

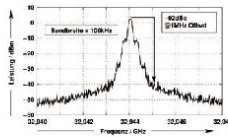
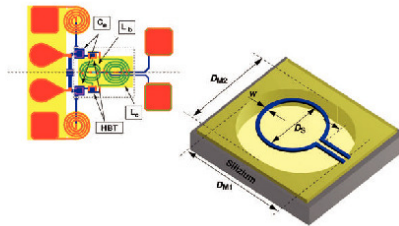


Peter Abele (Autor)

Eine Integrationstechnik auf Wafer Ebene für Millimeterwellenschaltungen unter Verwendung von Techniken aus der Mikromechanik

Peter Abele

Eine Integrationstechnik auf Wafer Ebene für Millimeterwellenschaltungen unter Verwendung von Techniken aus der Mikromechanik



Cuvillier Verlag Göttingen

<https://cuvillier.de/de/shop/publications/1804>

Copyright:

Cuvillier Verlag, Inhaberin Annette Jentzsch-Cuvillier, Nonnenstieg 8, 37075 Göttingen, Germany

Telefon: +49 (0)551 54724-0, E-Mail: info@cuvillier.de, Website: <https://cuvillier.de>

Kapitel 1

Einleitung

Das zunehmende Aufkommen an drahtlosen Datendiensten wie die Sprach-, Internet- oder Videoübertragung für den Massenmarkt erfordert immer höhere Bandbreiten. Um diesen Anforderungen gerecht zu werden, müssen zunehmend Frequenzbänder aus dem oberen Mikrowellen- (1 GHz-30 GHz) und Millimeterwellenbereich (30 GHz-300 GHz) genutzt werden.

Punkt-zu-Multipunkt-Richtfunk wie zum Beispiel das LMDS (engl.: Local Multipoint Distribution Service 24,5 GHz-29,5 GHz) oder das MVDS (engl.: Multipoint Video Distribution System 40,5 GHz-42,5 GHz) versorgen den Kunden mit Datendiensten und nutzen das Spektrum effektiv aus. Verglichen mit kabelgebundenen Übertragungssystemen ist der Kostenaufwand wesentlich geringer, da der Kunde lediglich mit einem Empfänger ausgestattet werden muss.

Eine weitere Nutzungsmöglichkeit dieser Frequenzbänder liegt bei Radaranwendungen im Fahrzeugbereich. Die dabei in Frage kommenden Frequenzbänder liegen bei 24 GHz und 77 GHz und sind sowohl für das Nahbereichsradar als auch für ACC-Sensoren (engl.: Adaptive Cruise Control) vorgesehen [1, 2]. Die sich momentan auf dem Markt befindlichen Radarsysteme nutzen für die integrierten Schaltungen GaAs-Verbindungshalbleiter und sind in Hybridtechnik aufgebaut. Dies trifft auch für die oben aufgeführten Richtfunksysteme zu und führt zu hohen Herstellungskosten. Der ACC-Sensor von DaimlerChrysler wird zum Beispiel für 1000 Euro angeboten [3].

In dieser Arbeit werden zwei Ansätze vorgestellt, um die Sensor- beziehungsweise Modulkosten zu reduzieren. Bei den integrierten Schaltungen wird auf eine kostengünstige SiGe-Technologie zurückgegriffen, und für den Aufbau der Module wird eine Integrationstechnik verwendet, die sich an die MCM-Technik (engl.: MultiChip Module) anlehnt.

Der Vorteil von GaAs- oder InP-Verbindungshalbleitern im Millimeterwellenbereich liegt in deren hohen Elektronenbeweglichkeit und Durchbruchfeldstärke [4, 5]. Durch die Fortschritte in der Prozesstechnologie und der Einführung einer Silizium-Germanium-Legierung erreichen auch Bipolartransistoren auf Siliziumbasis Eckfrequenzen im oberen Millimeterwellenbereich [6]. Der in dieser Arbeit verwendete SiGe1-Prozess von ATMEL stellt Transistoren zur Verfügung, die eine maximale Oszillations- und Transitfrequenz von 50 GHz [7, 8] haben. Durch die entspannten lateralen Strukturgrößen bei diesem Prozess ist er im Vergleich zu anderen Prozessen wesentlich kostengünstiger.

