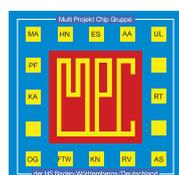


# MPC

MULTI PROJEKT CHIP GRUPPE  
BADEN - WÜRTTEMBERG

Herausgeber: Hochschule Ulm    Ausgabe: 54    ISSN 1868-9221    Workshop: Ulm Juli 2015

- 1    **EUV Lithografie – optische Spitzentechnologie als Grundstein moderner Chipfertigung**  
T. Heil, Carl Zeiss SMT GmbH, Oberkochen
  
- 9    **CMOS Image Sensors**  
H. Neubauer, Fraunhofer Institut IIS, Erlangen
  
- 15    **Entwurf und Inbetriebnahme einer PLL in 0,35  $\mu\text{m}$  CMOS-Technologie**  
C. Eschenbach, B. Vettermann, J. Giehl, Hochschule Mannheim
  
- 23    **Ein Aufwärts-Wandler-IP im 180 nm CMOS-Prozess zur Versorgung von ASICs mittels Energy Harvesting**  
M. Hiller, M. Locherer, G. Forster, Hochschule Ulm
  
- 35    **Flächenoptimierte Bandgap-Referenz für Low-Power-Anwendungen mit 2,5 – 5,5 V Versorgung**  
I. Yasar, R. Staudt, C. L. J. Teffo, B. Schoch, T. Stoof, J. Wittmann, B. Wicht, Hochschule Reutlingen
  
- 43    **Design and Verification of a Mixed-Signal SoC for Biomedical Applications**  
M. Bhattacharyya, B. Dusch, D. Jansen, E. Mackensen, Hochschule Offenburg
  
- 49    **CAPABLE: A Layout Automation Framework for Analog IC Design**  
D. Marolt, J. Scheible, Hochschule Reutlingen; G. Jerke, V. Marolt, Robert Bosch GmbH, Reutlingen
  
- 61    **Synthese eines CRC-Number-Crunchers auf einem FPGA**  
S. Gebhart, I. Schoppa, Hochschule Konstanz
  
- 67    **Analyse von Hardware/Software-Varianten einer Bildverarbeitungsapplikation auf Basis eines FPGA-SoCs**  
D. S. Rieber, J. Gerlach, Hochschule Albstadt-Sigmaringen
  
- 77    **High-Level-Synthese eines OFDM-Funkkommunikationssystems für eine auf den Einsatz in der Lehre ausgelegte Software Defined Radio-Plattform**  
S. Moll, M. Welk, M. Düll, R. Münzner, Hochschule Ulm
  
- 85    **Untersuchung maschineller Lernverfahren und Realisierung eines selbstlernenden Algorithmus zur zuverlässigeren Gestenerkennung**  
D. Heese, K.-H. Blankenbach, F. Kesel, Hochschule Pforzheim
  
- 97    **A Web-Based Monitoring Tool for Metering Bus (EN13757-3)**  
T. Matt, M. Schappacher, A. Sikora, Hochschule Offenburg



Cooperating Organisation  
Solid-State Circuit Society Chapter  
IEEE German Section

**Tagungsband zum Workshop der Multiprojekt-Chip-Gruppe Baden-Württemberg**

Die Deutsche Bibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie.

Die Inhalte der einzelnen Beiträge dieses Tagungsbandes liegen in der Verantwortung der jeweiligen Autoren.

Herausgeber:

Gerhard Forster, Hochschule Ulm, Prittwitzstraße 10, D-89075 Ulm

Mitherausgeber (Peer Reviewer):

Jürgen Giehl, Hochschule Mannheim, Paul-Wittsack-Straße 10, D-68163 Mannheim

Frank Kesel, Hochschule Pforzheim, Tiefenbronner Straße 65, D-75175 Pforzheim

Axel Sikora, Hochschule Offenburg, Badstraße 24, D-77652 Offenburg

Alle Rechte vorbehalten

Diesen Workshopband und alle bisherigen Bände finden Sie im Internet unter:

<http://www.mpc.belwue.de>

# Flächenoptimierte Bandgap-Referenz für Low-Power-Anwendungen mit 2,5 – 5,5 V Versorgung

Ismail Yasar, Robin Staudt, Cedric Leonel Jiago Teffo, Benjamin Schoch, Thomas Stoof,  
Jürgen Wittmann, Bernhard Wicht

**Zusammenfassung**—In dieser Arbeit wird eine optimierte Bandgap-Referenz zur Erzeugung einer temperaturstabilen Spannung und eines Referenzstroms vorgestellt. Für Low-Power-Anwendungen wurde die Bandgap-Referenz, basierend auf der Brokaw-Zelle, mit minimaler Stromaufnahme und optimierter Chipfläche durch Multi-Emitter-Layout der Bipolartransistoren implementiert. Zusätzliches Merkmal ist ein verbreiteter Versorgungsspannungsbereich von 2,5 bis 5,5 V. Simulationen zeigen, dass eine stabile Ausgangsspannung von 1,218 V und ein Referenzstrom von 1,997  $\mu\text{A}$  realisiert wird. Im Temperaturbereich  $-40\text{ }^\circ\text{C}$  ...  $50\text{ }^\circ\text{C}$  sowie dem gesamten Bereich der Versorgungsspannung beträgt die Genauigkeit der Referenzspannung  $\pm 0,04\%$  mit einer Gesamtstromaufnahme zwischen 3,5 und 10  $\mu\text{A}$ . Es wird eine Temperaturdrift von 2,18 ppm/K erreicht. Durch das elektronische Trimmen von Widerständen wird der Offset der Ausgangsspannung, bedingt durch Herstellungstoleranzen, auf  $\pm 3,5\text{ mV}$  justiert. Die Referenz wird in einer  $0,18\text{ }\mu\text{m}$  BiCMOS-Technologie implementiert.

