

Einstellung des Arbeitspunkts bei MMIC-Verstärkern

Ein klassischer Microwave Monolithic Integrated Circuit (MMIC) ist eine bipolare Darlington-Stufe mit einigen Widerständen auf dem Chip. Solche Verstärker bieten dem HF-Entwickler die Performance mehrstufiger Verstärker in einem Gehäuse, das wie ein diskreter Transistor aussieht. Voraussetzung für die optimale Funktion ist allerdings die richtige Arbeitspunkteinstellung.

Die MMIC-Palette von Mini-Circuits umfasst verschiedene Modellreihen. Für die Typen mit den Prefixes ERA, Gali, LEE, MAR, MAV, RAM und VAM gelten ähnliche Einsatzbedingungen. Im Wesentlichen geht es dabei um das Vorspannen des Verstärkers (das „Biasing“, d.h. die Festlegung des Arbeitspunkts). Die monolithische Technik verleiht diesen ICs einige Vorzüge, wie hohe Bandbreite, bereits intern vorhandene bzw. extern leicht mögliche Anpassung, eine Skala verschiedener Verstärkungen und verschiedener möglicher Ausgangspegel. Die meisten dieser Bausteine setzen auf InGaP HBTs (Indium-Gallium-Phosphide Heterojunction Bipolar Transistors). Außerdem haben viele dieser MMICs eine patentierte Schaltung (US Patent No. 6943629), welche vor Zerstörung durch zu hohe Betriebsspannung oder Transienten schützt.

Dieser Applikationsbericht führt den Leser Schritt für Schritt an die Optimierung der externen Bias-Komponenten heran, um die bestmögliche Performance zu erlangen.

Innen genial einfach

Bild 1 zeigt die typische interne Schaltung genauer: ein Darlington-Paar, umgeben von einigen Widerständen. Das Vorspannen dieser Kombination ist fast noch einfacher als das Biasing eines

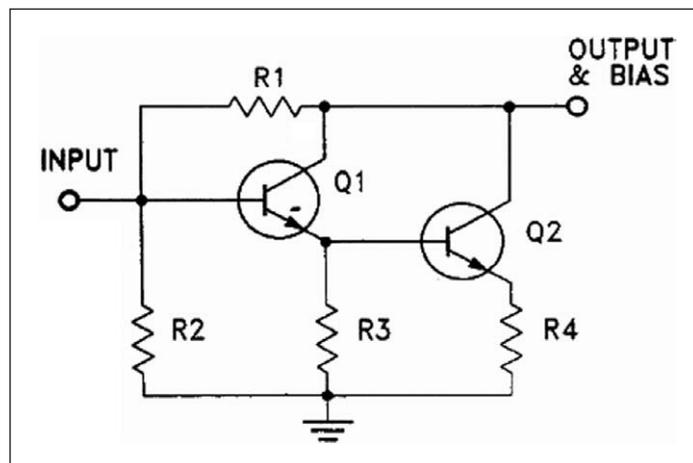


Bild 1: Typischer Innenaufbau eines MMICs

einzelnen Transistors. Natürlich ist die Darlington-Schaltung wie dieser in erster Linie stromgesteuert. Die Ausgangsspannung folgt mehr dem Eingangsstrom als der Eingangsspannung, denn im Eingang liegt immer noch die B-E-Diode des Transistors Q1. Eine Konstantstromquelle wäre daher optimal geeignet für einen stabilen Arbeitspunkt. Im Gegensatz dazu würde eine konstante Vorspannung dazu führen, dass der entsprechende Strom und somit der Arbeitspunkt bereits bei kleinen Änderungen der Betriebsspannung, der Umgebungstemperatur sowie infolge von Abweichungen (Kennwerttoleranzen) der einzelnen Bauelemente deutlich variieren würde. Stabile Arbeitspunkte benötigen einen externen Serienwiderstand zwischen Verstärker und Versorgungsspannung, um eine Konstantstromquelle auf einfachste Weise nachzubilden.

