

1 EINLEITUNG

Das Prinzip des Bipolartransistors (BJT¹) fand erstmalig Erwähnung im 1948 erteilten US-Patent #2569347 [1], in dem W. Shockley neben dem Bipolortransistor auch das Prinzip des Heterostruktur-Bipolartransistors (HBT) zum ersten Mal beschrieb. Im Jahre 1957 war es Herbert Kroemer, der Shockleys Idee erstmals aufgriff und eine grundlegende HBT-Theorie entwickelte [2, 3]. Allerdings musste die erfolgreiche Umsetzung des Heterostruktur-Prinzips lange warten. Erst durch die in den letzten zwei Dekaden vollzogene technologische Weiterentwicklung der Herstellungsverfahren lassen sich qualitativ hochwertige Heterostrukturen herstellen. Das Heterostruktur-Prinzip ermöglicht sogenanntes „Bandgap-Engineering“, also die Anpassung der Bandlückenenergie eines (Verbindungs-)Halbleiters an die Bedürfnisse und Designvorgaben der Zielanwendung. So verwendet man beispielsweise beim HBT für den Emitter ein Material, welches eine größere Bandlückenenergie als das Basismaterial aufweist. Im Fall von $\text{In}_{0.5}\text{GaP}$, welches mittlerweile am häufigsten im Zusammenhang mit GaAs-basierten HBTs Verwendung findet, tritt ein Großteil des Bandlückenunterschiedes dabei im Valenzband auf ($\Delta E_V \approx 0.3 \text{ eV}$). Auf diese Weise ermöglicht das Heterostruktur-Prinzip eine unterschiedliche Einflussnahme auf den Transport von Elektronen und Löchern. Das führt beim HBT zur Unterdrückung der Rückinjektion von Löchern aus der Basis in den Emitter, und das weitgehend unabhängig von Basis- und Emitterdotierung. Diese Eigenschaft des HBT macht ihn sehr geeignet für Hochfrequenzanwendungen.

Die treibende Kraft zur Entwicklung von Hochfrequenz-Leistungsbau-elementen, insbesondere im letzten Jahrzehnt, ist der rasant anwachsende Markt der drahtlosen Kommunikation. So betrug das Gesamtvolumen des Marktsegments (market share) der Leistungsverstärker (PA - power amplifier) im Jahre 2003 bereits 2 Milliarden US Dollar [4]. Dabei lag der Anteil der GaAs-basierten Leistungsverstärker bei ca. 55 %. Der Hauptanteil in diesem Marktsegment entfällt hierbei auf mobile Endgeräte, erstreckt sich aber über weitere Anwendungsgebiete wie Wireless LAN [5], Radar [6] bis hin zu Infrastrukturkomponenten der mobilen Kommunikation. Hier sind hauptsächlich Hochleistungsverstärker für den Einsatz in Basisstationen für die mobile (Sprach-)Kommunikation zu nennen. Während GaAs-HBTs in heutigen Mobiltelefonen aufgrund ihrer hohen Effizienz und Linearität bevorzugt eingesetzt werden [7], dominieren im Bereich der Basisstationen nach wie vor Si-basierte LDMOS-

¹engl.: Bipolar Junction Transistor

Transistoren [8, 9]. Bspw. beträgt der Anteil eingesetzter GaAs-HBTs in Mobiltelefonen bereits 80 % [7]. Demgegenüber wird das Segment der Basisstationen immer noch fast ausschließlich mit LDMOS bestückt (95 % Marktanteil im Jahre 2003). Der Trend geht jedoch hin zu immer höheren Übertragungsfrequenzen, so dass sich hier eine Herausforderung für GaAs-basierte HBTs ergibt, deren Basistechnologie ja im Gegensatz zu GaN-basierten Bauelementen einen hohen Entwicklungsstand erreicht hat [10]. Gerade im Bereich der Hochfrequenz-Leistungsbaulemente wird die GaN-basierte Konkurrenz, nicht zuletzt wegen der überlegenen Spannungsfestigkeit, aber immer stärker. Demgegenüber zeigen GaAs-HBTs, neben der ausgereifteren Technologie, eine anwendungsgerechte Lebensdauer.

