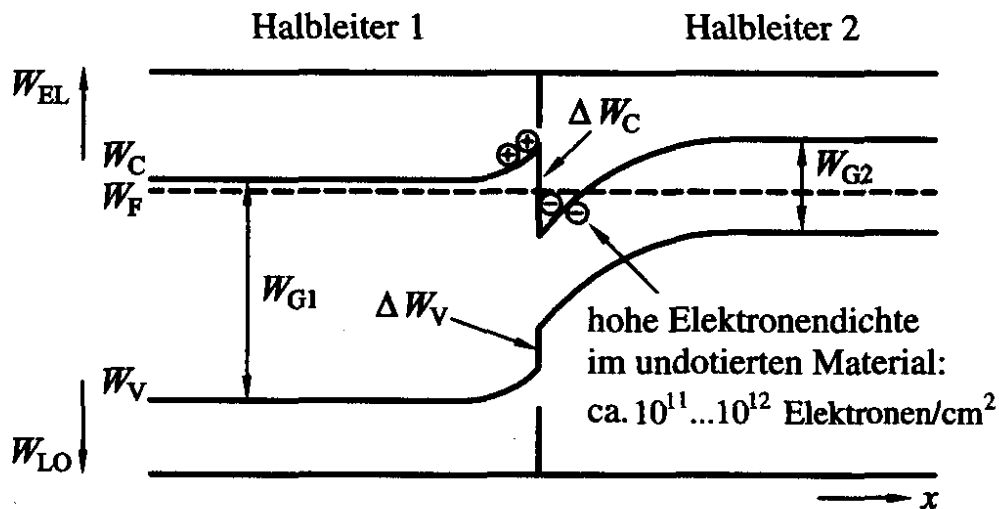
## HEMT-Heterokontakt

Für das Verhalten des Kontaktes im HEMT spielt die Verteilung der Träger eine entscheidende Rolle; sie soll hier genauer betrachtet werden.

Wir gehen von zwei Halbleiterblöcken aus, von denen der eine, z.B. Gallium-Aluminium-Arsenid eine relativ hohe Donatordotierung und eine Bandlücke  $W_{G1}$  aufweist, der zweite, Gallium-Arsenid, undotiert ist und eine Bandlücke  $W_{G2} < W_{G1}$  aufweist.



Werden die beiden Blöcke in kristallographisch perfekten Kontakt gebracht, stellt sich ein im nächsten Bild dargestelltes Banddiagramm ein.



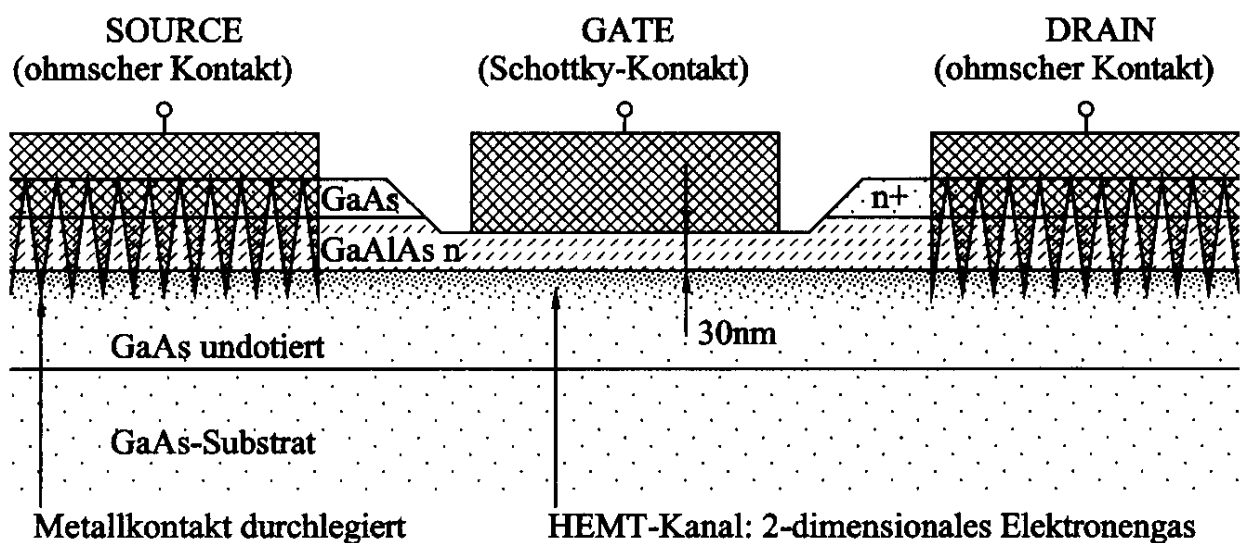
Banddiagramm des Heterokontaktes mit perfektem Kontakt.