Ein Darlington-Verstärker ist ein Zweiport: Port 1 ist der HF-Eingang und Port 2 der kombinierte HF-Ausgang/Bias Input. So ein MMIC besitzt ein Gehäuse mit zwei Signal- und zwei Masseanschlüssen. Die beiden Masseanschlüsse gehören auf kürzestem Wege an die externe Masse, um die Masseimpedanz zwischen Ein- und Ausgang für bestmögliche HF-Performance

zu minimieren. Die internen Widerstände bestimmen den Arbeitspunkt der Baustufe mit und bewirken eine Gegenkopplung, über welche Verstärkung, Bandbreite, Ein- und Ausgangsimpedanz optimiert werden.

Das Biasing

Die typische Außenbeschaltung bringt Bild 2. Der Bias-Strom fließt von der Betriebsspannungsquelle durch den Widerstand R_{bias} und die HF-Spule RFC (RF Choke). Der Widerstand reduziert Schwankungen der DC-Ausgangsspannung des Bausteins V_d (Device Voltage) etwa infolge Temperaturänderungen, da er das Versorgungsprinzip in Richtung Stromquelle verlagert. Abblock-Kondensatoren werden an Ein- und Ausgang benötigt. Sie sollten einen geringen ESR (Effective Series Resistance) aufweisen, und ihre Kapazität sollte so hoch sein, dass der Blindwiderstand auf der geringsten Signalfrequenz noch keine Anpassungsschwierigkeiten verursacht. Diese Trennkondensatoren müssen auch frei sein von Eigenresonanzen bis hin zu höchsten Signalfrequenz. Der Einsatz des Bypass-Kondensators in der V_{CC} -Leitung entkoppelt den gesamten Schaltungsblock von anderen Schaltungen in der Signalverarbeitungskette.

Quelle:
Biasing of Constant Current
MMIC Amplifiers (e.g.,
ERA Series), Mini-Circuits,
Application Note AN-60-010
frei übersetzt und leicht
gekürzt von FS

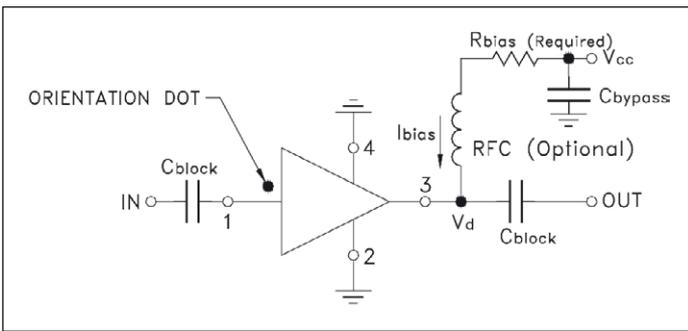


Bild 2: Typische Außenbeschaltung (Biasing Configuration) für Darlington-Verstärker

Der Bias-Strom lässt sich einfach berechnen, wenn man V_d kennt:

$$I_{bias} = (V_{CC} - V_d) / R_{bias}$$

Das jeweilige Datenblatt des MMICs nennt im Allgemeinen Werte für R_{bias} bei verschiedenen Werten von V_{CC} . Bei diesen Werten sollte V_d betrachtet werden, und zwar bis zu den Grenzen des Einsatztemperaturbereichs von meist $-45\text{ }^\circ\text{C}$ bis $+85\text{ }^\circ\text{C}$. Die angenommene Toleranz von R_{bias} beträgt in der Regel 1%. Je größer die Differenz zwischen den Spannungen ist, umso leichter fällt es, stabile Betriebsbedingungen zu gewährleisten. Betrachtet werden sollte auch die maximal mögliche Verlustleistung in R_{bias} , besonders bei hoher Betriebsspannung. Die Werte für den Bias-Strom im Datenblatt sind Empfehlungen. Größere Werte erhöhen die Sperrschichttemperatur und setzen die Funktionsdauer, ausgedrückt durch die MTTF (Mean Time to Failure), herab.