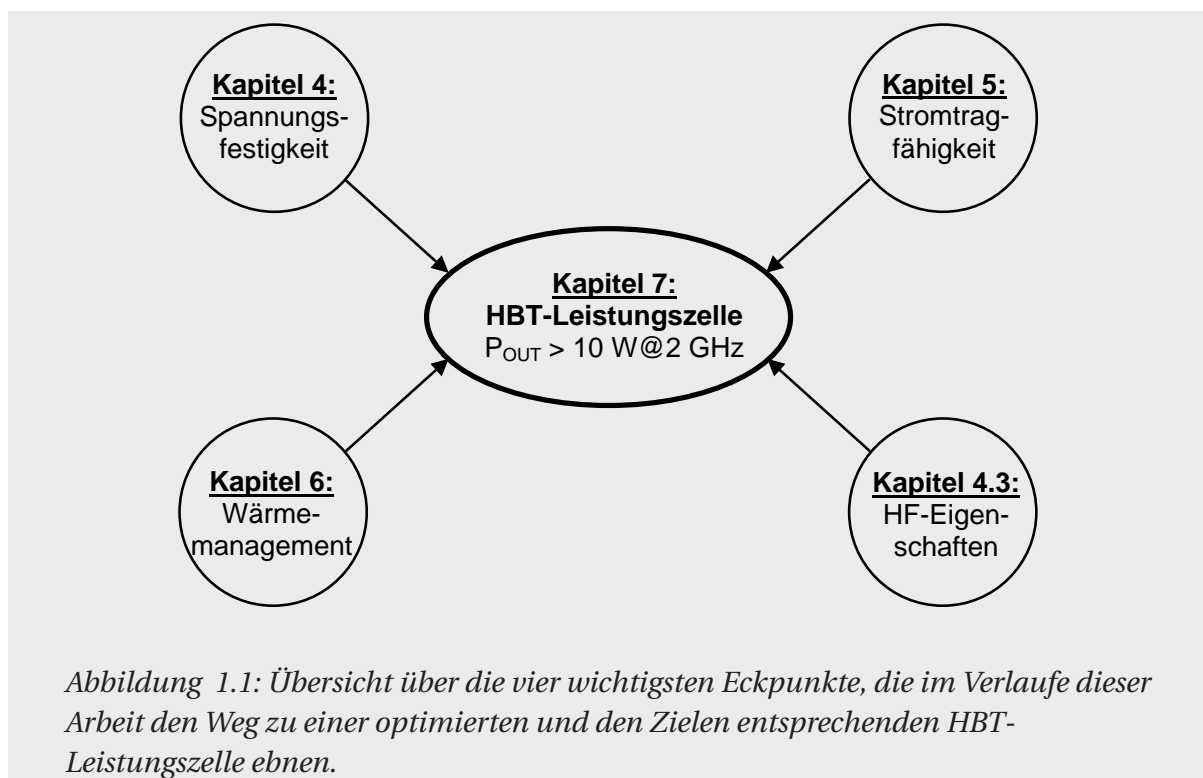
Vor allem die Frage der Herstellungskosten kann im industriellen Einsatz, insbesondere im Vergleich zu Si-basierten Bauelementen, ein klares Ausschlusskriterium sein. Hier haben aber Foundries wie in [11] gezeigt, dass durch die Erhöhung der Wafergröße auch für die GaAs-basierte Bauelementherstellung eine deutliche Kostenreduktion möglich ist. Auch das starke Aufkommen von SiGe-(Pseudo²)-HBTs ist im Bereich der Hochfrequenz-Leistungsbaulemente nur noch begrenzt konkurrenzfähig [13, 14]. Allerdings decken SiGe-basierte HBTs (RF-CMOS) die Bereiche niedriger bis mittlerer Leistung ab, so dass GaAs-HBTs vor allem im Bereich der hohen Leistungen zum Zuge kommen. Zudem zeichnen sie sich insbesondere durch höhere Spannungsfestigkeiten [15], höhere Effizienz/Leistung sowie durch ein sehr niedriges 1/f-Rauschen gegenüber RF-CMOS Bauelementen aus [16].

Ziel der vorliegenden Arbeit ist die Realisierung von Ga_{0,5}InP/GaAs-basierten Hochfrequenz-Leistungsbaulemente. Während sich andere Arbeiten am FBH mit der grundlegenden Entwicklung des GaAs-HBT (Stromverstärkung, Einsatzspannung, Zuverlässigkeit) beschäftigten [17, 18], setzt diese Arbeit bei der Weiterentwicklung bestehender GaAs-basierter HBT-Schichtstrukturen, die vorrangig für mobile Endgeräte bei typischen Versorgungsspannungen von 3 V gedacht waren, für den Einsatz in ortsfesten Geräten mit hohen Betriebsspannungen ($U > 50$ V) und Leistungen an. Dabei erfordert die Erhöhung der Spannungsfestigkeit Modifikationen am Kollektor, während die thermische und elektrische Stabilität bei hohen Leistungen Modifikationen am Emitter erfordert.