**Schlüsselwörter**—Bandabstandreferenz, Bandgap Voltage Reference, Bandgap, Spannungsreferenz, Low Power.

## I. EINLEITUNG

Viele integrierte Schaltungen benötigen eine präzise Referenz, um deren Funktionalität zu gewährleisten. Im digitalen Bereich gehören hierzu beispielsweise Analog-Digital-Converter (ADC). Diese wandeln analoge Spannungen in einen digitalen Wert um. Dabei müssen ADCs „wissen“ wie groß eine digitale Einheit ist. Das wird durch den Vergleich mit einer Spannungsreferenz erreicht. Erst dadurch ist es möglich, Pegel für digitale Vorgänge zu definieren. Aber auch in analogen Systemen kommen sie zum Einsatz. Wird ein Spannungsreg-

ler betrachtet, so vergleicht dieser seine Ausgangsspannung über einen Fehlerverstärker ebenfalls mit einer Referenzspannung. Deshalb ist es dem Regler möglich, auf eine Änderung am Ausgang angemessen zu reagieren. Die genannten Bauelemente und dadurch auch Spannungsreferenzen finden ebenfalls im Automotive-Bereich ihre Anwendung. Sie kommen in Steuergeräten, Sensorapplikationen und im Multi-Media-Bereich vor. Da die genannten und weiteren Bauelemente zwingend eine Referenz voraussetzen, muss die Funktionalität der Bandgap-Referenz zu jeder Arbeitsbedingung gegeben sein. Durch diese Abhängigkeiten von der Referenz hat nicht nur dessen Funktionalität, sondern auch die Genauigkeit direkten Einfluss auf die Gesamtsysteme. Deshalb sind Genauigkeit und Fehleranfälligkeit der Bandgap-Referenz von großer Wichtigkeit. Die fortschreitend kleiner werdenden Schaltungsausmaße und die auf Effizienz ausgelegten Systeme stellen dabei besondere Spezifikationen. Die Herausforderung hierbei ist es, trotz geringer Ausmaße und der dadurch bedingten Herstellungstoleranzen sowie der geringen Stromaufnahmen eine dennoch stör- und temperaturunempfindliche Ausgangsspannung zu erhalten. Des Weiteren wird die hier vorliegende Optimierung für den Automotive-Bereich betrachtet, dessen typische Anforderungen ein Temperaturbereich von  $-40\text{ }^\circ\text{C}$  bis  $150\text{ }^\circ\text{C}$  und ein Niederspannungsbereich von 2,5 V bis 5,5 V sind. Der weite Spannungsbereich ist erforderlich, da bei einem Einbruch der Batteriespannung, z.B. bei einem Kaltstart des Fahrzeugs, die Niederspannungsdomäne und somit die Versorgung der Bandgap-Referenz deutlich absinkt. Für Bandgap-Referenzen für den Automotive-Bereich existieren bereits Entwicklungen [1], die zwar auf eine hohe Genauigkeit ausgelegt sind, aber deren Stromaufnahme für Low Power Anwendungen nicht akzeptabel ist.

Spannungsreferenzen können auf verschiedenste Art und Weise entworfen und hergestellt werden. Im Jahr 1971 entwickelte Robert Widlar die erste Bandgap-Referenz, das LM113. Hierfür verwendete er die herkömmliche junction-isolated Bipolar-IC Technologie, um mit Bipolartransistoren eine stabile Ausgangsspannung ( $\sim 1,220\text{ V}$ ) zu erzeugen [2]. Weiterhin kommen heutzutage für Referenzen auch Buried-Zener- und XFET-Prinzipien zum Einsatz [4][5][6]. Aber um eine ausreichend hohe Präzision zu gewährleisten, den Flächen- und Energiebedarf zu reduzieren und die Möglichkeiten der BiCMOS-Technologie auszunutzen,

Ismail Yasar, Robin Staudt, Cedric Leonel Jiago Teffo, Benjamin Schoch, Thomas Stoof, {ismail.yasar, robin.staudt, cedric\_leonel.jiago\_teffo, benjamin.schoch, thomas.stoof}@student.reutlingen-university.de, Jürgen Wittmann, juergen.wittmann@reutlingen-university.de and Bernhard Wicht, bernhard.wicht@reutlingen-university.de are with Hochschule Reutlingen, Alteburgstraße 15, 72762 Reutlingen.

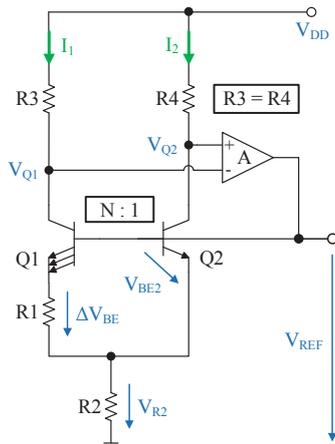


Abbildung 1: Prinzip einer Brokaw-Zelle.

wird deshalb auf das Prinzip der Brokaw-Zelle in Abbildung 1 zurückgegriffen [7]. Bei dieser Art werden in zwei Zweigen exakt dieselben Ströme erzeugt, welche proportional zur Temperatur sind. Dieser Strom sorgt dafür, dass an Basis-Emitter-Strecken integrierter Bipolartransistoren und an integrierten Polysiliziumwiderständen eine Spannung abfällt. Durch die Kombination dieser beiden über der Temperatur veränderlichen Spannungen wird eine stabile Ausgangsspannung realisiert, da beide zwar betragsmäßig denselben Temperaturkoeffizienten (TK) besitzen, aber mit unterschiedlichen Vorzeichen behaftet sind. Der Vorteil einer Brokaw-Zelle ist der einfache Grundaufbau aus Bipolartransistoren und Widerständen.

Das Ziel dieser Arbeit ist es, eine hochgenaue Bandgap-Referenz basierend auf einer Brokaw-Zelle zu implementieren. Die Toleranz der Referenzspannung soll dabei über Temperaturbereich, Prozesstoleranzen und Schwankungen der Versorgungsspannung deutlich unter  $\pm 10$  mV liegen, bei gleichzeitig minimaler Fläche. Abgeleitet von der Referenzspannung mit einer Widerstandslast soll zusätzlich ein Referenzstrom von  $2 \mu\text{A}$  erzeugt werden. Bedingt durch den vorgesehenen Einsatz in Low-Power Anwendungen, wird eine Gesamtstromaufnahme der Bandgap-Referenz von weniger als  $10 \mu\text{A}$  gefordert.