- Dank der Banddiskontinuität bildet sich im intrinsischen Material eine dünne Zone mit Elektronenanreicherung aus (zweidimensionales Elektronengas 2DEG).

- Auf der Seite des n-dotierten Materials erscheint, wie bei einem Homokontakt, eine unbewegliche positiv geladene Raumladung, herrührend von den ionisierten Donatoratomen.
- Wir haben mit dieser Struktur die Forderung nach der örtlichen Trennung der Elektronen des Kanals von den Donatoratomen erfüllt.
- Damit die Leitfähigkeit der 2DEG-Schicht genügend hoch wird, muss hier eine Konzentration von  $10^{11} \dots 10^{12}$  Elektronen/cm erreicht werden.
- Diese 2DEG-Schicht kann nun als Kanal in einem FET verwendet werden. Die entsprechenden FETs sind unter den Namen HEMT (high electron mobility transistor) bekannt.
- HEMTs sind heute als Einzelbauelemente und in integrierten Schaltungen auf der Basis des Materialsystems GaAlAs auf GaAs erhältlich und einige Firmen bieten HEMT-Foundry-Prozesse für die kundenspezifische Realisierung von MMICs an.

### Aufbau und Funktionsweise des HEMTs

Zur wirksamen Steuerung der Ladungskonzentration im Kanal wird ein Schottkykontakt verwendet, der auf der n-dotierten GaAlAs-Schicht aufgebracht ist.