Der Entwurf von Hochfrequenzschaltungen auf Siliziumsubstrat erfordert ein Umdenken in Bezug auf die Schaltungstopologie. Können auf den semiisolierenden Substraten von GaAs oder InP verlustarme Hochfrequenzleitungen wie Mikrostreifenleitungen oder Koplanarleitungen realisiert werden, führt deren Verwendung auf Standard-Siliziumsubstrat, das für den ATMEL-Prozess einen spezifischen Leitwert von $\rho=20\ \Omega\text{cm}$ hat, zu hohen Verlusten. Deshalb finden hier für den Schaltungsentwurf konzentrierte Bauelemente wie Kapazitäten und Spulen Verwendung. Durch deren geringe geometrische Abmessungen fällt die Kopplung zum Substrat und damit die Verluste niedrig aus. Ein weiterer Vorteil ist der reduzierte Platzbedarf der integrierten Schaltungen und die sich daraus ergebenden geringeren Kosten. Im Gegensatz zu Mikrostreifenleitungen und Koplanarleitungen, für die Simulationsprogramme skalierbare Modelle zur Verfügung stellen, müssen für Spulen und Kapazitäten eigene Modelle entwickelt werden. Während in dieser Arbeit für die Kapazitäten ein vorhandenes skalierbares Modell benutzt wird, wird für die Spulen eine Bibliothek angelegt.

Bei den in dieser Arbeit vorgestellten Oszillatorschaltungen bestehen der Resonator und das Gleichstromnetzwerk aus konzentrierten Elementen. Die Oszillatoren sind differentiell ausgeführt und schwingen bei 24 GHz und 32 GHz.

Neben der Technologie für die Bauelemente und integrierten Schaltungen muss auch die Aufbautechnik den Anforderungen für diesen Frequenzbereich genügen. In dieser Arbeit kommt eine auf der MCM-Technologie basierende Aufbautechnik zum Einsatz [9]. Dabei findet der Kunststoff BCB (Benzyklobuten) zur Planarisierung, als dielektrische Zwischenschicht und als Membrane vielfach Verwendung. Das Substrat ist dabei Silizium. Mit Hilfe von Techniken aus der Mikromechanik können in das Siliziumsubstrat strukturgenaue tiefe Gräben geätzt werden [10, 11]. In diese Gräben werden die ausgesägten integrierten Schaltungen eingesetzt. Nach der Planarisierung zwischen der Siliziumoberfläche und dem eingesetzten Schaltkreis wird das Modul mittels Techniken der Mikroelektronik weiter prozessiert. Die Übergangsparasitäten fallen bei dieser Technik im Vergleich zu Bond-Drahtverbindungen oder mittels Flip-Chip-Technik [12, 13] aufgebrachten Schaltungen, wie es bei der MCM-Technik üblich ist, gering aus. Durch die Möglichkeit, integrierte Schaltungen in der entsprechend ihrer Aufgabe optimalen Technologie einzusetzen, vereint diese Aufbautechnik die Vorteile des hybriden Aufbaus mit der hohen Strukturgenauigkeit der monolithischen Integration. Insbesondere bei Frequenzen im Millimeterwellenbereich ist eine hohe Strukturgenauigkeit von großer Bedeutung. Diese MCM-Integrationstechnologie stellt damit eine Alternative zu dem entgegengesetzten Ansatz dar, bei dem die verschiedenen Funktionalitäten eines Systems monolithisch integriert werden [14–16].

Die abnehmende Wellenlänge mit zunehmender Frequenz führt dazu, dass die geometrischen Abmessungen der Antennen in eine Größenordnung kommen, die es erlaubt, diese auf Schaltungs- beziehungsweise Modulebene zu integrieren [17, 18]. Eine monolithische Integration der Antennen auf dem SiGe-Schaltkreis würde neben der durch die Technologie bedingten geringen Effektivität der Antenne auch dem hier verfolgten Konzept, durch Verwendung von konzentrierten Bauelementen kompakte aktive Schaltungen herzustellen, widersprechen. Aufgrund dieser Überlegung werden die Antennen mit der MCM-Integrationstechnologie hergestellt.