## II. EINFÜHRUNG BROKAW-ZELLE

Abbildung 1 verdeutlicht den Grundaufbau einer Brokaw-Zelle. Die Widerstände  $R_3$  und  $R_4$  sind gleich. Die Emitterfläche von  $Q_1$  ist um den Faktor  $N$  größer als die Fläche des Bipolartransistors  $Q_2$ . Dies wird erreicht, indem  $Q_1$  aus mehreren parallel geschalteten Bipolartransistoren realisiert wird und somit die Einsatzspannung von  $Q_1$  niedriger ist als von  $Q_2$ . Ist die Spannung  $V_{REF}$ , und somit die Basisspannungen von  $Q_1$  und  $Q_2$ , zu niedrig, zum Beispiel im Einregelvorgang, so fließt aufgrund der geringeren Einsatzspannung ein größerer Strom durch  $Q_1$  (Abbildung 2, I.). Diese unsymmetrische Verteilung der Ströme verursacht unterschiedliche

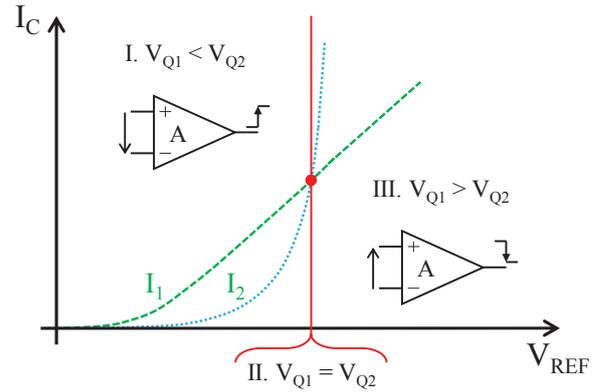


Abbildung 2: Stromverlauf am Kollektor von  $Q_1$  und  $Q_2$ .

Kollektorspannungen  $V_{Q1} < V_{Q2}$ . Das treibt den Operationsverstärker (OP) an, durch Erhöhen von  $V_{REF}$  diesen Unterschied auszugleichen. Dadurch erhöhen sich wiederum die jeweiligen Zweigströme und der Arbeitspunkt wandert in Abbildung 2, I. nach rechts. Der Strom  $I_1$  durch  $Q_1$  jedoch wird durch den Widerstand  $R_1$  begrenzt, wodurch der Strom  $I_2$  durch  $Q_2$  stärker ansteigt. Ein stabiler Arbeitspunkt ist erreicht, wenn die beiden Ströme  $I_1$  und  $I_2$ , und somit  $V_{Q1}$  und  $V_{Q2}$  gleich sind (Abbildung 2, II.). Ist die Spannung  $V_{REF}$  höher als der erstrebte Wert und somit  $V_{Q1} > V_{Q2}$  (Abbildung 2, III.), so verhält es sich umgekehrt. Der OP verringert  $V_{REF}$ , bis wiederum der stabile Arbeitspunkt erreicht wird. Mit der Gleichheit der beiden Ströme durch  $Q_1$  und  $Q_2$  ergibt sich eine Stromdichtenverteilung von  $N$  zu 1, gemäß dem Verhältnis der Emitterflächen. Diese Verteilung hat zur Folge, dass die Spannungen  $V_{BE1}$  und  $V_{BE2}$  unterschiedlich sind. Deren Differenz  $\Delta V_{BE}$  ist die Spannung über  $R_1$ . Somit ergibt sich [7]

$$\Delta V_{BE} = V_{BE2} - V_{BE1} = V_{R1} = \frac{kT}{q} \ln \left( \frac{N \cdot I_2}{I_1} \right). \quad (1)$$

Dabei ist  $k$  die Boltzmann-Konstante,  $T$  die absolute Temperatur und  $q$  die Elementarladung. Mit

$$I_1 = I_2 = \frac{\Delta V_{BE}}{R1} \quad (2)$$

können die beiden Zweigströme  $I_1$  und  $I_2$  über den Widerstand  $R_1$  und das Verhältnis  $N$  eingestellt werden. Aus Gleichung (1) und (2) ist zu erkennen, dass  $I_1$  und  $I_2$  proportional zur absoluten Temperatur sind ( $I_{PTAT}$ ). Der Strom durch  $R_2$  entspricht der Summe aus  $I_1$  und  $I_2$ . Damit ist die Spannung über  $R_2$

$$V_{R2} = 2 \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{kT}{q} \ln \left( \frac{N \cdot I_2}{I_1} \right). \quad (3)$$

Somit ist auch  $V_{R2}$  proportional zur absoluten Temperatur. Für den TK von  $V_{BE2}$  gilt [8]

$$\frac{\partial V_{BE2}}{\partial T} \approx -2 \cdot 10^{-3} \frac{\text{V}}{\text{K}}. \quad (4)$$