Der Vorteil der Spule

Warum die Spule? Zur Beantwortung dieser Frage zeigt Bild 3 die Ersatzschaltung des Ausgangs eines Darlington-Verstärkers als Stromquelle mit parallellem 50-Ohm-Widerstand. Als Last wirken R_{bias} und die eigentliche 50-Ohm-Last, etwa in Form des Eingangswiderstands der nächsten Stufe. Der Strom aus dem Verstärker fließt also nicht nur in diese Last, sondern auch über R_{bias} ab. Dieser verursacht also einen Verlust, indem er die Leistungsanpassung stört. Diesen Verlust kann man mit folgender Gleichung berechnen:

$$G_{loss} = 20 \log [(2 R_{bias} + 50 \text{ Ohm}) / 2 R_{bias}] \text{ dB}$$

Beispielsweise das Modell ERA-4SM+ sei mit 12 V versorgt. Dann ist ein 115-Ohm-Bias-Widerstand lt. Datenblatt erforderlich. Die dazugehörige Rechnung ist:

$$G_{loss} = 20 \log [(2 \times 117 \text{ Ohm} + 50 \text{ Ohm}) / 2 \times 117 \text{ Ohm}] \text{ dB} = 20 \log (284 \text{ Ohm} / 234 \text{ Ohm}) \text{ dB} = 1,68 \text{ dB}$$

Eine HF-Spule mit einem Blindwiderstand über 500 Ohm (das Zehnfache der Last) auf der kleinsten Signalfrequenz verhindert praktisch diesen Verlust. Diese Spule muss frei sein von parasitären Resonanzen bis hinauf zur höchsten Signalfrequenz. Für die typischen breitbandigen Anwendungen von MMIC-Verstärkern sollte man zu einer Super-Breitband HF-Spule greifen. Solche Spulen werden kommerziell angefertigt und vertrieben. Ihre Induktivität bestimmt die untere nutzbare Signalfrequenz: Je größer die Induktivität, umso geringer kann die Signalfrequenz sein. Das obere Ende des nutzbaren Frequenzbereichs wird hingegen durch die Serienresonanz der Spule bestimmt. Diese tendiert leider dazu, sich mit größer werdender Induktivität zu erniedrigen. Diese Problematik führt dazu, dass der nutzbare Frequenzbereich oft durch die Spule limitiert wird und nicht so sehr durch den MMIC Verstärker selbst. Hinzu kommt: Spulen werden nicht besonders für solche HF-Spulen-Anwendungen spezifiziert, sodass der Designer hier mit unerwarteten

Effekten auf das Schaltungsverhalten rechnen sollte. Die kleine Spule kompliziert also durchaus seinen Job!

Mini-Circuits hat dieses Problem erkannt und durch ein Angebot von Super-Breitband-HF-Spulen gelöst. Sie sind speziell für die MMIC-Darlington-Verstärker geschaffen. Eine solche HF-Spule kommt beispielsweise in einem $0,31 \times 0,22$ Inch messenden Surface-Mount-Gehäuse daher. Etwa die Modelle ADCH-80+ und ADCH-80A+ eignen sich für den Bereich 50 MHz bis 10 GHz und besitzen verschiedene Pin-outs, um optimal verschiedenen Platinen-Layouts zu entsprechen. Mit einem kleineren, $0,15 \times 0,15$ Inch messenden Gehäuse eignet sich der Typ TCCH-80+ für Frequenzen im Bereich 50 bis 8200 MHz. Die äquivalente Induktivität der Super-Breitband HF-Spule ADCH-80+ ist $1\text{ }\mu\text{H}$ bei 100 mA. Zum Vergleich: Eine typische kommerziell erhältliche $1\text{-}\mu\text{H}$ -Spule hat eine Serienresonanzfrequenz unter etwa 90 MHz, was wesentlich weniger ist als bei der speziellen HF-Spule. Bild 4 informiert zum Einfügeverlust (Insertion Loss) und Bild 5 zum Stehwellenverhältnis (VSWR) bei verschiedenen Strömen bis 100 mA, wenn die HF-Spule an eine 50-Ohm-Übertragungsleitung angeschlossen wird. Zu erkennen ist, dass die Einfügedämpfung und VSWR im vorgesehene Frequenzbereich ab etwa 50 MHz kaum noch variieren.

Einfluss des Bias-Widerstands

Im Folgenden wird begründet, warum höhere Werte des Bias-Widerstands R_{bias} die Arbeits-

punktstabilität erhöhen. Höhere R_{bias} -Werte werden durch eine höhere Betriebsspannung möglich. Hierbei sind die Datenblatt-Vorgaben zu beachten. Auf diese Weise wird die HF-Performance, besonders der 1-dB-Kompressionspunkt, stabiler gegenüber Temperatur- und Betriebsspannungsschwankungen.