Die Arbeit gliedert sich in zwei Teile. Im ersten Teil werden, nachdem die Grundlagen des SiGe-Heterobipolartransistors eingeführt sind, der ATMEL-SiGe1-Prozess beschrieben und die Mo-

dellierung von dessen aktiver und passiver Komponenten dargestellt. Darauf folgt die Beschreibung und Charakterisierung der passiven Elemente wie Spulen, Hochfrequenzleitungen und Antennen, die mit den Prozessschritten aus der MCM-Integrationstechnologie hergestellt wurden. Abschließend wird in diesem Teil der Entwurf und die Realisierung von SiGe-Oszillatoren unter Verwendung von konzentrierten passiven Elementen beschrieben. Die Messergebnisse werden diskutiert.

Im zweiten Teil wird die MCM-Integrationstechnologie vorgestellt. Dabei werden zunächst die elektrischen und mechanischen Eigenschaften des Kunststoffes BCB eingeführt und dessen Bearbeitung behandelt. Als weiterer wichtiger Prozessschritt wird das Ätzen von Silizium mit dem TMDE-Verfahren (engl.: Time Multiplexed Deep Etching) ausführlich beschrieben. Nach der Einführung dieser beiden Prozessschritte wird der Prozessablauf für die Integrationstechnologie aufgezeigt. Exemplarisch wird jeweils ein 24 GHz- und 32 GHz-Oszillator mit einer Schleifenantenne auf einer BCB-Membrane und ein 24 GHz-Oszillator zusätzlich noch mit einer Patchantenne integriert. Diese Module demonstrieren eindrucksvoll die Möglichkeiten dieser Integrationstechnologie. Die abgestrahlte Leistung der Module wird gemessen und die Ergebnisse diskutiert. Abschließend werden die hergestellten Membranen noch mechanisch belastet und deren Zuverlässigkeit getestet. Zum Schutz der Module mit BCB-Membranen und den benötigten Bond-Drähten werden diese im Glob-Top-Verfahren vergossen und Temperaturzyklen unterworfen. Die Ergebnisse werden dargestellt und diskutiert.

Kapitel 2

Der Silizium-Germanium-Heterobipolartransistor

Der Transistoreffekt des Bipolartransistors wurde 1947 in den Bell Labs, USA, von Brattain und Bardeen zum ersten Mal beobachtet. Dieser Effekt wurde anschließend von Shockley theoretisch erklärt. Seither hat der Bipolartransistor eine rasante Entwicklung vollzogen, die sowohl die Prozesstechnologie als auch die verwendeten Materialsysteme mit einbezieht. Während die ersten Transistoren aus dem Halbleitermaterial Germanium hergestellt wurden, ist nach und nach verstärkt das Halbleitermaterial Silizium zur Anwendung gekommen. Der Grund dafür liegt nicht in den besseren elektrischen Eigenschaften des Siliziums, sondern in der Möglichkeit, die Siliziumoberfläche durch sein natürliche Oxid (SiO_x) so zu passivieren, dass der Halbleiter vor äußeren Einflüssen geschützt ist. Heute stehen uns mit den Bipolartransistoren Bauelemente zur Verfügung, die es gestatten, hohe Leistungen zu erzeugen, und die bis in den Millimeterwellenbereich ihren Einsatz finden.

Durch die hohe Beweglichkeit der Elektronen beim GaAs im Vergleich zum Silizium, siehe Tabelle 2.1, findet dieser Halbleiter seit den siebziger Jahren bei der Realisierung von MMICs (engl. Monolithic Microwave Integrated Circuit) für den Mikrowellen- und Millimeterwellenbereich seine Anwendung [19, 20].

Tabelle 2.1: Bandabstand, Elektronen- und Löcherbeweglichkeit einiger Halbleiter

| Material | Si | GaAs | InP |
|---------------------------------|--------------------------------------|--------------------------------------|--------------------------------------|
| Bandabstand E_g | 1,12 eV | 1,43 eV | 1,27 eV |
| Elektronenbeweglichkeit μ_n | $1350 \frac{\text{cm}^2}{\text{Vs}}$ | $8800 \frac{\text{cm}^2}{\text{Vs}}$ | $4600 \frac{\text{cm}^2}{\text{Vs}}$ |
| Löcherbeweglichkeit μ_p | $480 \frac{\text{cm}^2}{\text{Vs}}$ | $450 \frac{\text{cm}^2}{\text{Vs}}$ | $150 \frac{\text{cm}^2}{\text{Vs}}$ |