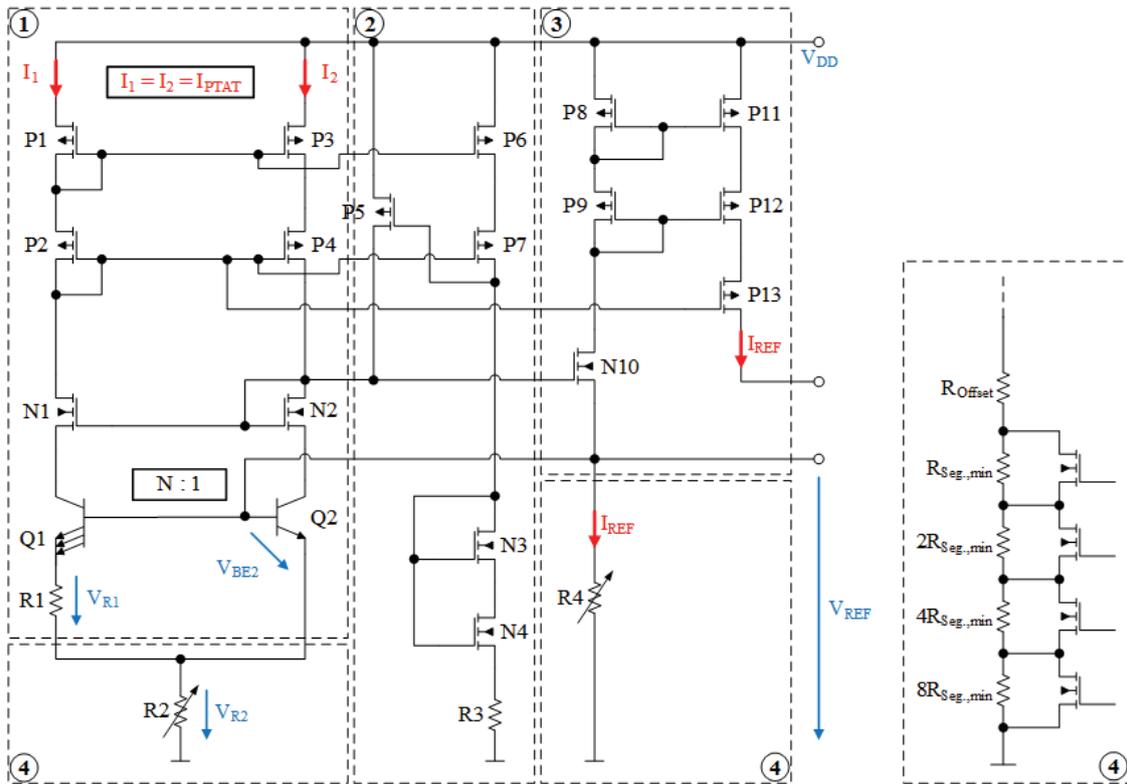


Abbildung 3: Schaltungsaufbau der entwickelten Bandgap-Referenz.

Damit  $V_{REF}$  temperaturunabhängig ist, müssen sich die TK von  $V_{BE2}$  und  $V_{R2}$  aufheben, womit folgendes gelten muss:

$$\frac{\partial V_{REF}}{\partial T} = \frac{\partial V_{BE2}}{\partial T} + \frac{\partial V_{R2}}{\partial T} = 0. \quad (5)$$

Für den TK von  $V_{R2}$  gilt hingegen

$$\frac{\partial V_{R2}}{\partial T} = 2 \cdot \frac{k}{q} \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot \ln(N). \quad (6)$$

Mit  $2 \cdot k/q = 0,172 \cdot 10^{-3} \text{ V/K}$  und  $I_1 = I_2$  kann über das Verhältnis von  $R_2/R_1$  und dem Verhältnis  $N$  der Emittflächen der TK von  $V_{BE2}$  kompensiert werden, woraus sich eine Referenzspannung  $V_{REF}$  ergibt, die konstant über der Temperatur ist. In Gleichung (6) ist ersichtlich, dass durch das Verhältnis von  $R_2/R_1$  sich deren Herstellungstoleranzen und TKs aufheben.

Der Wert, welcher sich nun an  $V_{REF}$  einstellt, ist vom verwendeten Halbleitermaterial abhängig. Bei Silizium beläuft sich der Wert auf ca. 1,2 V, welches in erster Näherung dem Wert der Bandabstandsenergie von Silizium ( $\sim 1,12 \text{ eV}$ ) entspricht. Dieser Zusammenhang ist durch den Temperaturverlauf der Basis-Emitter-Spannung zu erklären. Wenn die Temperaturverläufe von  $V_{BE1}$  und  $V_{BE2}$  auf den absoluten Nullpunkt extrapoliert werden wie in Abbildung 4 skizziert, liegen die Schnittpunkte beider Geraden mit der Ordinate bei ungefähr 1,2 V [9].

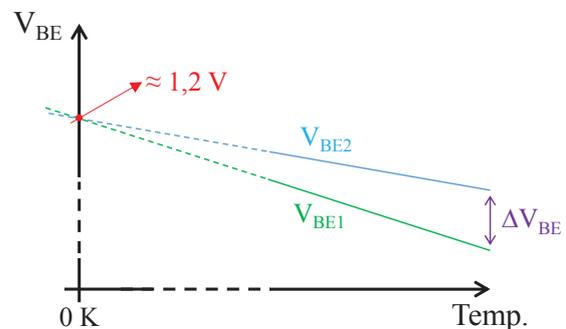


Abbildung 4: Extrapolation der Basis-Emitter-Spannung.

### III. ENTWURF DER BANDGAP-REFERENZ

Die optimierte Bandgap-Referenz basiert in dieser Arbeit auf der in Kapitel II erläuterten Brokaw-Zelle. Abbildung 3 zeigt die Gesamtschaltung, unterteilt in verschiedene Teilschaltungen. Die Brokaw-Zelle ist in Teilschaltung ① zu sehen, die zugehörige Startschaltung in Teilschaltung ②. Die Beschaltung zum Erzeugen des Referenzstroms befindet sich in ③. Die elektronisch trimmbaren Widerstände werden zusammengefasst als Ersatzschaltbild in ④ dargestellt.

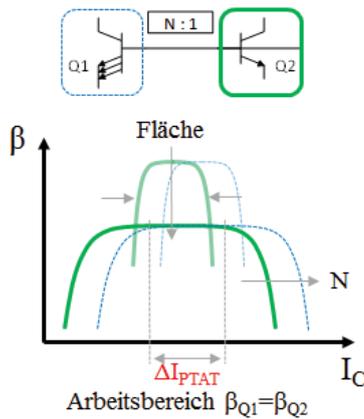


Abbildung 5: Verlauf der Verstärkung  $\beta$  in Abhängigkeit des Kollektorstroms  $I_C$ . Zusätzlich wird der Einfluss der Bipolartransistorfläche und -anzahl ( $N$ ) dargestellt.

### A. Schaltungsentwurf

Der Stromspiegel setzt sich aus den Transistoren  $P_1$  und  $P_3$  zusammen und die dazugehörige Kaskode besteht aus  $P_2$  und  $P_4$ . Diese werden in Abbildung 3, Teilschaltung ① dargestellt. Da das Prinzip der Brokaw-Zelle die Gleichheit der beiden Ströme  $I_1$  und  $I_2$  zwingend voraussetzt, ist hierzu ein gutes Matching des Stromspiegels  $P_1$  und  $P_3$  nötig. Deshalb setzt sich dieser aus Niedervolttransistoren zusammen, die sowohl eine deutlich geringere Einsatzspannung als auch ein wesentlich besseres Matchingverhalten aufweisen. Dadurch ist eine Funktion der Bandgap-Referenz bei niedrigeren Einsatzspannungen gegeben und die Fläche des Stromspiegels kann verringert werden, bei gleichbleibender Matchinggenauigkeit. Die Kaskode besteht aus den Hochvolttransistoren  $P_2$  und  $P_4$ . Damit wird zum einen die Genauigkeit des Stromspiegels erhöht, indem die Spannung  $V_{DS}$  von  $P_1$  und  $P_3$  konstant gehalten wird. Zum anderen wird auch der Einsatz bei höheren Versorgungsspannungen gewährleistet, da eine zu hohe Spannung an  $P_1$  und  $P_3$  durch die Kaskode verhindert wird.