Grundsätzlich gilt:

$$R_{bias} = (V_{CC} - V_d) / I_{bias}$$

Die DC-Ausgangsspannung V_d ist eine Funktion von I_{bias} als auch der Temperatur. Die Device Voltage steigt (fällt), wenn der Bias-Strom steigt (fällt). Ein Milliampere Änderung führt z.B. zu 10 mV Änderung von V_d . Die Device Voltage steigt bei den meisten MMIC-Typen, wenn die Temperatur sinkt. Ein Kelvin Temperaturrückgang führt z.B. zu 2 mV Spannungszunahme. Über den nutzbaren Bereich des Bias-Stroms und der Arbeitstemperatur des Bauelements können diese Zusammenhänge als konstant angenommen werden. Typische Werte für diese Variationskoeffizienten sind für die ERA-Serien in der Tabelle exemplarisch zusammengestellt. Für andere Serien und die neuesten Modelle konsultiere man die vom Hersteller publizierten Datenblätter. Hierin findet man für alle Mini-Circuits-MMIC-Darlington-Verstärker diese Koeffizienten.

Die Tabelle zeigt die Abhängigkeiten der Device Voltage von Strom und Temperatur. Wichtig für den Designer ist es, folgenden Mechanismus zu erkennen: Erhöht sich die Temperatur, dann sinkt V_d , was einen höheren R_{bias} nach sich zieht (Beispiel ERA-1SM+ -2 mV/K). Ein Ansteigen des R_{bias} bewirkt

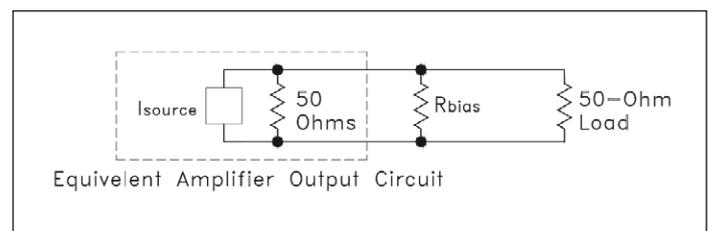


Bild 3: Ersatzschaltung zur Erklärung der Wirkung eines Bias-Widerstands am Ausgang ohne HF-Spule

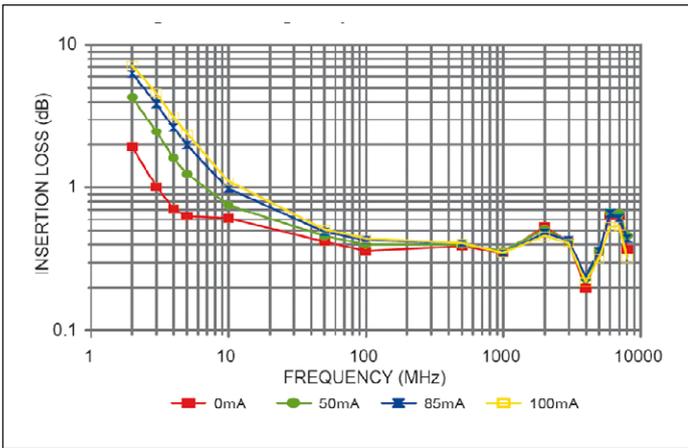


Bild 4: Einfügedämpfung der HF-Spule ADCH-80+

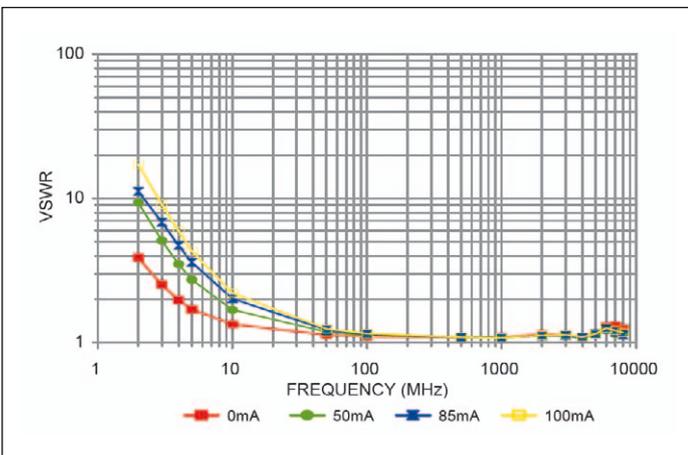


Bild 5: VSWR mit der HF-Spule ADCH-80+

jedoch wiederum ein Ansteigen von V_d (Beispiel ERA-1SM+ 9,4 mV/K). Daher gibt es hier einen kompensierenden Effekt.