Die Entwicklung in den letzten 10 Jahren hat gezeigt, dass zunehmend Halbleiterbauelemente auf Silizium-Basis Einzug in den Mikrowellenschaltungsbereich finden. Dies ist zum einen

auf Fortschritte in der Prozesstechnologie zurückzuführen, die immer kleinere Strukturgrößen ermöglicht und zum anderen auf die Verwendung einer Silizium-Germanium-Legierung in der Basis der Bipolartransistoren. Wegen dieser zusätzlichen Silizium-Germanium-Schicht in der Basis werden diese Transistoren Heterobipolartransistoren (HBT) genannt. Aufgrund dieser Weiterentwicklungen sind mit Transistoren auf Siliziumbasis Rekordwerte von $f_{\max}=243$ GHz und $f_t=350$ GHz erzielt worden [6, 21]. Die Transitfrequenz von $f_t=350$ GHz ist zur Zeit seiner Veröffentlichung, 2002, der höchste veröffentlichte Wert unter allen bekannten Bipolartransistoren. Diese beeindruckenden Ergebnisse zeigen den Einzug der Siliziumtechnologie in den Millimeterwellenbereich, der nach wie vor bei der industriellen Anwendung durch den Verbindungshalbleiter GaAs dominiert wird. Weitere Vorteile der SiGe-Heterobipolartransistoren im Vergleich zu GaAs-Bipolartransistoren sind:

- geringere Basis-Emitter-Spannung, dies führt zu einer geringeren Leistungsaufnahme,
- geringeres niederfrequentes $1/f$ -Rauschen [22] und damit ein geringeres Phasenrauschen bei Oszillatoren [23] und
- Silizium hat eine bessere Wärmeleitfähigkeit als GaAs und kann somit die Verlustleistung besser abführen.

Die hohen Grenzfrequenzen des SiGe-HBTs führen allerdings zu einer reduzierten Durchbruchspannung [24], wodurch die Leistungserzeugung erschwert wird, da die Last sehr niederohmig ausfallen muss. Bipolartransistoren auf GaAs-Basis haben materialbedingt eine wesentlich höhere Durchbruchspannung und sind für die Leistungserzeugung bei hohen Frequenzen besser geeignet. Eine weitere Domäne der III-V-Verbindungshalbleiter sind rauscharme Verstärker, wie sie in Empfangssystemen gebraucht werden [25].

2.1 Grundlagen des Silizium-Germanium-Heterobipolartransistors

Im Gegensatz zu Feldeffekttransistoren, bei denen die Anzahl der freien Ladungsträger in einem Kanal durch das Anlegen einer elektrischen Steuerspannung variiert werden kann, und dadurch eine Strommodulation stattfindet, werden bei einem Bipolartransistor Minoritätsladungsträger aus einem Emitter in eine Basis injiziert und von einem Kollektor aufgenommen. Dabei wird die injizierte Minoritätsladungsträgerdichte durch die angelegte Spannung zwischen Basis und Emitter bestimmt. Das Injizieren und Absaugen der Minoritäten geschieht jeweils über die Raumladungszone (RLZ) eines pn-Übergangs. Damit besteht ein Bipolartransistor aus zwei miteinander verbundenen pn-Übergängen, und das gemeinsame Bahnggebiet ist die Basis. Die drei Bereiche sind mit ohmschen Kontakten versehen, über die sich das Potenzial aller drei Gebiete unabhängig voneinander einstellen lässt. Der schematische Aufbau zur Veranschaulichung der Funktion eines Bipolartransistors ist in Abbildung 2.1 dargestellt.