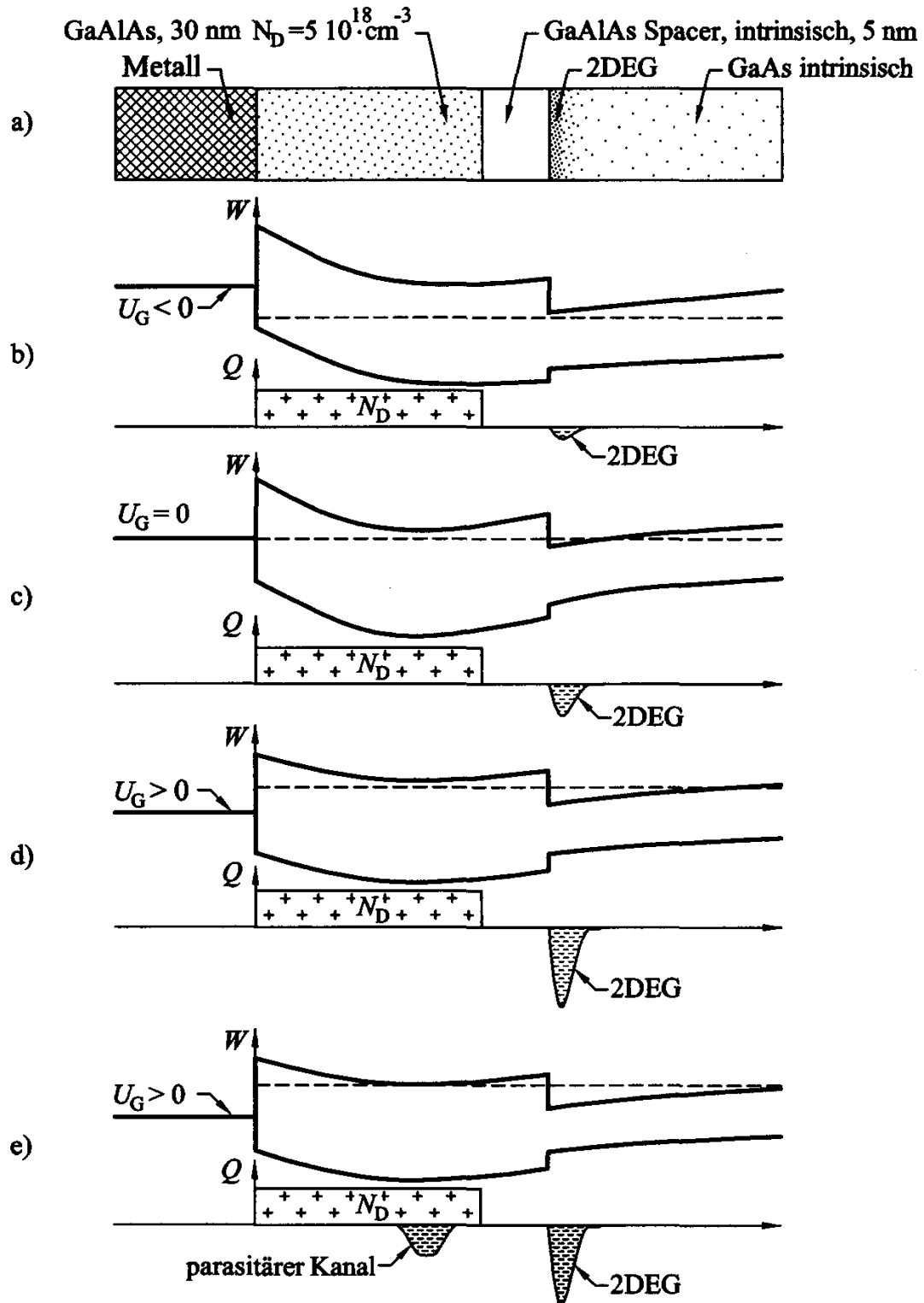


Schematischer Querschnitt durch einen GaAlAs/GaAs HEMT-Transistor.

- Die Ohmschen Source- und Drainkontakte sind durch die GaAs-Schicht durchlegiert (guter Kontakt mit dem HEMT-Kanal)



Die Ladungssteuerung der 2DEG-Schicht ist in den nachfolgenden Bildern illustriert. Für drei verschiedene Gate – Kanalspannungen b)  $U_G < 0$ , c)  $U_G = 0$  und d)  $U_G > 0$  ist der Bandverlauf und die Ladungsverteilung qualitativ dargestellt.



Unter der Annahme, daß im betrachteten Bereich der Gatespannung nur die 2DEG-Ladung geändert wird, gilt für die Flächendichte  $n_{2DEG}$  des 2DEG die lineare Beziehung:

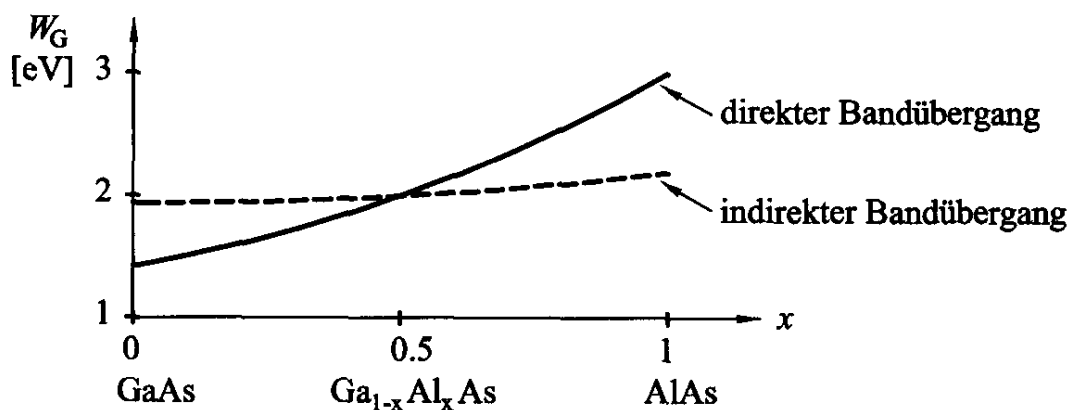
$$n_{2DEG} = \frac{e}{qd_G} (U_G - U_{TH})$$