In **Kapitel 4** werden diesbezüglich grundlegende Aspekte des elektrischen Durchbruchs in Halbleitern beleuchtet, sowie basierend auf einem vereinfachten Durch-

²Man beachte, dass die allgemeine Bezeichnung SiGe-HBT ja im eigentlichen Sinne lediglich einen „graded base“ BJT meint. Ein „echter“ abrupter Heteroübergang ist dabei nicht vorhanden [12]. Somit macht sich der SiGe-HBT die Vorteile des Heterostruktur-Prinzips auch nicht vollends zu Nutze.

bruchsmodell verschiedene Kollektordesigns entwickelt und miteinander verglichen. Die Umsetzung des Schichtdesigns der einzelnen HBTs mit verschiedenen Kollektorstrukturen erfolgt mit Hilfe der Metallorganischen Gasphasenepitaxie (MOVPE). **Kapitel 3.1** gibt dazu einen Einblick in die Komponenten der verwendeten MOVPE-Anlage und geht im weiteren Verlauf auf die Besonderheiten der Prozessführung während des HBT-Schichtwachstums ein. Insbesondere verursacht das Wachstum der Emitter-Ballastschicht (s. **Kapitel 5.2**) zusätzlichen thermischen Stress, der zur Degradation der HBT-Basis führen kann (**Kapitel 3.1.3**). Dieser Abschnitt zeigt auch auf, wie der thermische Stress minimiert werden kann.



Da zur Erzielung hoher Leistungen nicht nur hohe Betriebsspannungen notwendig sind, befasst sich **Kapitel 5** mit der Maximierung der Stromtragfähigkeit der vorliegenden HBT-Strukturen. Hierbei geht es neben der durch die Kollektordotierung vorgegebenen kritischen Stromdichte vor allem um die Notwendigkeit der Realisierung eines Emitter-Ballastwiderstandes. Das damit verbundene Prinzip der Strom-Gegenkopplung im Basis-Emitter-Kreis wird in **Kapitel 5.2** diskutiert.

Kapitel 3.2 stellt den Strukturierungsprozess, der im Anschluss an das Schichtwachstum erfolgt, sowie die Montage des fertigen HBT-Chips vor. Letzteres ist insbesondere im Zusammenhang mit dem Wärmemanagement des HBT-Chips von Bedeutung. So befasst sich **Kapitel 6** ausführlicher mit der Bestimmung und der Minimierung des

thermischen Widerstandes eines auf einer Wärmesenke montierten HBT-Chips. Schließlich werden in **Kapitel 7** die Ergebnisse von verschiedenen Leistungsmessungen diskutiert. Hier fließen die bis hier hin gezeigten „Vorarbeiten“ zusammen (s. Abb. 1.1), und spiegeln sich direkt im Leistungsverhalten der einzelnen HBT-Chips wieder.

2 DER GaAs-HBT

2.1 Wirkungsprinzip

Bei einem npn-Transistor ist das höher dotierte n-Gebiet, von der p-dotierten Basis aus betrachtet, die Injektionsseite (Emitter). Über das niedrig dotierte n-Gebiet werden die Ladungsträger abgeführt (Kollektor). Das Injektionsverhalten eines npn-Bipolartransistors wird dabei auch über die p-Dotierung der Basis gesteuert. Wird diese zu hoch gewählt, kommt es zu verstärkter Rückinjektion von Löchern aus der Basis in den Emitter. Da der Basisstrom primär ein „Löcherstrom“ in das Bauelement hinein ist, wird dieser dadurch automatisch erhöht, somit die Stromverstärkung verringert. Dieses Problem wird beim HBT durch Einführung eines Emitter-Basis-Heteroüberganges gelöst. Dabei wählt man ein Emittiermaterial mit größerer Bandlücke als das Basismaterial (p-GaAs). In der Vergangenheit wurden aufgrund der einfacheren Herstellung vermehrt HBTs mit n-AlGaAs Emitter verwendet. Aufgrund des technologischen Voranschreitens der Epitaxieverfahren, und der damit einhergehenden Erschließung weiterer Materialien, hat sich die Verwendung von $\text{In}_{0.5}\text{GaP}$ als Emittiermaterial als deutlich bessere Alternative erwiesen. Im Gegensatz zu AlGaAs tritt im $\text{In}_{0.5}\text{GaP}$ der Unterschied der Bandlückenenergie zum GaAs fast vollständig im Valenzband in Erscheinung. Man bezeichnet diesen Valenzbandoffset aufgrund seiner Primärwirkung auch als Rückinjektionsbarriere. Damit steht im HBT die p-Dotierung der Basisschicht im Gegensatz zum Bipolartransistor prinzipiell als freier Parameter zur Verfügung. Eine hohe p-Dotierung ist u.a. eine wichtige Voraussetzung für sehr hochfrequente Verstärker- und Oszillatorschaltungen, da so zum einen die Basis sehr dünn gewählt werden kann (kleine Transitzeit) und gleichzeitig der Basisschichtwiderstand klein bleibt (maximale Schwingfrequenz).