In Teilschaltung ① ist eine zusätzliche Kaskode zu erkennen, bestehend aus den Transistoren  $N_1$  und  $N_2$ . Diese stabilisieren die Spannung an den Kollektoren von  $Q_1$  und  $Q_2$  und halten sie auf demselben Potential. Durch die zusätzliche Gleichheit der beiden Ströme  $I_1$  und  $I_2$  wird gewährleistet, dass die Stromdichten  $J_{Q1}$  und  $J_{Q2}$  unterschiedlich sind und sich damit ein  $\Delta V_{BE}$  bildet, siehe hierzu Gleichung (1). Die Kombination aus  $N_1$ ,  $N_2$  und  $P_{10}$  in Teilschaltung ③ ersetzt den OP aus der Grundschaltung der Brokaw-Zelle in Abbildung 1. Ändert sich der Strom eines Zweiges, wird zwar die Spannung über  $Q_1$  bzw.  $Q_2$  konstant gehalten, aber die Spannung über der Kaskode variiert. Diese Änderung der Spannung über der Kaskode steuert  $P_{10}$  an, wodurch dieser die Spannung an den Basen von  $Q_1$  und  $Q_2$  ändert. Bei der Dimensionierung der Kaskode  $N_1$  und  $N_2$  werden eine minimale Länge und eine große

Weite festgelegt. Dabei wird die Weite soweit erhöht, bis die Overdrive-Spannung  $V_{OVD}$  über der Kaskode einen geringen Einfluss auf den Eingangsspannungsbereich hat.  $V_{OVD}$  ist definiert durch

$$V_{OVD} = V_{GS} - V_{TH} \quad (7)$$

Dabei ist  $V_{GS}$  die Gate-Source-Spannung und  $V_{TH}$  die Schwellenspannung des jeweiligen MOSFETs.

Die Stromdichten  $J_{Q1}$  und  $J_{Q2}$  unterscheiden sich, wenn sich die Emitterflächen der Transistoren unterscheiden. Dies wird durch eine Anzahl parallelgeschalteter Bipolartransistoren erreicht. Das Emitterflächenverhältnis wird zu 6:1 gewählt. An dieser Stelle lässt sich durch Variieren des Verhältnisses die Fläche der gesamten Schaltung optimieren. Für die Genauigkeit der Bandgap-Referenz spielt die Schwankung von  $V_{R1}$  eine wichtige Rolle. Für  $V_{R1}$  gilt neben Gleichung (1) auch

$$V_{R1} = V_{BE2} - V_{BE1} = V_T \cdot \ln \left( \frac{I_{C2} \cdot I_{S1}}{I_{C1} \cdot I_{S2}} \right) \quad (8)$$

Dabei gilt  $I_{C1} = I_{C2} = I_{PTAT}$  und  $V_T$  ist die Temperaturspannung. Anhand Gleichung (8) ist zu erkennen, dass  $V_{R1}$  bzw.  $\Delta V_{BE}$  abhängig vom Sättigungsstrom  $I_S$  ist.  $I_S$  ist gegeben durch [9]

$$I_S = \frac{q \cdot A \cdot D_n \cdot n_i^2}{N_A \cdot W_B} \quad (9)$$

Dabei ist  $q$  die Elementarladung,  $D_n$  die Diffusionskonstante,  $n_i$  die intrinsische Ladungsträgerkonzentration, Dotierkonzentration in der Basis  $N_A$  und die Weite der Basis  $W_B$ . Diese Parameter sind prozessbedingt und werden als konstant angenommen. Wird nun Gleichung (9) in (8) eingesetzt, und beachtet, dass  $\beta$  eine Funktion von  $N_A$  und  $W_B$  ist, erhalten wir die Beziehung

$$V_{R1} \propto \ln \left( \frac{\beta_1}{\beta_2} \right) \quad (10)$$

Die Spannung  $V_{R1}$  ist daher abhängig von dem Verhältnis der Stromverstärkungen  $\beta_1$  und  $\beta_2$  der beiden Transistoren  $Q_1$  und  $Q_2$ .

Da beide Transistoren bei unterschiedlichen Stromdichten arbeiten, muss eine genaue Betrachtung der Abhängigkeit zwischen Stromdichte und Stromverstärkung erfolgen. Abbildung 5 zeigt die  $\beta$ -Verläufe in Abhängigkeit der Kollektorströme  $I_C$  der beiden Bipolartransistoren. Für eine erhöhte Anzahl von parallelen Transistoren verschiebt sich die Kurve zu größeren Kollektorströmen. Ändert sich die gesamte Fläche des Bipolartransistors, so variiert die Verstärkung  $\beta$ . Für große Verstärkungen wird der Bereich kleiner, in dem die Verstärkung konstant ist. Um das Verhältnis  $\beta_1/\beta_2 = 1$  zu erreichen, müssen die Transistorgrößen so gewählt werden, dass die Stromverstärkungen von  $Q_1$  und  $Q_2$  über den spezifizierten Bereich, in welchem sich  $I_{PTAT}$  bewegt, gleich sind.

Die Verstärkung beeinflusst die beiden Ströme  $I_1$  und  $I_2$ . Da die Basisströme der Transistoren unterschiedlich

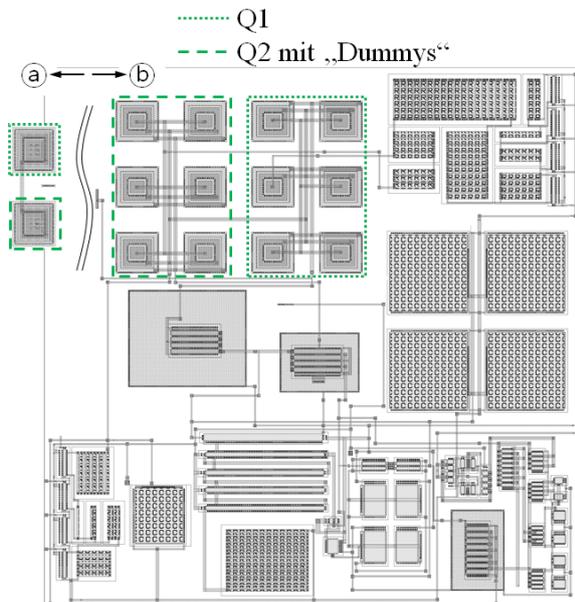


Abbildung 6: Vorläufiges Layout der Bandgap-Referenz. Zusätzlicher Vergleich der Bipolartransistoren mit Standardbauelementen (b) und Multi-Emitter Elementen (a).

hoch sind, sind dadurch auch ihre Emittierströme verschieden. Ist die Verstärkung ausreichend hoch, dann verringern sich die Basisströme und haben einen vernachlässigbaren Einfluss auf die Ströme  $I_1$  und  $I_2$  und somit auf den Fehler der Referenzspannung.