Dabei ist

- $\epsilon$ : Dielektrizitätskonstante des Materials zwischen der Gatemetallisierung und dem 2DEG-Kanal
- $d_G$ : Distanz zwischen dem Gate und dem 2DEG-Kanal
- $U_G$ : Gate-Kanalspannung
- $U_{TH}$ : Schwellenspannung, d.i. die Gatespannung  $U_G$ , bei der die 2DEG-Ladung verschwindet.

Der im Teilbild e) dargestellte Fall sehr hoher Gatespannung kann dazu führen, daß sich ein paralleler Kanal zum 2DEG-Kanal ausbildet. Dieser parasitäre Kanal bewirkt eine markante Abnahme der maximalen Oszillationsfrequenz (Abnahme der effektiven Transkonduktanz  $g_m$  und Erhöhung der Gatekapazität).

Für die Gestaltung des HEMT-Systems ist die Größe der Bandlücke von entscheidender Bedeutung. Das folgende Bild zeigt die Bandlücke in Funktion der Konzentration  $x$ . Im Bereich von  $x=0 \dots 0.5$  nimmt die Bandlücke um ca. 0.5eV zu; für  $x > 0.5$  wird der Bandübergang indirekt und die Zunahme der Bandlücke ist nur gering.



Bandlücke  $W_G$  des ternären Halbleiters  $Ga_{1-x}Al_xAs$  in Funktion der Konzentration  $x$ . Für  $x > 0.5$  ist der Übergang indirekt.

- Das Materialsystem  $Ga_{1-x}Al_xAs$  auf GaAs-Substrat ist eine beinahe ideale Materialkombination.
- Die Aluminiumkonzentration  $x$  kann in weiten Grenzen variiert werden ohne

die kristallographische Qualität des Heterokontaktes zu beeinträchtigen.

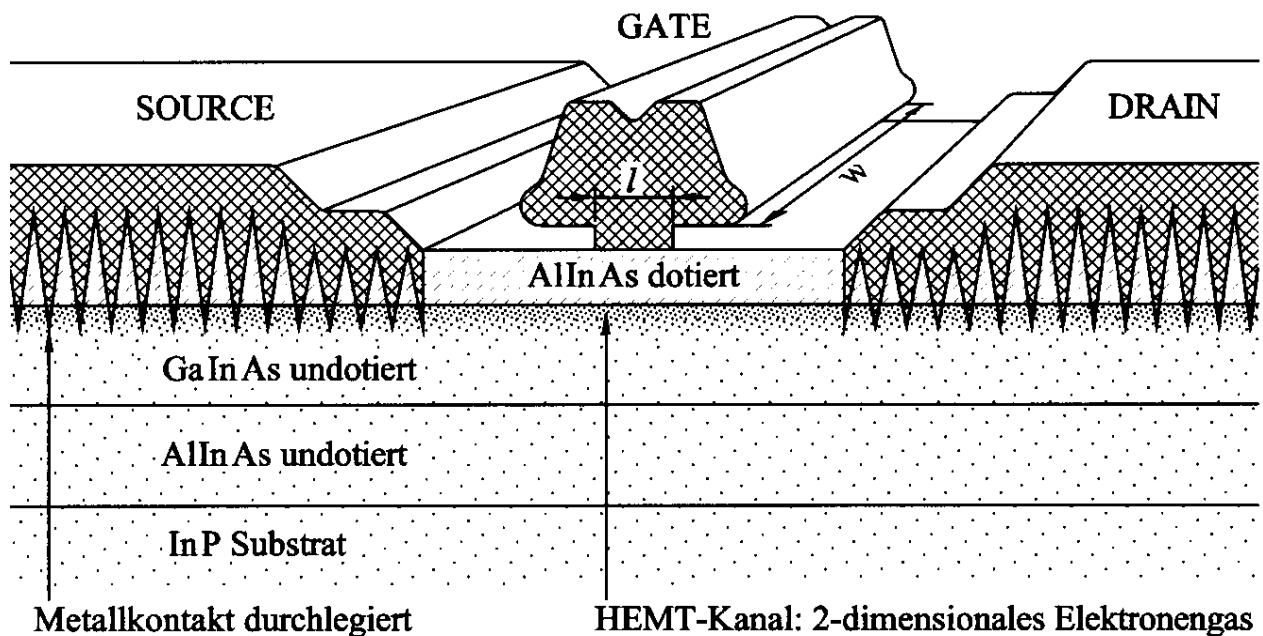
- Ein zweites für HEMTs attraktives Materialsystem ist das ternäre System  $\text{Al}_{0,48}\text{In}_{0,52}\text{As}$  mit  $\text{Ga}_{0,47}\text{In}_{0,53}\text{As}$  auf InP-Substrat.
- Alle drei Materialien haben die gleiche Gitterkonstante von 0,587 nm, sie sind also gitterangepasst, haben aber stark unterschiedliche Bandlücken:

InP : 1,3eV

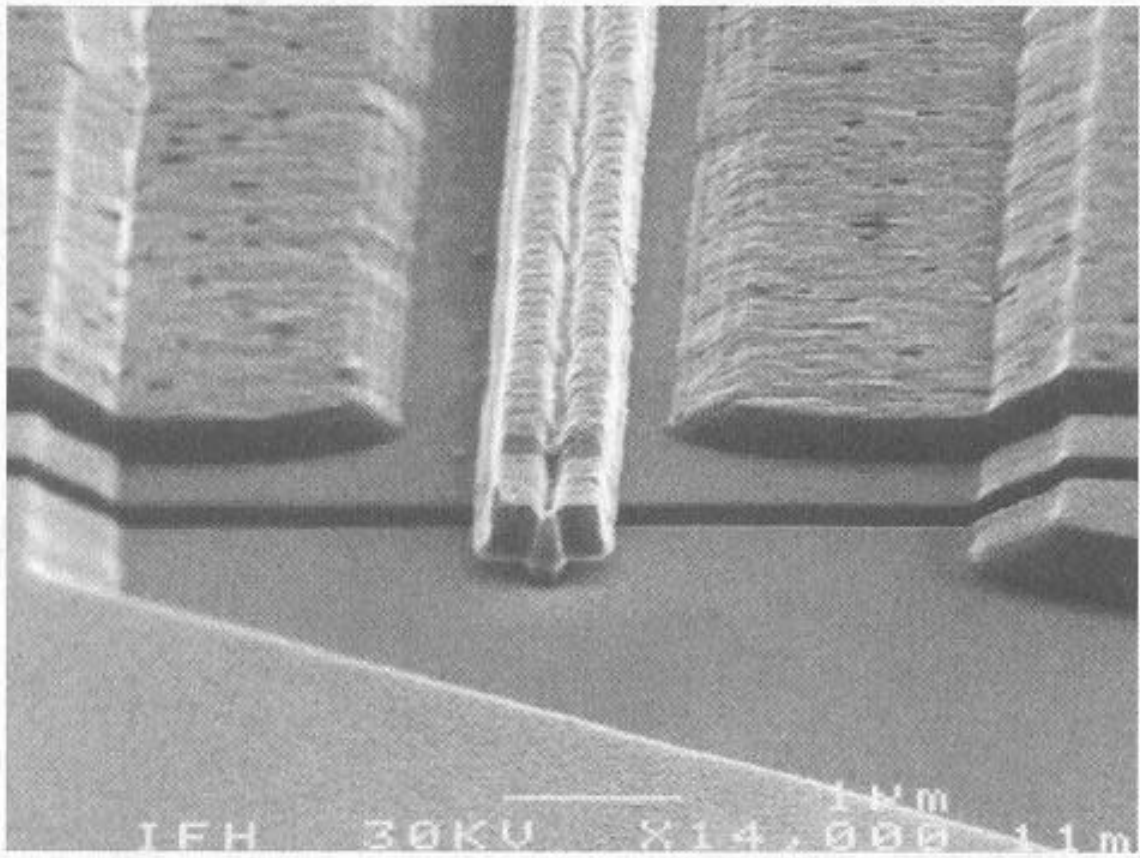
$\text{Al}_{0,48}\text{In}_{0,52}\text{As}$  : 1,5eV

