

Mikroelektronische III-V-Bauelemente für hohe Frequenzen

Walter Kellner

Infineon Technologies AG, WS TI G, 81730 München, Germany

Durch HEMT (High Electron Mobility Transistor) oder HBT (Heterojunction Bipolar Transistor) lassen sich die durch das III-V-Material gegebenen Eigenschaften wie hohe Beweglichkeit und Driftgeschwindigkeit der Elektronen sowie hoher Bandabstand in attraktive Eigenschaften der Bauelemente wie hohe Grenzfrequenzen, hohe Verstärkung, niedriges Rauschen, hohe Ausgangsleistung, guter Wirkungsgrad und Linearität umsetzen. Entscheidend für den Erfolg auf dem globalen Markt ist der Preis, wobei die technische Qualität vorausgesetzt wird. Mit der Einrichtung einer 150 mm-Scheibenfertigung für GaAs in München-Perlach wurde dazu ein entscheidender Schritt getan. Im Vortrag werden die prinzipielle Funktion von HEMT und HBT sowie deren wichtigste Eigenschaften kurz beschrieben. An zwei Beispielen werden sodann erfolgreiche Entwicklungen für den Systemeinsatz demonstriert: Ein HBT-Leistungsverstärker für GSM Mobiltelefone (900 MHz) erreichte auf einer Chipfläche von nur 2 mm² eine Ausgangsleistung von 2,7 W bei einem Wirkungsgrad (PAE) von 56 % und einer Verstärkung von 32 dB sowie einem Regelbereich von 80 dB. Das zweite Beispiel beschreibt Millimeterwellenschaltungen (77 GHz) für Auto-Abstandsradar. Die vom Sensor erfassten Daten steuern Brems- und Gas, sodass das Fahrzeug automatisch den Sicherheitsabstand zum vorausfahrenden Fahrzeug einhält. Die derzeit in der Automobil-Luxusklasse angebotenen Systeme verwenden noch Gunn-Elemente in Hohlleitern. Für den Massenmarkt ist diese Technologie jedoch zu teuer. Ein Chipsatz für planaren Modulaufbau auf der Basis von HEMT-Schaltungen und einer Silizium Schottky-Diode wird vorgestellt. Das HF-Modul erwies sich in Fahrttests bei Siemens Automotive als gut geeignet für den praktischen Einsatz.

1. HEMT

Im MESFET wird der Strom zwischen Source und Drain durch die Raumladungszone unter dem Metall-Halbleiter-Übergang gesteuert, wobei die aktive Schicht meist durch Implantation der Dotierstoffe ins semiisolierende GaAs erzeugt wird. Der HEMT ist im Prinzip ein MESFET auf einer hetero-epitaktischen Schichtfolge (Fig. 1). Die Verwendung unterschiedlicher Halbleiter ermöglicht einen Potentialverlauf wie in Fig. 2, der die Elektronen im Kanal hält und somit Verluste durch Elektronenstreuung ins Substrat minimiert. Durch den dünnen Kanal nahe der Oberfläche und die hohe Beweglichkeit des InGaAs ergeben sich Verbesserungen in der Grenzfrequenz bis zum Faktor 5 im Vergleich zum MESFET. Die Auswahl der Schichtparameter und die Prozessführung ermöglichen es, die Bauelemente für verschiedene Anwendungen zu optimieren: Von Single-Heterojunction (SH)-HEMT für Low-Noise-Anwendungen (LN60) bis zu Double-Heterojunction (DH)-HEMT für Mobilkommunikation (Leistung und hoher Wirkungsgrad bei 3 V-Betrieb, M30), von Leistungsbaulementen bis 40 GHz (P60) bis zu höchsten Frequenzen bis 90 GHz (110). In SH-HEMT wird der InGaAs-Kanal begrenzt durch die dotierte AlGaAs Schicht und durch die undotierte GaAs-Pufferschicht zum Substrat. In DH-HEMT entsteht ein zweiter Hetero-Übergang durch eine AlGaAs-

Pufferschicht zum Substrat, was den Potentialtopf vertieft und die Elektronendichte erhöht - ein Vorteil für Leistungs-HEMT.