Wird die Schaltung bei hohen Temperaturen untersucht, sind die Leckströme zum Substrat nicht mehr vernachlässigbar klein. Eine größere aktive Fläche verursacht größere Leckströme. Wenn Leckströme in beiden Zweigen in gleichem Maße vorkommen, hat dies keine Auswirkung auf die Genauigkeit der Referenzspannung. Da  $Q_1$  die sechsfache Fläche von  $Q_2$  besitzt, müssen die größeren Leckströme von  $Q_1$  kompensiert werden. Dies geschieht mit parallelen „Dummy“-Transistoren zu  $Q_2$ , wobei die Emittier der „Dummy“-Transistoren nicht kontaktiert sind. Durch diese Maßnahme werden in beiden Zweigen identische Leckströme erzielt.

Abweichungen der Widerstandswerte  $R_1$  und  $R_2$  und der Basis-Emitter-Spannungen von  $Q_1$  und  $Q_2$ , hervorgerufen durch Prozessschwankungen und Mismatch, besitzen eine lineare Temperaturabhängigkeit und können daher als lineare Fehler betrachtet werden. Diese linearen Fehler wirken sich negativ auf die Spannungsreferenz aus und müssen daher kompensiert werden. Diese Kompensation kann durch das Trimmen des Widerstands  $R_2$  realisiert werden. Die Schaltung des trimmbaren Widerstands wird in Abbildung 3, Teilschaltung ④ gezeigt. Der Widerstand  $R_2$  wird in einen Offsetwiderstand  $R_{Offset}$  und weitere Segmentwider-

stände  $R_{Seg}$  aufgeteilt. Die binär gewichteten Segmentwiderstände können über parallel geschaltete Transistoren kurzgeschlossen werden.

Die Brokaw-Zelle besitzt zwei stabile Arbeitspunkte, den eingeschalteten und den ausgeschalteten Zustand, wenn der Strom  $I_{PTAT}$  fließt oder gleich Null ist. Beim Einschalten der Eingangsspannung würde somit die Zelle den ausgeschalteten Zustand nicht verlassen. Um dieses Verhalten zu verhindern, wird eine Startschaltung eingesetzt. Diese ist in Abbildung 3, Teilschaltung ② dargestellt. Bei steigender Versorgungsspannung schaltet sich  $P_5$  ein und hebt die Spannung über  $Q_2$  auf  $V_{DD}$ . Gleichzeitig wird auch  $P_{10}$  geschaltet, wodurch ein Strom in die Basen von  $Q_1$  und  $Q_2$  injiziert wird. Hierdurch verlässt die Brokaw-Zelle den stabilen ausgeschalteten Zustand. Durch den nun initiierten Strom  $I_{PTAT}$  wird dieser auch in den Zweig von  $P_6$  und  $P_7$  gespiegelt. Dieser Strom fließt durch die aktive Last aus  $N_3$  und  $N_4$  und durch den hochohmigen Widerstand  $R_3$ . Dadurch fällt ungefähr  $V_{DD}$  am Gate von  $P_5$  ab und wird somit wieder abgeschaltet. Dadurch wechselt die Startschaltung in den „sleep mode“, bei dem sich die Stromaufnahme auf weniger als 300 nA reduziert. Dieser Strom ergibt sich aus der Kombination aus aktiver Last, bestehend aus den Transistoren  $N_3$  und  $N_4$ , und einer Widerstandslast  $R_3$ . Im Vergleich zu einer reinen Widerstandslast kann dadurch die Fläche verringert werden.

Der Referenzstrom wird, wie in Abbildung 3, Teilschaltung ③ gezeigt, mit Hilfe der Referenzspannung  $V_{REF}$  und dem Widerstand  $R_4$  erzeugt. Da  $V_{REF}$  temperaturstabil ist, ist die Schwankung des Referenzstroms nur von der Schwankung des Widerstands  $R_4$  abhängig. Um die Prozessschwankungen von  $R_4$  zu kompensieren, ist  $R_4$  ebenfalls als trimmbarer Widerstand implementiert. Die verbleibenden Schwankungen des Referenzstroms werden hauptsächlich durch den nicht trimmbaren TK von  $R_4$  verursacht. Für einen Referenzstrom  $I_{REF}$  von 1,997  $\mu A$  und einer Referenzspannung  $V_{REF}$  von 1,218 V errechnet sich ein Wert für  $R_4$  mit

$$R_4 = \frac{V_{REF}}{I_{REF}} = \frac{1,218 \text{ V}}{2 \mu A} = 609,91 \text{ k}\Omega. \quad (11)$$

Zur weiteren Verwendung dieses Stroms, wird dieser über einen Stromspiegel gespiegelt und steht als Stromquelle für periphere Applikationen zur Verwendung.