$\text{Ga}_{0,47}\text{In}_{0,53}\text{As}$  : 0,7eV

- Zwischen  $\text{Ga}_{0,47}\text{In}_{0,53}\text{As}$  und  $\text{Al}_{0,48}\text{In}_{0,52}\text{As}$  besteht eine sehr große Bandlücke von 0.8eV.
- $\text{Ga}_{0,47}\text{In}_{0,53}\text{As}$  zeigt zudem, was für niedrige Bandlücken typisch ist, eine sehr hohe Beweglichkeit der Elektronen von bis zu  $\mu_e = 14000 \text{ cm}^2/\text{Vs}$  bei Raumtemperatur und eine maximale Driftgeschwindigkeit von  $v = 2.8 \cdot 10^7 \text{ cm/s}$ .
- Dieses Materialsystem mit  $\text{Ga}_{0,47}\text{In}_{0,53}\text{As}$  als Material für das 2DEG ist sehr geeignet für HEMTs mit höchsten Ansprüchen an die Mikrowelleneigenschaften.
- Bei sehr kurzen Gatelängen wird eine Gatemetallisierung mit pilzförmigem Querschnitt zur Reduktion des Gatemetallisierungswiderstandes verwendet.



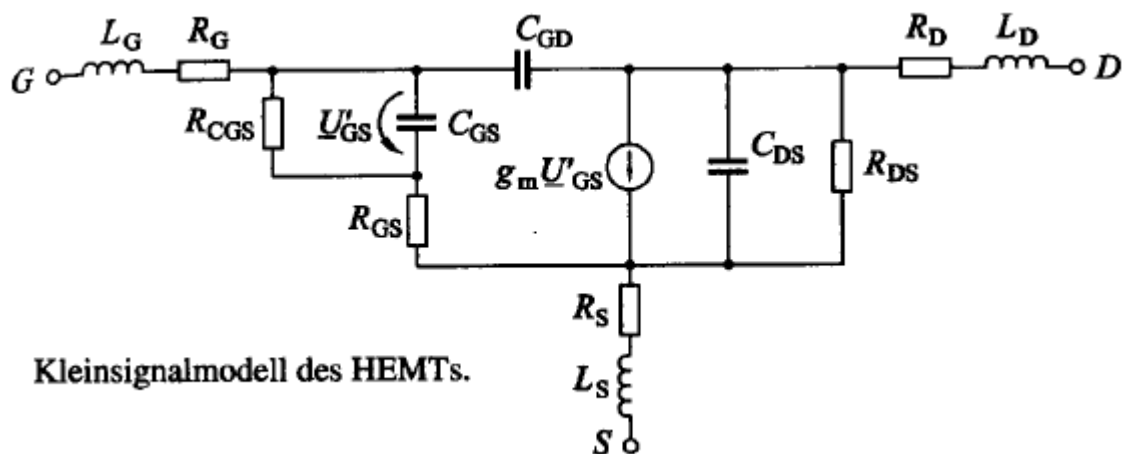
Querschnitt durch einen AlInAs/GaInAs/InP-HEMT.



SEM-Aufnahme eines HEMTs mit einer Gatelänge  $l=0.2\mu\text{m}$ .