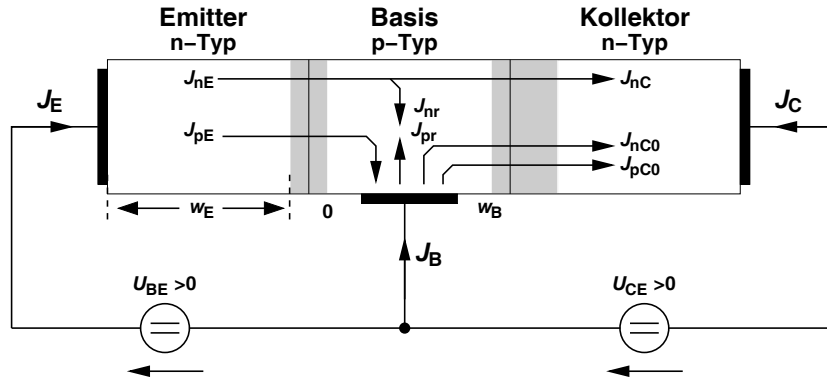


Abbildung 2.1: Schematische Darstellung eines Bipolartransistors

Der dargestellte Transistor ist als Verstärker in Normalbetrieb beschaltet. Die Basis-Kollektor-Diode wird in Sperrrichtung betrieben. Damit ist die Diodensättigungsstromdichte über diesem Übergang $J_{C0} = J_{nC0} + J_{pC0}$ vernachlässigbar. Ferner wird die Rekombinationsstromdichte J_{nr} , die durch die Löcherstromdichte J_{pr} kompensiert wird, in der Basis vernachlässigt, da die Weite der Basis (w_B) sehr gering im Vergleich zur Diffusionslänge der Elektronen ist. Mit diesen Vereinfachungen ist die Basisstromdichte J_B gleich der Löcherstromdichte J_{pE} über dem Basis-Emitter-Übergang und die Kollektorstromdichte gleich der Elektronenstromdichte J_{nE} . Die vom Emitter in die Basis injizierte Elektronendichte $n_p(0)$ ist:

$$n_p(0) = \frac{n_{i,B}^2}{N_{A,B}} \cdot e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}, \quad (2.1)$$

mit $n_{i,B}$ der intrinsischen Elektronendichte in der Basis, $N_{A,B}$ der Basisdotierung und $U_T = k_B \cdot T$ der Temperaturspannung. k_B ist hierbei die Boltzmann-Konstante. Die injizierten Ladungsträger werden von der Raumladungszone am Basis-Kollektor-Übergang abgesaugt. Dadurch entsteht ein Ladungsträgergradient von $\frac{dn}{dy} \approx \frac{n_p(0)}{w_B}$, wie er in Abbildung 2.2 anschaulich dargestellt ist.

Dieser Ladungsträgergradient in der Basis führt nach folgender Gleichung zu einer Elektronenstromdichte J_{nE} , die unter den gemachten Vereinfachungen gleich der Kollektorstromdichte J_C ist, von:

$$J_C = J_{nE} = -q \cdot D_{n,B} \cdot \frac{dn}{dy} = -q \cdot \frac{D_{n,B} \cdot n_{i,B}^2}{w_B \cdot N_{A,B}} \cdot e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}. \quad (2.2)$$

Dabei ist $D_{n,B}$ die Diffusionskonstante der Elektronen in der Basis. Unter den gemachten Vereinfachungen ist die Basisstromdichte J_B gleich der Löcherstromdichte J_{pE} über dem Basis-Emitter-Übergang und bestimmt sich analog zur Kollektorstromdichte zu:

$$J_B = -J_{pE} = +q \cdot D_{p,E} \cdot \frac{dp}{dy} = +q \cdot \frac{D_{p,E} \cdot n_{i,E}^2}{w_E \cdot N_{D,E}} \cdot e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}. \quad (2.3)$$

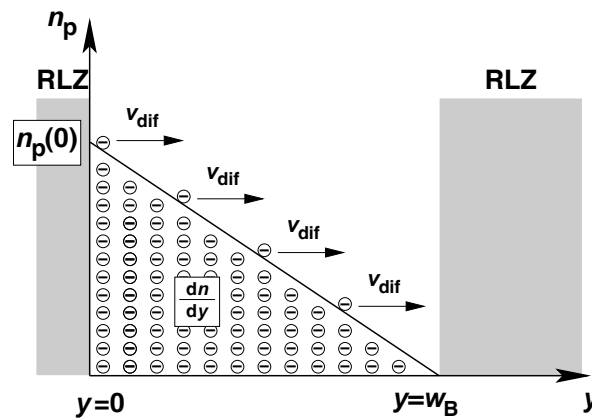


Abbildung 2.2: Diffusionsdreieck in der Basis eines Bipolartransistors

$n_{i,E}$ ist die intrinsische Ladungsträgerdichte im Emitter. Für diese Gleichung wurde emitterseitig für die Basis-Emitter-Diode ein Kurzbasisdiodenverhalten mit der Emitterweite w_E angenommen. $N_{D,E}$ ist die Emitterdotierung.