### B. Layout der Bandgap-Referenz

Abbildung 6 zeigt das vorläufige Layout der Bandgap-Referenz. Dessen Ausmaße mit Multi-Emitter-Bauelementen (Abbildung 6 ②) belaufen sich auf 157  $\mu m \times 210 \mu m$  und damit eine Fläche von 0,033  $mm^2$ . In einem ersten Entwurf sind die beiden Bipolartransistoren  $Q_1$  und  $Q_2$  sowie dessen Dummy-Transistoren als 12 separate Standardbauelemente

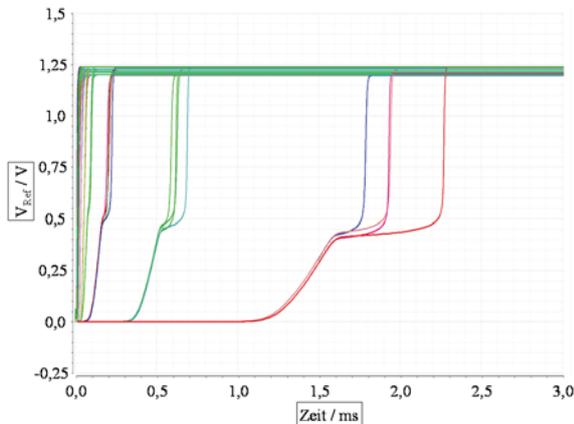


Abbildung 9: Simuliertes Startverhalten über mehrere Corner.

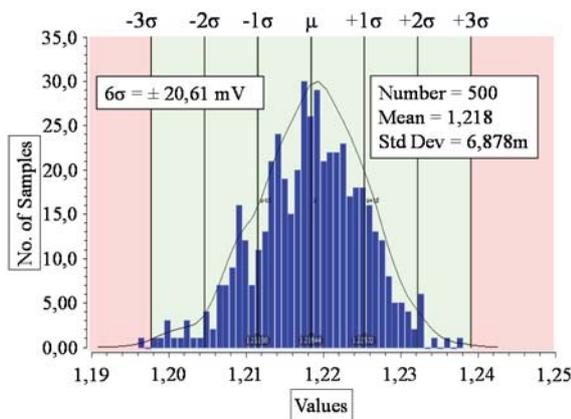


Abbildung 8: Monte-Carlo-Simulation von  $V_{REF}$ .

implementiert (Abbildung 6 ⑥). In einem zweiten Entwurf, (Abbildung 6 ③) werden die Standardbauelemente ersetzt durch ein manuell erstelltes Multi-Emitter-Layout. Hierbei werden die jeweiligen Emittergebiete von  $Q_1$  und  $Q_2$  in jeweils ein gemeinsames Kollektor- und Basis-Gebiet implementiert. Damit kann die Layoutfläche von  $Q_1$  und  $Q_2$  von  $54 \mu\text{m} \times 78 \mu\text{m}$  mit Standardbauelementen (Abbildung 6 ⑥) auf  $44 \mu\text{m} \times 16 \mu\text{m}$  mit Multi-Emitter-Modellen (Abbildung 6 ③) reduziert werden, was einer Flächenreduzierung der Bipolartransistoren von etwa 80 % entspricht. Die Annahme, dass die Multi-Emitter-Modelle ein ähnliches Verhalten wie die Standardbauelemente aufweisen, beruht darauf, dass sich die Dotierungen und die Flächen der Basis-Emitter-Übergänge in den Multi-Emitter-Modellen nicht wesentlich ändern.

#### IV. SIMULATIONSERGEBNISSE

Abbildung 9 zeigt die Referenzspannung  $V_{REF}$  über der Zeit in Millisekunden. Jede Kurve stellt dabei ein Corner dar. Im Worst Case benötigt die Schaltung nach einem Sprung der Versorgungsspannung auf 2,5 V,

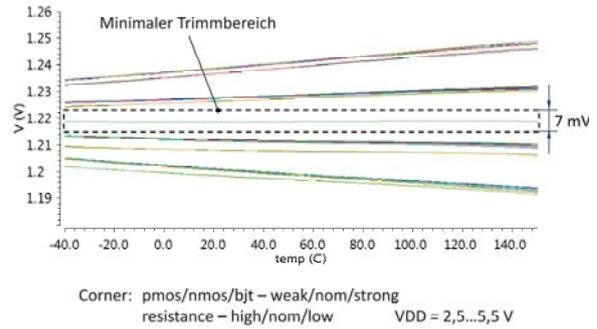


Abbildung 10: Simulation von  $V_{REF}$  über Temperatur und verschiedene Corner.

	Nominell	Prozess	Temperatur
$V_{REF}$	1,218 V	$\pm 20,64 \text{ mV}$	$+ 2,18 \text{ ppm/K}$
$I_{REF}$	1,997 $\mu\text{A}$	$\pm 89,7 \text{ nA}$	$+ 0,30 \text{ \% / K}$
$I_{GES}$	7,406 $\mu\text{A}$	$\pm 194,4 \text{ nA}$	$+ 0,39 \text{ \% / K}$
$I_{PTAT}$	1,007 $\mu\text{A}$	$\pm 36,6 \text{ nA}$	$+ 0,70 \text{ \% / K}$

Nach dem Trimmen

$V_{REF} = 1,218 \text{ V} \pm 5 \text{ mV}$   
 $I_{REF} = 1,997 \mu\text{A} \pm 0,6 \mu\text{A}$   
 $I_{GES} = 7,406 \mu\text{A}$

Abbildung 7: Auflistung der simulierten Parameter mit nominellem Wert und Schwankung über Prozess und Temperatur.

5,0 V oder 5,5 V maximal 2,3 ms, bis der nominelle Wert der Referenzspannung am Ausgang erreicht ist. Diese Verzögerung ist hauptsächlich bedingt durch die parasitären Kapazitäten der Transistoren, welche in der Startschaltung zum Einsatz kommen.

Das Ergebnis einer Monte-Carlo Simulation ist in Abbildung 8 dargestellt. Es ist die Anzahl der simulierten Proben über  $V_{REF}$  (hier als „Values“) dargestellt. Der Mittelwert von  $V_{REF}$  ist bei 1,218 V und dessen Standardabweichung  $\sigma$  beträgt 6,878 mV. Hierdurch befinden sich bis  $6\sigma$  alle Werte in einem Bereich von  $\pm 20,61 \text{ mV}$ .

Eine Kurvenschar von  $V_{REF}$  über alle Corner und einer Versorgungsspannung von 2,5 V, 5,0 V und 5,5 V wird in Abbildung 10 dargestellt. Jede Kurve stellt dabei  $V_{REF}$  über Temperatur von  $-40 \text{ }^\circ\text{C}$  bis  $180 \text{ }^\circ\text{C}$  dar. Diese Kurven zeigen den nicht getrimmten Zustand. Wird die Schaltung getrimmt, so bewegen sich die Kurven in Richtung der nominellen Kurven (Abbildung 10 Mitte). Dadurch ändert sich nicht nur der Offset, sondern auch der TK. Das bedeutet, dass die Kurven zusätzlich kippen und flacher werden. In Abbildung 7 werden alle relevanten Werte und deren Schwankungen zusammengefasst. Nach dem Trimmen werden die Referenzspannung  $V_{REF} = 1,218 \text{ V} \pm 5 \text{ mV}$  und der Referenzstrom  $I_{REF} = 1,997 \mu\text{A} \pm 0,6 \mu\text{A}$  erzielt.