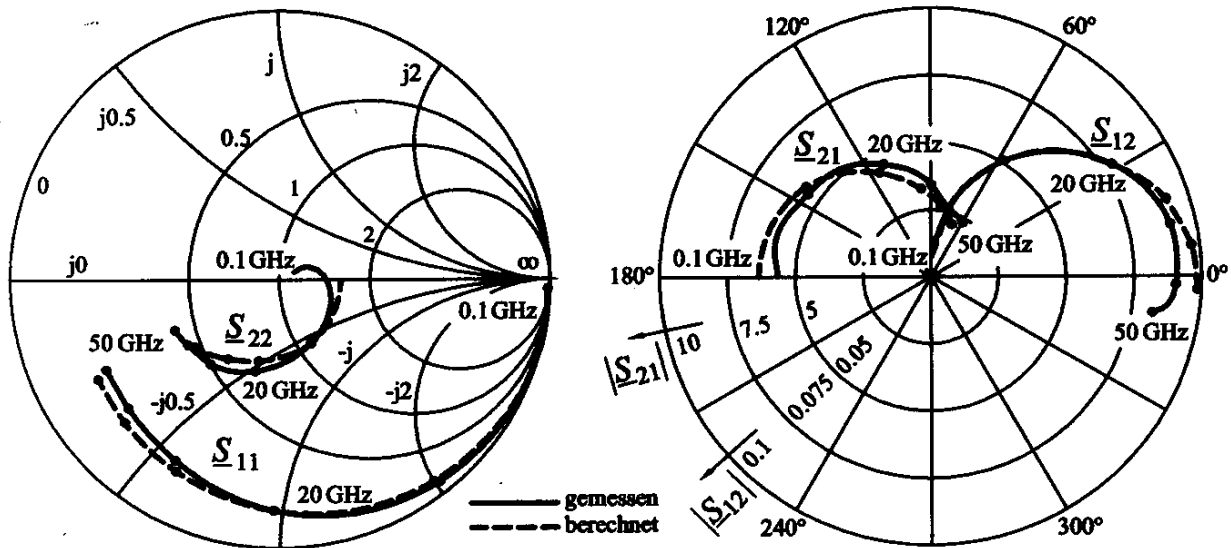
### Kleinsignaleigenschaften

Das Kleinsignalmodell des HEMTs ist identisch mit dem des MESFET. Das nachfolgende Bild zeigt das Modell des HEMT in der vorgestellten Bauart. Wie beim MESFET kann mit diesem Modell das Kleinsignalverhalten in einem grossen Frequenzbereich sehr genau nachgebildet werden.



Kleinsignalmodell des HEMTs.

Die beiden Diagramme zeigen die Streuparameter dieses HEMT's mit einer Gatelänge von  $l = 0,2\mu\text{m}$  und einer Gatebreite von  $w=150\mu\text{m}$  im Frequenzbereich von 0.....50 GHz.



### Streuparameter des HEMT

Vergleich der direkt gemessenen mit den nach dem Modell nachgebildeten Parametern.

- Bei den Betriebsbedingungen  $U_{GS} = -0.45\text{V}$ ,  $U_{DS} = 1\text{V}$  und  $I_D = 55\text{mA}$  wurde eine Transitfrequenz  $f_T = 183\text{GHz}$  und eine Steilheit  $g_m = 104\text{mS}$  gemessen.
- Mit den gegenüber dem GaAlAs-HEMT verbesserten Kleinsignal-Mikrowelleneigenschaften zeigen auch die Rauscheigenschaften des AlInAs/GaInAs/InP HEMT eine erhebliche Verbesserung. Er zeigt die besten Verstärkungs- und Rauscheigenschaften aller Halbleiterbauelemente im Mikro- und Millimeterwellenbereich.
- Nachteilig ist allerdings die niedrige Bandlücke des GaInAs-Kanals: Kurzkanal-HEMTs weisen eine relativ niedrige Drain-Durchbruchspannung von ca. 2 V aus. Die erreichbaren maximalen Ausgangsleistungen liegen daher nur im Bereich  $< 20\text{ mW}$  bei 80 GHz.