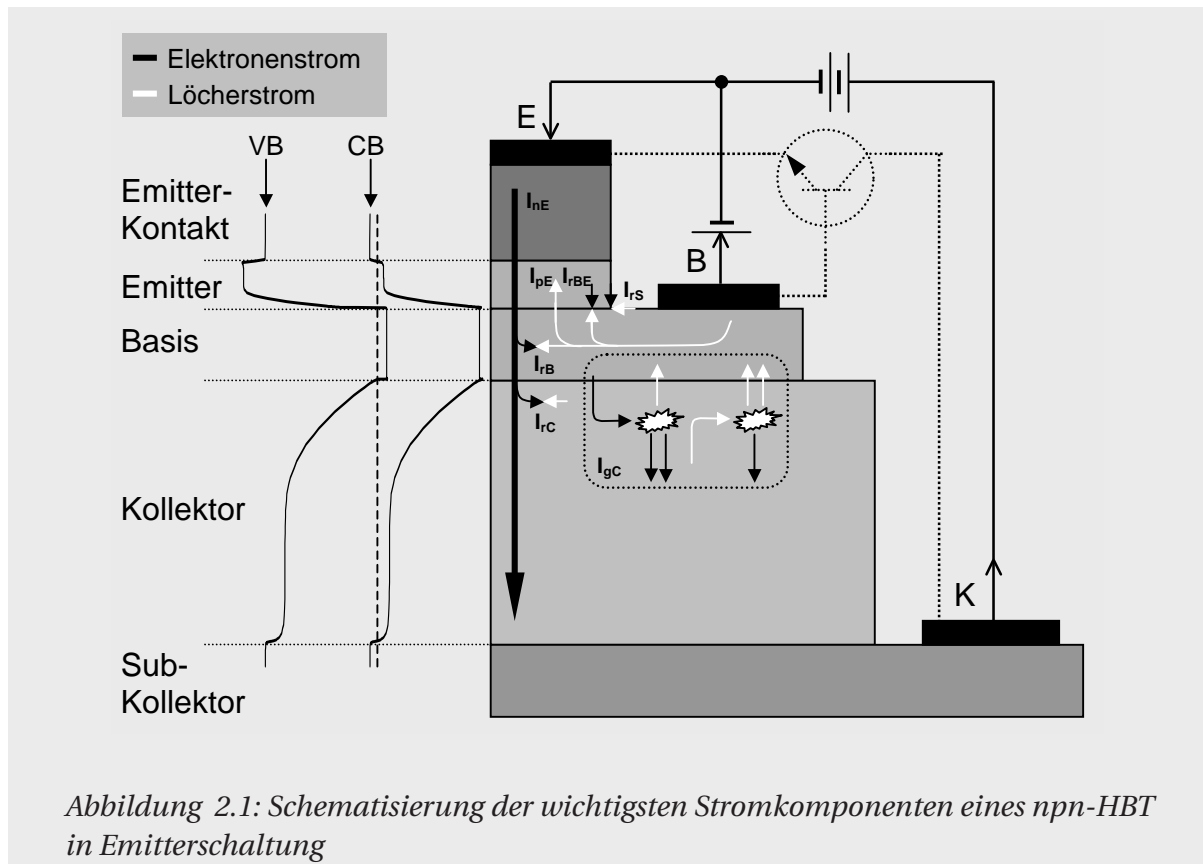
Abb. 2.1 stellt schematisch die wichtigsten oben beschriebenen Stromkomponenten eines npn-HBT in Emitterschaltung dar. Die zugehörigen Strombilanzen lauten dann wie folgt:

$$I_E = I_{nE} + I_{pE} + I_{rBE} + I_{rS} \quad (2.1)$$

$$I_B = I_{pE} + I_{rB} + I_{rBE} + I_{rS} - I_{gC} + I_{rC} \quad (2.2)$$

$$I_C = I_{nE} - I_{rB} + I_{gC} - I_{rC} = I_{nC} + I_{gC}. \quad (2.3)$$

Den einzelnen Teilströmen kommt dabei folgende Bedeutung zu:



- I_{nE} - die Hauptstromkomponente des HBT; Elektronen werden über den Emitter in die Basis injiziert.
- I_{pE} - Rückinjektionsstrom; freie Löcher aus der Basis wandern in den Emitter. Beim HBT wird diese Komponente durch das Heterostrukturdesign in Form der Valenzband-Diskontinuität unterdrückt und markiert den Hauptunterschied zum BJT.
- I_{rBE} - Rekombinationsstrom in Folge von Elektron-Loch-Paar Rekombination in der Emitter-Basis-Raumladungszone
- I_{rS} - Elektron-Loch-Paar Rekombination an freien Oberflächen von Emitter und Basis
- I_{rB} - Stromkomponente der Volumenrekombination von Elektron-Loch-Paaren in der Basis; I_{rB} korreliert direkt mit der Elektronenlebensdauer in der p-dotierten Basis und ist somit auch direkt von der Materialqualität des Basismaterials abhängig.