## V. FAZIT

Es wird ein Entwurf für eine hochgenaue Bandgap-Referenz für Low-Power-Anwendungen, basierend auf der Brokaw-Zelle, vorgestellt. Durch eine genaue Abstimmung der Bipolartransistoren mit hoher Verstärkung, dem Einsatz von kaskodierten Niedervoltstromspiegeln und elektronischem Trimmen werden eine stabile Referenzspannung von 1,218 V mit einer Abweichung von  $\pm 5$  mV über einen weiten Versorgungsspannungsbereich von 2,5 bis 5,5 V und einen Temperaturbereich von  $-40$  °C bis 150 °C erreicht. Die Temperaturgenauigkeit entspricht dabei 2,18 ppm/K. Zusätzlich wird ebenfalls ein Referenzstrom von 1,997  $\mu$ A realisiert, mit einer Abweichung von  $\pm 0,6$   $\mu$ A. Durch die Kombination von aktiver und resistiver Last konnte die Startschaltung flächeneffizient implementiert und die Gesamtstromaufnahme der Bandgap-Referenz auf  $I_{ges} = 7,406$   $\mu$ A gesenkt werden. Dadurch eignet sich die Referenz optimal für den Einsatz in Low-Power-Anwendungen. Durch die Implementierung von Multi-Emitter-Bipolartransistoren konnte deren Layoutfläche um 80 % reduziert und somit die Bandgap-Referenz mit einer Chipfläche von 0,033 mm<sup>2</sup> realisiert werden.

## LITERATURVERZEICHNIS

- [1] W. Horn, H. Zitta, „A robust Smart Power Bandgap Reference Circuit for Use in an Automotive Environment,“ in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 37, No. 7, July 2002.
- [2] Pease, R.A., "The design of band-gap reference circuits: trials and tribulations," *Bipolar Circuits and Technology Meeting*, Minneapolis, September 1990.
- [3] Texas Instruments, Datenblatt: "LM113/LM313 Reference Diode", www.ti.com, Mai 2013.
- [4] D. P. Laude, J. D. Beasom, "5 V temperature regulated voltage reference," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, December 1980.
- [5] P. Miller, D. Moore, „Precision voltage references“, Texas Instruments Incorporated, November 1999.
- [6] F. J. Franco, Y. Zong, J. A. Agapito, A. H. Cachero, "Radiation effects on XFET voltage references," *Radiation Effects Data Workshop*, July 2005.
- [7] A. P. Brokaw, „A Simple Three-Terminal IC Bandgap Reference“, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. SC-9, No.6, December 1974.
- [8] P. R. Gray, P. J. Hurst, S. H. Lewis and R. G. Meyer, „Analysis and Design of Analog Integrated Circuits“, 5<sup>th</sup> ed., John Wiley and Sons Ltd, May 2009.
- [9] A. P. Brokaw, „How to Make a Bandgap Voltage Reference in one easy lesson“, A. Paul Brokaw and Integrated Device Technology, Attend Corporate Info Session-week, 2011.



Ismail Yasar erhielt den akademischen Grad des B.Eng. in Mechatronik mit dem Schwerpunkt Mikroelektronik im Jahr 2014 von der Hochschule Reutlingen und studiert derzeit den Master Leistungs- und Mikroelektronik am Robert Bosch Zentrum für Leistungselektronik der Hochschule Reutlingen.



Robin Staudt erhielt den akademischen Grad des B.Eng. in Mechatronik im Jahr 2014 von der Hochschule Reutlingen und studiert derzeit den Master Leistungs- und Mikroelektronik am Robert Bosch Zentrum für Leistungselektronik der Hochschule Reutlingen.



Cedric Leonel Jiago Teffo erhielt den akademischen Grad des B.Eng. in Mechatronik mit dem Schwerpunkt Mikroelektronik im Jahr 2014 von der Hochschule Reutlingen und studiert derzeit den Master Leistungs- und Mikroelektronik am Robert Bosch Zentrum für Leistungselektronik der Hochschule Reutlingen.



Benjamin Schoch erhielt den akademischen Grad des B.Eng. in Elektrotechnik/Informationstechnik im Jahr 2013 von der Hochschule Pforzheim und studiert derzeit den Master Leistungs- und Mikroelektronik am Robert Bosch Zentrum für Leistungselektronik der Hochschule Reutlingen.



Thomas Stoof erhielt den akademischen Grad des B.Eng. in Technische Informatik im Jahr 2014 von der Hochschule Esslingen und studiert derzeit den Master Leistungs- und Mikroelektronik am Robert Bosch Zentrum für Leistungselektronik der Hochschule Reutlingen.



Jürgen Wittmann erhielt den akademischen Grad des Dipl.-Ing. im Jahr 2006 von der technischen Universität München. Von 2006 bis 2011 war er in der Abteilung Mixed-Signal Automotive bei Texas Instruments in Freising als Analog Design Ingenieur tätig. Februar 2011 begann er am Robert Bosch Zentrum für Leistungs- und Mikroelektronik an der Hochschule Reutlingen als Forschungsassistent. Derzeit promoviert er im Bereich der Leistungs- und Mikroelektronik.



Bernhard Wicht erhielt den akademischen Grad des Dipl.-Ing. im Jahr 1996 von der technischen Universität Dresden und promovierte im Jahr 2002 an der technischen Universität München. Von 1996 bis 1998 war er als Analog Designer für ASICs für optische Messsysteme tätig. 1998 begann er als Forschungsassistent an der technischen Universität München. Von 2003 bis 2010 war er in der Abteilung Mixed-Signal Automotive bei Texas Instruments in Freising verantwortlich für die Entwicklung von Automotive Smart Power ICs. September 2010 wurde er Professor für integrierte Schaltungen an der Hochschule Reutlingen, Robert Bosch Zentrum für Leistungs- und Mikroelektronik.