In der Praxis kann daher noch eine weitere Abhängigkeit von Bedeutung sein, nämlich die Abhängigkeit des Bias-Stroms von der Temperatur. Diese lässt sich mathematisch mit den beiden Tabellenwerten so darstellen:

$$\text{Variation } I_{\text{bias}} / \text{Variation } T = \text{Variation } V_d / \text{Variation } T / [R_{\text{bias}} + (\text{Variation } V_d / \text{Variation } I_{\text{bias}})]$$

Zur Illustration angenommen sei das Modell ERA-1SM+ mit einem R_{bias} von 39 Ohm:

$$\text{Variation } I_{\text{bias}} / \text{Variation } T = -2 \text{ mV/K} / (39 \text{ Ohm} + 9,4 \text{ mV/mA}) = -2 \text{ mV/K} / 48,4 \text{ Ohm} = -0,04 \text{ mA/K}$$

Pro Kelvin Temperaturerhöhung (Erniedrigung) sinkt (steigt) der

Bias-Strom also um 40 μA . Über einen Arbeitstemperaturbereich von -45 bis +85 °C muss also eine Stromänderung von maximal 5,2 mA angenommen werden, was 13% des empfohlenen Stroms von 40 mA entspricht. Die entsprechende Änderung beim 1-dB-Ausgangs-Kompressionspunkt beträgt 1,4 dB. In der Praxis ist die Situation spannender, da Änderungen von Zimmertemperatur ausgehend anzunehmen sind.

Durch Erhöhung der Betriebsspannung auf 12 V wird nun ein R_{bias} von 220 Ohm ermöglicht. Die Rechnung mit diesem Wert führt auf eine Temperaturabhängigkeit von rund -9 $\mu\text{A/K}$ bzw. eine maximale Änderung im Arbeitstemperaturbereich von rund 1,1 mA entsprechend nur 0,4 dB Variation bei der unverzerrten Ausgangsleistung.

Weitere Ursachen von Abweichungen

Die bislang besprochenen Abhängigkeiten sind typabhängig. Die Spezifikationen geben minimale und maximale sowie typische Kennwerte an. Dabei werden die Extreme nicht oder nur sehr selten annäherungsweise erreicht. Wie bei vielen anderen ICs auch, sind die Abweichungen von Exemplar zu Exemplar in aller Regel deutlich geringer, als es Maximal- und Minimalwerte im Datenblatt vielleicht erwarten lassen. Dafür sorgt heute ein hoher Grad an Fertigungsprozess-Überwachung beim Hersteller. Daher kann der Anwender gleiche oder ähnliche Resultate wie mit Prototypen mit hoher Wahrscheinlichkeit erwarten, nicht nur bei Mini-Circuits MMIC-Darlington-Verstärkern. Deren Performance ist hochgradig reproduzierbar.

Neben den erwähnten typspezifischen gibt es noch weitere Einflüsse auf den Bias-Strom:

- lieferbare Werte, Toleranzen und Temperaturkoeffizient für R_{bias}
- Betriebsspannungstoleranz und -drift