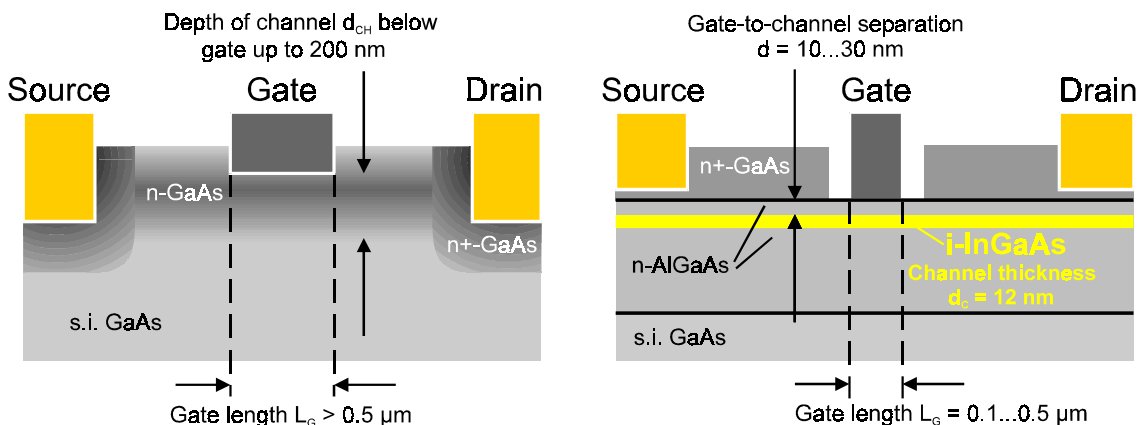


Fig. 1: Querschnitt MESFET und HEMT.

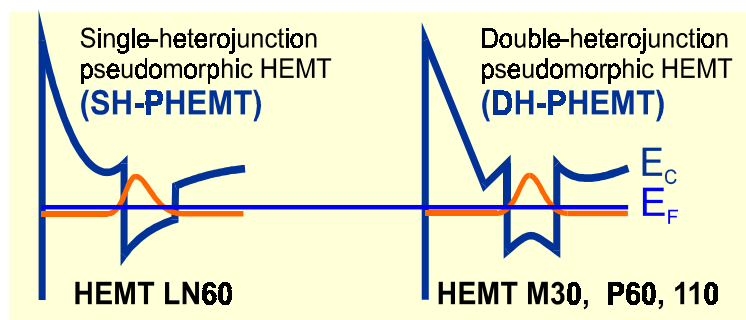


Fig. 2: Leitungsbandverlauf und Elektronendichte verschiedener HEMT-Familien, die Zahl verweist auf f_t .

Fig. 3 zeigt Rauschzahl und zugehörige Verstärkung als Funktion der Frequenz für die HEMT-Familien LN60, P60 und 110. H110 erreicht ebenso niedriges Rauschen wie LN60 und liefert mehr Verstärkung, die Prozessführung ist aber durch die kürzere Gatelänge (130 statt 180 nm) aufwändiger.

Der HEMT Prozess ist vollständig planar und durch den Einsatz optischer Lithographie sowie moderner Trockenätz- und Spacer-Prozesse kostengünstig.

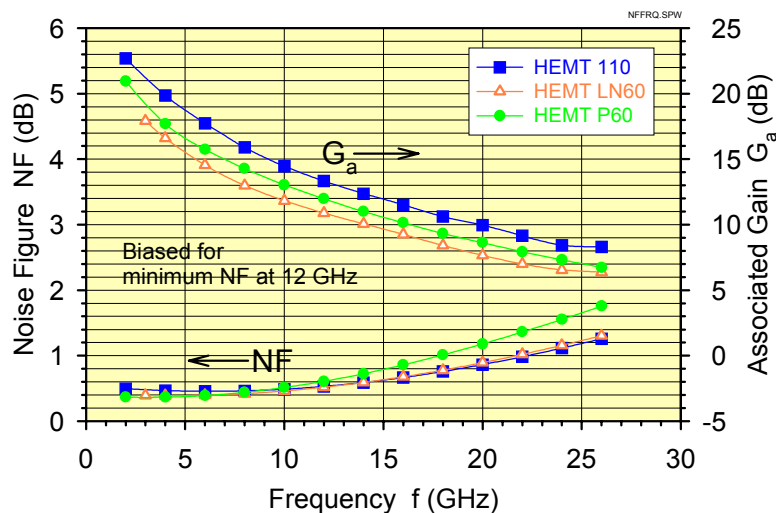


Fig. 3: Rauschzahl und zugehörige Verstärkung als Funktion der Frequenz.