- I_{gC} - Generationsstrom; Generation von freien Elektron-Loch-Paaren in der kollektorseitigen Verarmungszone durch Stoßionisation. Dabei wandert das Loch in Richtung Basis und das Elektron in Richtung Subkollektor. Dies führt zur Verringerung des Basisstroms und zur Erhöhung des Kollektorstroms
- I_{rC} - Rekombinationsstrom; Elektron-Loch-Paar Rekombination im Kollektor; ist in seiner Wirkung genau entgegengesetzt zu I_{gC}

Die zusammengefasste Stromkomponente I_{nC} beinhaltet alle Teilkomponenten bis auf den Generationsanteil I_{gC} .

Für das grundsätzliche Verständnis des HBT genügt eine Betrachtung der Stromkomponenten I_{nE} , I_{pE} und I_{rB} . Um an dieser Stelle auch die Ladungsträgervielfachung im Kollektor berücksichtigen zu können, werden auch I_{rC} und I_{gC} in die folgende Betrachtung einbezogen. Zunächst kann man einige elementare Größen definieren. So ist

$$\Gamma = \frac{I_{nE}}{I_{pE} + I_{nE}} \quad (2.4)$$

die Injektionseffizienz von Ladungsträgern aus dem Emitter in die Basis. Hier geht der Anteil der Rückinjektion von freien Löchern aus der Basis mit ein. Weiterhin ist

$$\alpha_T = \frac{I_{nC}}{I_{nE}} \quad (2.5)$$

der Basistransportfaktor. Dieser ist gewissermaßen ein direktes Maß für den „Ladungsträgerverlust“ in der Basis durch Volumen- und Grenzflächenrekombination sowie Rückinjektion in den Emitter.

Die Ladungsträgervielfachung im Kollektor kann mit Hilfe eines Multiplikationsfaktors M beschrieben werden. Dieser lautet

$$M = \frac{I_C}{I_{nC}}. \quad (2.6)$$

Damit lassen sich I_C und I_B darstellen als

$$I_C = I_{nE} \cdot \alpha_T \cdot \Gamma \cdot M \quad (2.7)$$

$$I_B = I_{nE} (1 - \alpha_T \cdot \Gamma \cdot M). \quad (2.8)$$

Hier wird noch einmal deutlich, dass bei einsetzender Ladungsträgervielfachung I_B verringert wird. Die Stromverstärkung in Basisschaltung lautet

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E} = \alpha_T \cdot \Gamma \cdot M. \quad (2.9)$$

Für die Stromverstärkung β in Emitterschaltung folgt damit

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{\alpha_T \cdot \Gamma \cdot M}{1 - \alpha_T \cdot \Gamma \cdot M} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}. \quad (2.10)$$

Mit den Annahmen $\Gamma = 1$, $M = 1$ sowie $I_{pE} = 0$, d.h. I_{rB} ($I_{rB} = I_{nE} - I_{nC}$) ist die dominante Komponente des Basisstroms, gilt

$$\beta = \frac{I_C}{I_{rB}} = \frac{\tau_n}{\tau_B}. \quad (2.11)$$

Hier ist τ_n die Elektronenlebensdauer in der p-dotierten Basis und τ_B die Transitzeit der Elektronen durch die gesamte Basis von der Emitter- zur Kollektorseite. Unter der Annahme eines rein diffusiven Ladungsträgertransportes in der Basis gilt weiterhin

$$\tau_B = \frac{X_B^2}{2D_n}. \quad (2.12)$$

Dabei ist X_B die Schichtdicke der Basis und D_n die Diffusionskonstante für Elektronen in der p-dotierten Basis. Für den Basistransportfaktor Gln. (2.5) lässt sich dann schreiben

$$\alpha_T = \frac{I_{nE} - I_{rB}}{I_{nE}} = 1 - \frac{X_B^2}{2D_n \tau_n}. \quad (2.13)$$

Um die Emitter-Injektionseffizienz genauer beschreiben zu können, ist es hilfreich, I_{pE} und I_C wie folgt in Abhängigkeit von V_{BE} darzustellen

$$I_{pE} = \frac{qA_E D_{pE} n_{iE}^2}{X_E N_E} \cdot e^{\left(\frac{qU_{BE}}{kT}\right)} \quad (2.14)$$

$$I_C = \frac{qA_E D_{nB} n_{iB}^2}{X_B N_B} \cdot e^{\left(\frac{qU_{BE}}{kT}\right)}. \quad (2.15)$$

Dabei ist A_E die Emitterfläche, D_{pE} die Diffusionskonstante der Löcherdiffusion aus der Basis in den Emitter, D_{nB} die Diffusionskonstante der Elektronendiffusion aus dem Emitter in die Basis, X_E und X_B die Dicke von Emitter und Basis, N_E und N_B die Dotierungskonzentration in Emitter und Basis sowie U_{BE} die angelegte Basis-Emitter-Spannung. Das Verhältnis $\frac{I_C}{I_{pE}}$ lässt sich dann mit Hilfe des Massenwirkungsgesetzes wie folgt darstellen:

$$\frac{I_C}{I_{pE}} = \frac{D_{nB} X_E N_E}{D_{pE} X_B N_B} \cdot e^{\left(\frac{\Delta E_G}{kT}\right)}. \quad (2.16)$$