Die Stromverstärkung β stellt das Verhältnis von Kollektorstrom zu Basisstrom dar und ergibt sich mit den obigen Gleichungen zu:

$$\beta_F = \frac{J_C}{J_B} = \frac{D_{n,B} \cdot w_E \cdot N_{D,E}}{D_{p,E} \cdot w_B \cdot N_{A,B}} \cdot \frac{n_{i,B}^2}{n_{i,E}^2}. \quad (2.4)$$

Aus dieser Gleichung ist ersichtlich, dass eine wesentlich höhere Emitterdotierung im Vergleich zur Basisdotierung nötig ist, um eine entsprechend hohe Stromverstärkung β_F zu erreichen, aber auch die Weite der Basis hat ihren Einfluss auf die Stromverstärkung.

Eine hohe Stromverstärkung ist wünschenswert, um eine geringe Rauschzahl zu erreichen und sollte für den Schaltungsentwurf größer als 100 sein. Eine weitere wichtige Größe für das Hochfrequenzverhalten bei einem Bipolartransistor ist der Basisbahnwiderstand R_B , der den Zuleitungswiderstand von der Kontaktierung zum pn-Übergang darstellt. Dieser Widerstand hat ebenfalls Einfluss auf das Rauschverhalten [26, 27] und auf die maximale Oszillationsfrequenz und sollte möglichst gering sein [28]. Die Transitzeit τ_B der Elektronen durch die Basis, die die Geschwindigkeit des Transistors mitbestimmt, ist eine weitere wichtige Kenngröße für Transistoren, die bei hohen Frequenzen ihren Einsatz finden sollen.

Das Problem besteht jetzt darin, dass die Basisbahnweite w_B und die Basisdotierung $N_{A,B}$ diese drei Transistorkenngrößen unterschiedlich beeinflussen:

- $\tau_B \propto w_B^2$, um die Basistransitzeit gering zu halten, sollte die Basis möglichst dünn gehalten werden.

- $R_B \propto \frac{1}{w_B N_{A,B}}$, der Basisbahnwiderstand sollte möglichst gering ausfallen. Dies erfordert eine breite Basis und eine hohe Dotierung. Dabei ist zu berücksichtigen, dass die Beweglichkeit der Elektronen mit zunehmender Dotierung $N_{A,B}$ abnimmt.
- $\beta \propto \frac{1}{w_B} \frac{N_{D,E}}{N_{A,B}}$, für ein hohes β ist eine geringe Basisbahnweite nötig und der Emitter muss wesentlich höher dotiert sein als die Basis.

Diese Zusammenhänge zeigen, dass sich die drei aufgeführten Transistorkenngrößen mit den beiden Parametern w_B und $N_{A,B}$ nicht gleichzeitig optimieren lassen. Um einen weiteren Freiheitsgrad für die oben aufgeführten Transistorkenngrößen zu ermöglichen, wird für die Basis ein Halbleitermaterial mit einem anderen Bandabstand verwendet. Bei einer Silizium-Germanium-Legierung ist der Bandabstand geringer als bei reinem Silizium. Wird eine elastisch verspannte Silizium-Germanium-Legierung mit reinem Silizium zusammengebracht, findet die Bandabstandsverschiebung hauptsächlich im Valenzband statt. Kommt bei einem Transistor als Basismaterial eine Silizium-Germanium-Legierung und als Emittermaterial Silizium zum Einsatz, müssen die Löcher aus der Basis beim Basis-Emitter-Übergang eine höhere Potenzialbarriere überqueren als die Elektronen aus dem Emitter. In Abbildung 2.3 ist dieser Sachverhalt dargestellt.

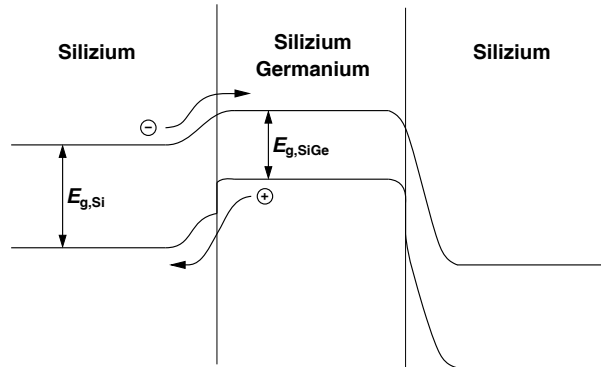


Abbildung 2.3: Bandverlauf bei einem Heterobipolartransistor

Da zwischen der intrinsischen Ladungsträgerdichte und dem Bandabstand ein exponentieller Zusammenhang besteht, kürzen sich in Gleichung (2.4) diese nicht. Damit ergibt sich der folgende Zusammenhang:

$$\beta_F = \frac{D_{n,B} \cdot w_E \cdot N_{D,E} \cdot n_{i,B}^2}{D_{p,E} \cdot w_B \cdot N_{A,B} \cdot n_{i,E}^2} \propto \frac{N_{D,E}}{N_{A,B}} \cdot e^{\frac{\Delta E_g}{k_B T}}. \quad (2.5)$$