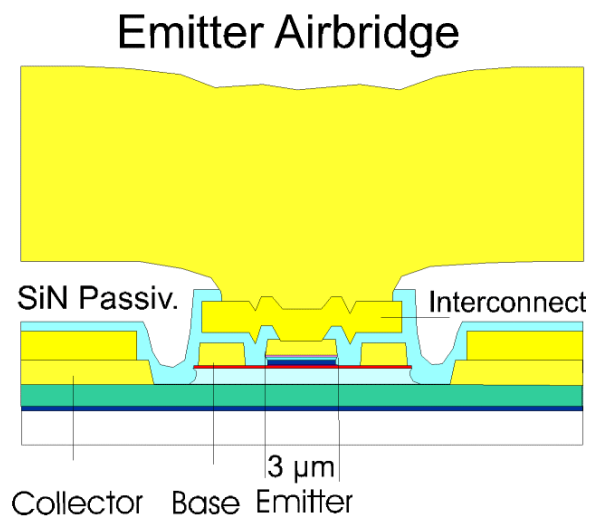


Fig. 4: Querschnitt Heterobipolar-Transistor (HBT)

2. HBT

Fig. 4 zeigt eine Querschnitt durch einen einzelnen HBT-Finger, von denen etwa 50 bis 100 parallel geschaltet werden, um einen Endstufentransistor für ein Mobiltelefon zu erhalten. Wegen der bei Leistungstransistoren erheblichen Selbsterwärmung der Transistoren sind die Finger über dicke Luftbrücken miteinander verbunden. Zwischen den Fingern entsteht so eine enge thermische Kopplung, die Temperaturunterschiede werden vermindert. Der Prozess beruht auf dem Einsatz einer Stepper-Lithographie mit 3 μm -Strukturen, wobei vertikale Höhenunterschiede von etwa 2 μm zu beherrschen sind. Trotz dieser geringen technologischen Anforderung erreicht der HBT ausgezeichnete HF-Eigenschaften und hohe Durchbruchspannung. Die Ursache hierfür liegt im Aufbau auf semiisolierendem GaAs (kleine Kapazitäten), im Material mit hoher Elektronen-Beweglichkeit und im Prinzip des Wide Gap Emitters (Shockley, 1951). Fig. 5 zeigt das

Banddiagramm im thermischen Gleichgewicht. Auf den Wide Gap Emmitter aus n-InGaP ($4 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$) folgt eine hochdotierte p-GaAs-Basis ($4 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$), ein n-GaAs-Kollektor ($2 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$) und ein n-GaAs Subkollektor ($5 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$). Beim Anlegen von positiven Spannungen an Basis und Kollektor erniedrigt sich die Barriere am EB-Übergang, wodurch Elektronen in die Basis gelangen. Durch den Wide Gap Emmitter wird eine Injektion von Löchern von der Basis in den Emmitter verhindert, sodass eine ausreichend hohe Stromverstärkung zu erzielen ist, weitgehend unabhängig von den Dotierungen von Emmitter und Basis. Zur Optimierung der HF-Eigenschaften wählt man, um den Basisbahnwiderstand zu verkleinern, die Dotierung der Basis hoch und die von Emmitter und Kollektor niedrig, um die Kapazitäten zu verkleinern. Fig. 6 zeigt die wichtigsten Kennzahlen des HBT M30 Prozesses.

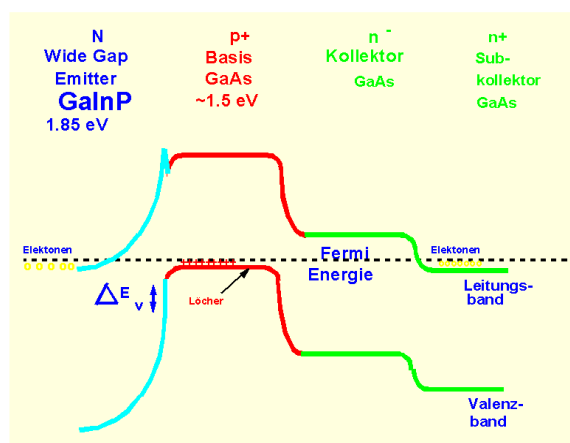


Fig. 5: Banddiagramm HBT.