Im Falle des Heteroüberganges $n\text{-In}_{0.5}\text{GaP/p-GaAs}$ gilt zudem $\Delta E_G \approx \Delta E_V \approx 0.3 \text{ eV}$. Beim BJT ist $\Delta E_G = 0$, und um nach Gln. (2.16) die Bedingung $I_C > I_{pE}$, also einen kleinen Rückinjektionsstrom zu erreichen, bleibt nur das Verhältnis der Dotierungen

als Einstellparameter. So muss beim BJT in jedem Falle die Emitterdotierung N_E größer sein als die Basisdotierung N_B . Im Gegensatz dazu ist beim HBT $\Delta E_G \neq 0$ bzw. $\Delta E_V \neq 0$. So ergibt der Exponentialterm in Gln. (2.16) für $\Delta E_V = 0.37$ eV einen Faktor um 10^6 . Damit ist die Bedingung $N_E > N_B$ (BJT) hier nicht mehr erforderlich. Vielmehr gewinnt man durch das Heterostrukturprinzip einen zusätzlichen Freiheitsgrad hinzu. Man kann beim HBT also eine möglichst hohe Basisdotierung N_B wählen, um den Basisschichtwiderstand klein zu halten. Dies wirkt sich vorteilhaft auf die Leistungsverstärkung im Mikrowellenbereich (> 1 GHz) aus und macht das HBT-Prinzip allgemein so interessant für Hochfrequenzanwendungen.

Eine uneingeschränkte Erhöhung der p-Dotierung ist, insbesondere aufgrund der einsetzenden Augerrekombination für $p \gg 1 \cdot 10^{19} \text{ cm}^{-3}$ und der dadurch stark verringerten Elektronenlebensdauer, im p-Material nicht sinnvoll [19], [20].

2.2 DC-Verhalten des HBT

Die Zielanwendung der im Rahmen dieser Arbeit entwickelten HBT sieht den Betrieb in Emitterschaltung vor. Aus diesem Grund wird auf andere elementare Grundschaltungen hier nicht eingegangen.

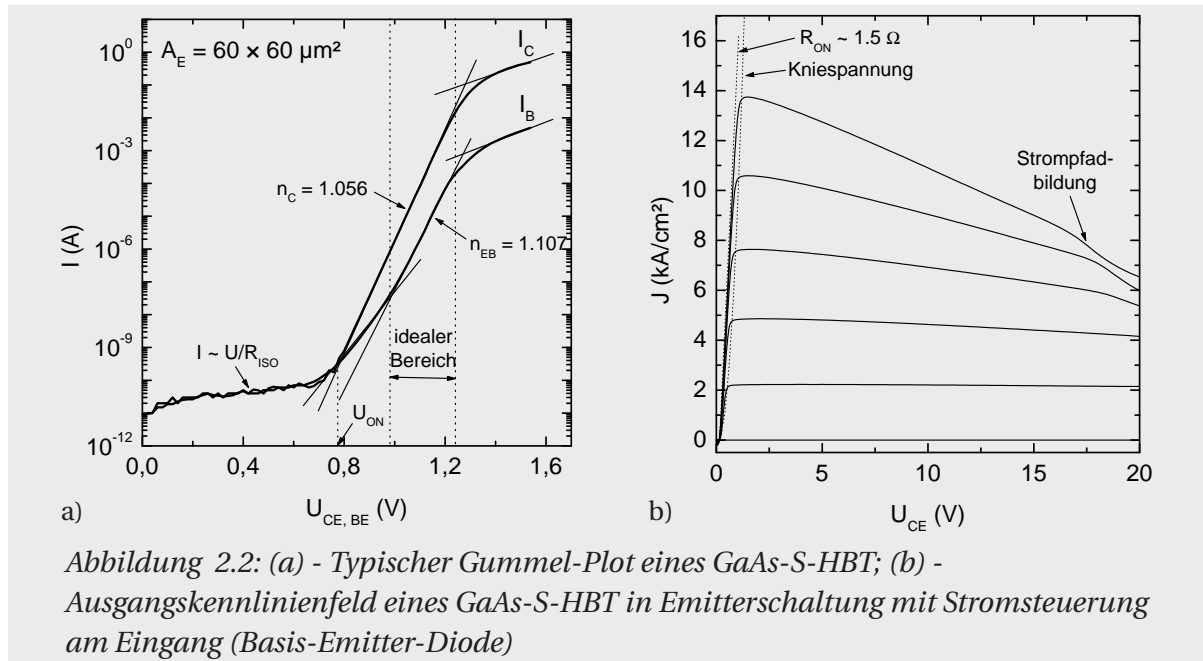
Die Transistorfunktion wird wesentlich durch die beiden pn-Übergänge bestimmt. Ein sehr hilfreiches Werkzeug bei der Analyse des DC-Verhaltens ist der sogenannte Gummel-Plot (Abb. 2.2a). Die Strom-Spannungs-Charakteristik der beiden pn-Übergänge im HBT kann man unter der Annahme $U_{CB} \stackrel{!}{=} 0$ wie folgt als Funktion von U_{EB} darstellen:

$$I_C = A \cdot q \frac{D_{nB} \cdot p_B}{L_{nB} \cdot \sinh(X_B/L_{nB})} \cdot \left[e^{\left(\frac{qU_{EB}}{n_C kT}\right)} - 1 \right] = I_{C0} \cdot \left[e^{\left(\frac{qU_{EB}}{n_C kT}\right)} - 1 \right] \quad (2.17)$$

$$I_B = I_{B0} \cdot \left[e^{\left(\frac{qU_{EB}}{n_{EB} kT}\right)} - 1 \right] \quad (2.18)$$

Dabei sind n_C bzw. n_{EB} die so genannten Idealitätsfaktoren. Sie dienen als Maß für die Abweichung der realen Diodenkennlinie von der ideal-exponentiell verlaufenden Kennlinie. Neben den Idealitätsfaktoren weist der Gummel-Plot noch mehr Charakteristika auf. So ist bspw. die Einsatzspannung U_{ON} eine charakteristische Größe. Dies ist die Spannung bei der $\beta(U_{ON}) = 1$ gilt. Während I_C im Anschluss fast ideal-exponentiell verläuft ($n_C = 1.056$), ist die Idealität von I_B zunächst noch deutlich größer 1. Dies wird für gewöhnlich mit in diesem Bereich noch wirksamer nichtstrahlender Rekombination in der hoch p-dotierten Basis erklärt (z.B. SRH¹).

¹Shockley-Read-Hall Rekombination



Danach verhält sich auch I_B annähernd ideal-exponentiell ($n_{EB} = 1.107$). Schließlich steuert der Transistor in den Bereich der Hochstrominjektion, in dem die einzelnen Serienwiderstände zunehmend limitierend auf beide Teilströme wirken.

In diesem Bereich des Gummel-Plots ist unter Umständen auch ein plötzliches Ansteigen von I_B bzw. dadurch wiederum ein Abnehmen der Stromverstärkung β zu beobachten. Ursache hierfür ist die strominduzierte Basisaufweitung² [21]. Diese Form der strominduzierten Abnahme von β ist allgemein bekannt als Kirk-Effekt und wird genauer in Abs. 5.1 beschrieben.

Abb. 2.2b zeigt ein typisches Ausgangskennlinienfeld eines Hochvolt-S-HBT. Dabei wird für die Messung eines Kennlinienastes ein konstanter Basisstrom I_B eingepreßt. Im Falle $I_C = 0$ zu Beginn eines Kennlinienastes ist die Einsatzspannung U_{OFF} definiert. Diese charakteristische Größe wird wesentlich vom Einsatzverhalten beider pn-Übergänge bestimmt. Der darauffolgende Anstieg ist im Allgemeinen linear und in diesem Falle hauptsächlich durch den Serienwiderstand des Transistors bestimmt. Dieser wird üblicherweise als Anlauf- oder Einsatzwiderstand bezeichnet. Die sogenannte Kniespannung³ markiert den Beginn des eigentlichen Arbeitsbereiches für den jeweiligen Kennlinienast. Dieser Arbeitsbereich ist idealerweise spannungsunabhängig, wie in Abb. 2.3 schematisch dargestellt. Dass dennoch vor allem die Kennlinienäste mit höherem Basisstrom I_B in Abb. 2.2b im Arbeitsbereich mit steigender

²engl.: CIB - Current Induced Base formation

³engl.: knee voltage

Spannung U_{CE} abfallen, liegt an der zunehmenden Selbsterwärmung des Transistors. Dies kann schließlich zur Strompfadbildung und in der Folge zum thermischen Kollaps des Transistors führen (s. Abs. 5.2 und Abs. 6.2).

2.3 Leistungs-HBTs

Eine wichtige Forderung an den HBT ist die Linearität zwischen Eingangs- und Ausgangssignal. Diese ist abhängig von der Leistungsklasse, also dem „Betriebsmodus“, in dem der Transistor, durch die äußere Beschaltung vorgegeben, arbeitet [22, 23].

Eine ideale Linearität erreicht man demnach nur im „class A“-Betrieb. Allerdings fließt hier ein hoher Ruhestrom, und das bedeutet eine kontinuierliche Verlustleistung, auch wenn kein Eingangssignal anliegt. Die theoretisch erreichbare maximale Effizienz beträgt dadurch lediglich 50 %. Dies hat natürlich einen hohen Grad an Verlustwärme zur Folge.