ΔE_g stellt dabei die Differenz zwischen dem Bandabstand im Silizium und der Silizium-Germanium-Legierung dar. Da die Differenz im Bandabstand im Exponenten steht, ist deren Einfluss auf die Stromverstärkung β_F sehr groß. Bei gegebener Stromverstärkung kann jetzt die Basisdotierung entsprechend erhöht werden. Dies reduziert den Basisbahnwiderstand und verbessert

dadurch die Rauscheigenschaften des Transistors und erhöht gleichzeitig die maximale Oszillationsfrequenz. Um die Transitzeit τ_b durch die Basis zu reduzieren, kann auch die Basisweite reduziert werden. Dies erhöht allerdings wieder den Basisbahnwiderstand, kann aber durch eine erhöhte Dotierung ausgeglichen werden.

Ein anderer Ansatz besteht darin die Germaniumkonzentration in der Basis kontinuierlich zu erhöhen. Dadurch ergibt sich ein Potentialgradient im Leitungsband der Basis. Dieser Gradient führt zu einem E-Feld, das die Elektronen zusätzlich beschleunigt. Damit wird die Transitzeit τ_B der Elektronen in der Basis erniedrigt. Abbildung 2.4 soll diesen Zusammenhang verdeutlichen.

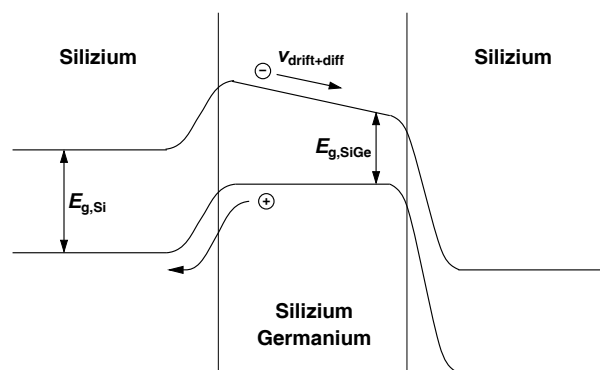


Abbildung 2.4: Bandverlauf bei einem Heterobipolartransistor mit Germaniumgradienten in der Basis

Bei gleichen lateralen Abmessungen lassen sich im Vergleich zu einem reinen Siliziumtransistor durch die Einführung der SiGe-Heterostruktur die Hochfrequenzeigenschaften deutlich verbessern. Dies hält die Herstellungskosten für diese Technologie gering.

2.2 Beschreibung des ATMEL-SiGe1-Prozesses

Für die Realisierung der integrierten Schaltungen findet der SiGe1-Prozess von ATMEL Verwendung. Diese Technologie wurde für den Massenmarkt der mobilen Telekommunikation, der sich hauptsächlich im Frequenzbereich um 2 GHz befindet, entwickelt. Der SiGe1-Prozess basiert auf einer kostengünstigen Siliziumbipolartechnologie mit einem $f_t=18$ GHz [8] und ein fertig prozessierter 6 Zoll Wafer liegt in der Produktion bei 700 Euro. Die Weiterentwicklung führt zur Integration mit CMOS-Bauelementen [29, 30]. ATMEL bietet seinen Kunden auch diese SiGe-BiCMOS-Variante an.

Im Gegensatz zu anderen SiGe-Heterobipolartransistor-Technologien [30, 31] ist die Germaniumkonzentration in der Basis des Transistors konstant und beträgt 21-26 % [8, 32]. Die Bordo-
tierung der Basis ist mit $4 \cdot 10^{19} \text{cm}^{-3}$ um den Faktor 10-20 höher als bei Homobipolartransistoren aus Silizium. Durch die Möglichkeit, die Kollektordotierung N_C selektiv zu erhöhen, bietet der Prozess zwei unterschiedliche Transistortypen. Transistoren mit einem selektiv implan-