| | |
|--|-----------------------------------|
| Emitter Width w | $3 \mu\text{m}$ |
| Frequencies f_t / f_{max} | 30 GHz / 60 GHz |
| On-Resistance R_{on} | $< 450 \text{ Ohm}/\mu\text{m}^2$ |
| Offset Voltage U_{offs} | $< 0.2 \text{ V}$ |
| Current Gain β | > 80 |
| Max. Coll. Curr. Density j_{cmax} | $0.2 \text{ mA}/\mu\text{m}^2$ |
| Coll.-Emit. Breakd. Volt. U_{ceo} | $> 15 \text{ V}$ |
| Outp. Pow./Emit.-Area P_{out}/A_e | $0.3 \text{ mW}/\mu\text{m}^2$ |

Fig. 6: Kennzahlen für HBT M30.

3. HBT-Leistungsverstärker für GSM [1]

Die Messung von HBT-Leistungszellen erforderte die Entwicklung von statischen und gepulsten Messungen im Bereich von 5 bis 10 A. Fig. 7 zeigt gepulste Ausgangskennlinien für Transistoren mit verschiedenen Emitterflächen ($1440 / 4320 / 8640 \mu\text{m}^2$), normiert auf den Strom der größten Zelle. Das gute Skalieren mit der Emitterfläche weist hin auf eine erfolgreiche Optimierung von Prozess und Zellen-Layout. Für die Großsig-

nal-Charakterisierung wurde ferner ein aktiver Load-Pull-Messplatz entwickelt, der für Ausgangsleistungen bis zu 10 W Analysen von Grund- und Oberwellen ermöglicht. Zusammen mit einem elektro-thermischen Modell für den HBT wurden die Zellen einem ausführlichen Vergleich zwischen Simulation und Messung unterzogen, womit eine Grundlage für den Entwurf künftiger Schaltungen erreicht war.

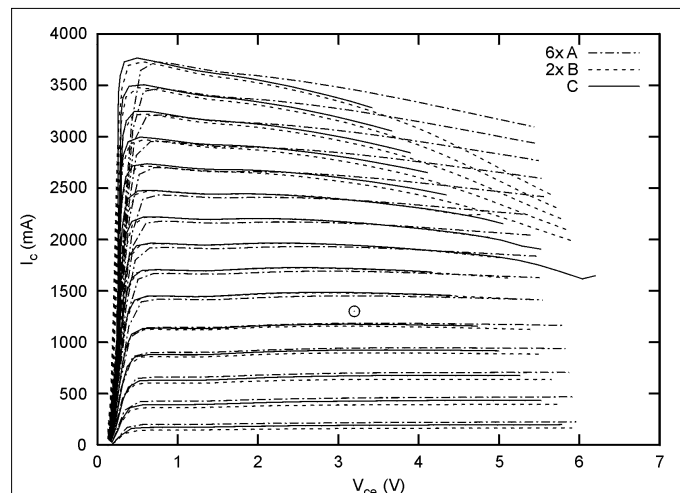


Fig. 7: Gepulste Kennlinien ($T = 0,58$ ms) für HBT- Leistungszellen mit $1440/4320/8640 \mu\text{m}^2$, A/B/C.

Die Anforderungen an lineare Verstärkung $G > 35$ dB und an Isolation im Off-Zustand (70dB) machten ein dreistufiges Design nötig. Auf der Grundlage von Load-Pull-Messungen an verfügbaren 0,5 W-Zellen wurden zunächst die Stufen mit Stromeinspeisung und die Anpasselemente zwischen den Stufen mit dem HBT-Kleinsignal-Modell entworfen. Erst danach wurde die letzte Optimierung mit dem Großsignal-Modell vorgenommen. Die Chips wurden in ein TSSOP10-Gehäuse eingebaut und in einer Testschaltung gemessen.