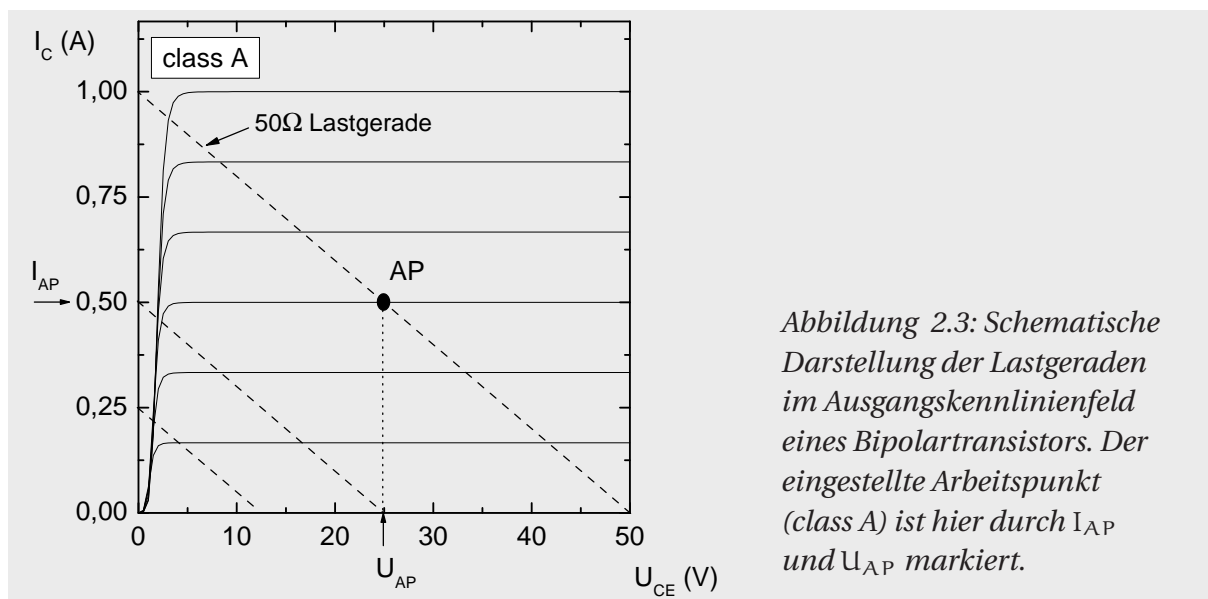


Abbildung 2.3: Schematische Darstellung der Lastgeraden im Ausgangskennlinienfeld eines Bipolartransistors. Der eingezeichnete Arbeitspunkt (class A) ist hier durch I_{AP} und U_{AP} markiert.

Ausgehend von einer 50Ω Lastgeraden (s. Abb. 2.3) und einem Spannungshub (Spitze-Spitze) von 50 V ergibt sich ein Maximalstrom von $I_C^{MAX} = 1 \text{ A}$. Beide Werte jeweils halbiert ergeben einen Arbeitspunkt von $U_{CE} = 25 \text{ V}$, $I_C = 0,5 \text{ A}$. Diese einfache Ansteuerung eines Bipolartransistors bezeichnet man allgemein als „class A“-Betrieb. Daraus ergibt sich eine Verlustleistung von $P_{LOSS} = 12,5 \text{ W}$. Hier gilt es aber zu beachten, dass die Ausgangsimpedanz mit steigender Transistorfläche kleiner wird (z.B. $A_E = 4000 \mu\text{m}^2 \rightarrow Z = 20 \dots 30 \Omega$). Damit steigt I_C^{MAX} und durch den dadurch höheren

Ruhestrom im Arbeitspunkt auch P_{LOSS} .

Um den DC-Arbeitspunkt für den „class A“-Betrieb ansteuern zu können, muss eine zu starke Erwärmung des Transistors durch eine effektive Abführung der Verlustwärme verhindert werden. Wie eine effektive Wärmeabführung erreicht werden kann, wird detailliert in Abs. 6 aufgezeigt.

Grundsätzlich ist es sinnvoll, die umgesetzte DC-Leistung im Leerlaufbetrieb durch Absenken des Ruhestromes zu reduzieren. Wie in Abs. 7.1 gezeigt wird, ist es im reinen „class A“-Betrieb unter Umständen gar nicht möglich, den für eine volle HF-Aussteuerung des Transistors notwendigen DC-Arbeitspunkt anzusteuern, ohne den Transistor dabei zu zerstören.

In Abs. 7 wird gezeigt, wie die HF-Aussteuerung eines HBT dennoch im sogenannten „class AB“-Betrieb gelingt.