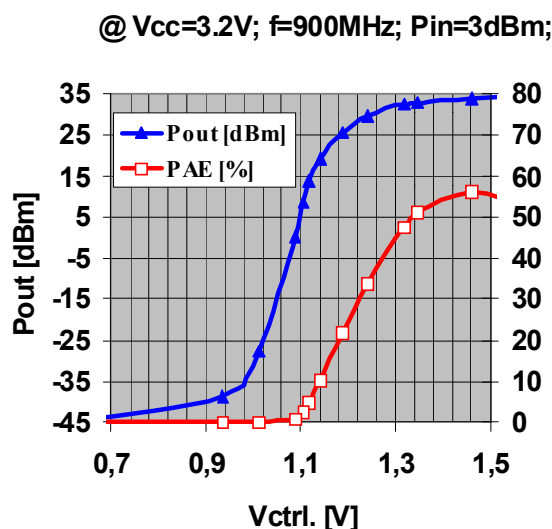


Fig. 8: Ausgangsleistung P_{out} und Wirkungsgrad PAE als Funktion der Kontrollspannung.

Fig. 8 zeigt die gemessene Ausgangsleistung (max. 2,7 W) und den Wirkungsgrad (max. 56%) als Funktion der Kontrollspannung bei $P_{in} = 3$ dB, $V_{cc} = 3,2$ V, $f = 900$ MHz. Die Großsignal-Verstärkung liegt bei 32 dB, die Leistung lässt sich über 80 dB regeln. Damit waren die Entwurfsziele erreicht.

4. Chipsatz für Autoradar [2]

Die Reduktion der Kosten auf ein für den Autokäufer erträgliches Niveau stellt derzeit die größte Herausforderung für die kommerzielle Umsetzung des Autoradars dar. Der hier vorgestellte Vorschlag beruht auf der Verwendung möglichst kleiner Standard-Komponenten, die mit hoher Ausbeute gefertigt werden können. Ein Chipsatz ermöglicht auch eine flexible und kostengünstige Realisierung unterschiedlicher Mehrstrahl-Radarkonzepte je nach Anforderung der Auto-Hersteller. Der Chipsatz für ein FMCW-Radar enthält 3 GaAs HEMT-MMICs:

- voltage controlled oscillator (VCO)
- medium power amplifier (MPA)
- active subharmonic mixer (HMIX)

sowie eine Silizium Schottky-Diode für den Empfangsmischer. Diese wurde wegen des niedrigen $1/f$ -Rauschens und der geringen Kosten gewählt. Der Konversionsverlust liegt bei 10 dB, die Rauschzahl (100kHz Zwischenfrequenz) bei 18 dB.

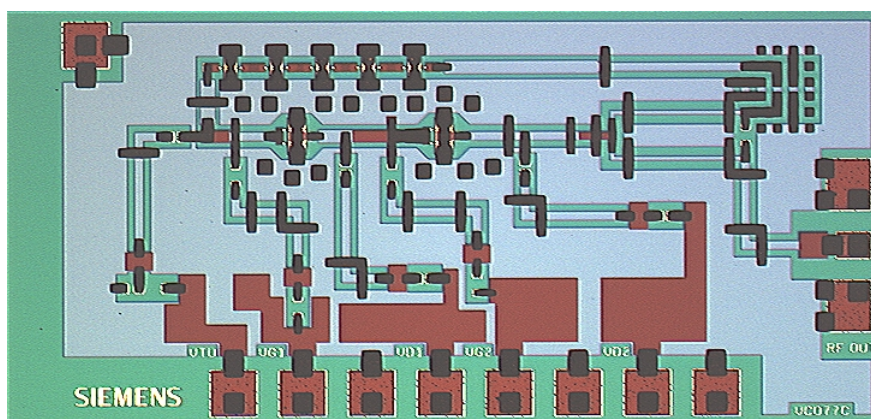


Fig. 9: HEMT-VCO 77 GHz.

Fig. 9 zeigt den VCO, der aus einem zweistufigen Verstärker, einem Wilkinson-Teiler und einem spannungsgesteuerten Phasenschieber besteht. Fig. 10 zeigt Frequenz und Ausgangsleistung als Funktion der Abstimmspannung. Eine Abstimmbandbreite von 2 GHz und eine Ausgangsleistung von 8 dBm wurden erreicht.

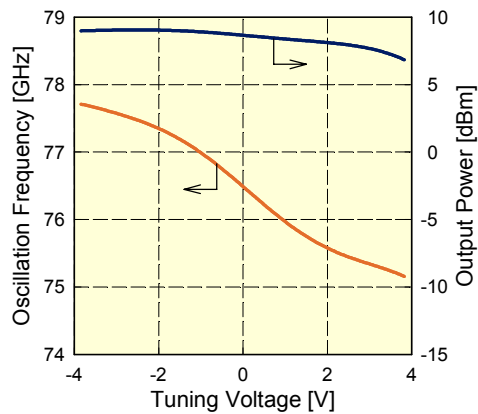


Fig. 10: VCO: Frequenz und Ausgangsleistung als Funktion der Abstimmspannung.

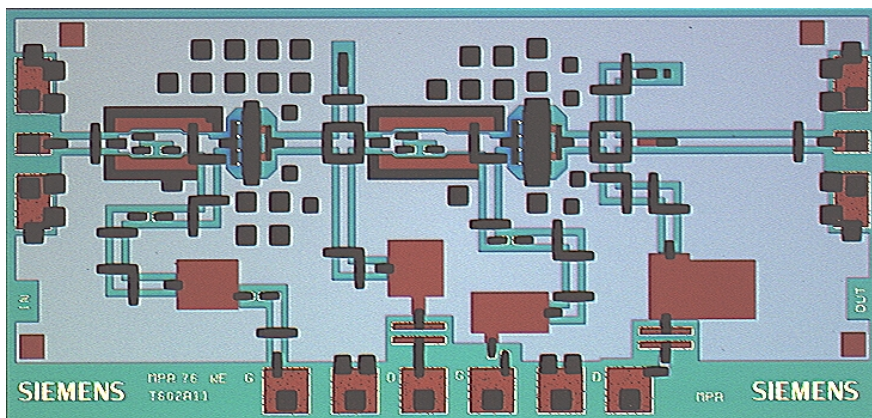


Fig. 11: HEMT-Verstärker 77 GHz.

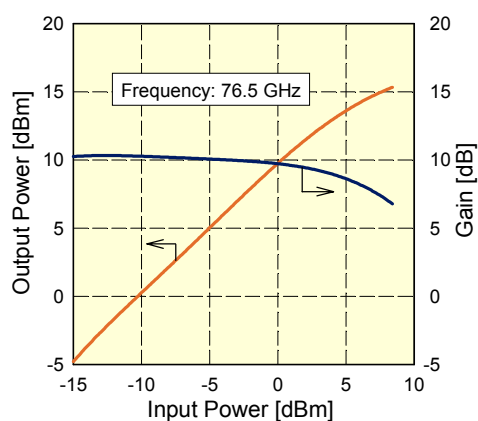


Fig. 12: Ausgangsleistung und Verstärkung über Eingangsleistung.

Fig. 11 zeigt den zweistufigen MPA, der an mehreren Stellen im FMCW-Radar eingesetzt werden kann, so z. B. nach dem VCO oder als Treiberverstärker für den Lokalos-

zillator des Empfangsmischers oder als Sendeverstärker. Fig. 12 zeigt Ausgangsleistung (> 13 dBm) und Verstärkung (10 dB) über der Eingangsleistung.

Der HMIX mischt die 5. Harmonische eines Referenzoszillators bei 15,1 GHz mit dem VCO-Signal und liefert so eine Zwischenfrequenz unterhalb von 2 GHz. Dieses dient dem Einsatz in einer PLL zur Stabilisierung des VCO, wobei Linearität und Phasenrauschen verbessert werden.

Der Chipsatz wurde bei Siemens Automobiltechnik in Fahrversuchen erfolgreich erprobt. Da die Anforderungen erfüllt wurden, ist er die Grundlage für die nächste Generation des Autoradars.

Dank

An T. Grave, J.-E. Müller, E. Pettenpaul, H. J. Siweris, P. Zwicknagl und viele Kollegen für Arbeit, Material und Diskussion. An das Bundesministerium für Forschung und Technologie für die Förderung im Rahmen der Projekte 01BM613/8, 01BM614/9 und 01BM616/0.

Literatur

- [1] J.-E. Mueller, U. Gerlach, G. L. Madonna, M. Pfof, R. Schultheis, P. Zwicknagl: A 3V small chip size GSM HBT power MMIC with 56% PAE. GAAS 2000, Paris, 2. – 3.Oct 2000, p 213 – 216.
- [2] H. J Siweris, A. Werthof, H. Tischer, T. Grave, H. Werthmann, R. H. Rasshofer, W. Kellner: A mixed Si and GaAs chip set for millimeter-wave automotive radar front-ends. RFIC Symp. 2000, Boston, 11.-13.June 2000, p 191 – 194.