Widerstände mit Toleranzen bis 1% sind leicht erhältlich und preislich attraktiv. Man wählt solche Widerstände eigentlich nicht wegen der Toleranz, sondern wegen der feinen Staffellung der nominellen Werte. So kommt man dem Rechenwert oft am nächsten. Wenn ein Widerstand einen Temperaturkoeffizienten von 200 ppm/K aufweist, so bedeutet das 1,3% Abweichung relativ zur Zimmertemperatur bis zu den Grenzen -45 und +85 °C. Bei 1% Grundtoleranz sind das also 2,3% Gesamtabweichung in beide Richtungen. Eine gute Stromversorgung weist typisch etwa 10 mV Abweichung gemeinsam für Line- und Last-Regelung auf. Das ist kein bedeutender Einfluss. Die Grundtoleranz einer Festspannung oder die Einstelltoleranz einer einstellbaren Versorgung ist mit typisch 1% zwar etwas

beachtlicher, jedoch meist auch vernachlässigbar. Beispielsweise bei einem ERA-51SM+ an 9 V und mit $V_d = 4,5 \text{ V}$ bewirkt ein 1%-Fehler der Betriebsspannung nur einen 0,5%-Fehler beim Strom. Zusammen mit dem obigen Fehler von 2,3% sind also maximal 2,8% möglich, entsprechend 1,8 mA für einen Nennwert von 65 mA. Im Vergleich dazu errechnet sich die Temperaturabhängigkeit dieses Stroms zu

$$\text{Variation } I_{\text{bias}} / \text{Variation } T = -3,2 \text{ mV/K} / (69 \text{ Ohm} + 6,7 \text{ mV/mA}) = -0,042 \text{ mA/K}$$

Dies entspricht, ausgehend von Zimmertemperatur, 0,042 mA/K \times 65 K = 2,7 mA an den Grenzen -45 und +85 °C. Addiert man diese 2,7 mA zu den obigen 1,8 mA, erhält man maximal 4,5 mA. Das ist der Worst Case, der zwar Teil eines sorgfältig vorbereiteten Designs sein sollte, praktisch aber nicht zu erwarten ist. Dafür sorgt auch die Tatsache, dass sich bestimmte Einzelabhängigkeiten leicht gegenseitig kompensieren können. Dennoch sollte ein Anwender, dessen verfügbarer Strom sich auf 65 mA begrenzt, die Applikation für höchstens 60 mA bemessen.

Minimierung der Verlustleistung

Die Verwendung einer hohen Betriebsspannung und somit eines großen Bias-Widerstands zur Erreichung hoher statischer Stabilität und somit auch stabiler HF-Leistungsfähigkeit hat eine Schattenseite: Die Wärmeleistung im Bias-Widerstand und die Verlustleistung des MMIC-Darlington-Verstärkers erreichen ebenfalls hohe Werte. Das verschlechtert nicht nur die Energiebilanz, sondern schlägt auch durch die provozierte Temperaturerhöhung auf die Stabilität zurück. Wenn V_{CC} das Doppelte von V_d beträgt, entsteht im Bias-Widerstand und im MMIC die gleiche Verlustleistung PD (Power Dissipation). Allgemein kann man die Verlustleistungen leicht berechnen:

$$PD_{\text{gesamt}} = V_{CC} \times I_{\text{bias}}$$

$$PD_{R_{bias}} = (V_{CC} - V_d) \times I_{bias}$$

$$PD_{MMIC} = V_d \times I_{bias}$$

Für einen ERA-51SM+ an 9 V und mit $V_d = 4,5$ V sowie $I_{bias} = 60$ mA erhält man:

$$PD_{gesamt} = 9 \text{ V} \times 60 \text{ mA} = 540 \text{ mW}$$

$$PD_{R_{bias}} = (9 \text{ V} - 4,5 \text{ V}) \times 60 \text{ mA} = 270 \text{ mW}$$

$$PD_{MMIC} = 4,5 \text{ V} \times 60 \text{ mA} = 270 \text{ mW}$$

Das sind ganz beachtliche Werte. Der Widerstand wird mit über 1/4 W belastet, ein solcher Nennwert für ihn ist vielleicht gerade noch vertretbar. Der Einsatz zweier 1/8-W-Typen ist wegen der besseren Wärmeverteilung zu überlegen. Im MMIC sorgen die 270 mW für ein starkes Ansteigen der Sperrschichttemperaturen. Mit Verschieben der Device Voltage kann man die Gesamtverlustleistung anders aufteilen, jedoch nur durch Senken der Betriebsspannung und/oder des Bias-Stroms wirklich reduzieren.

Erhöhte Temperatur im MMIC führt üblicherweise zum Sinken von V_d . Was bedeutet das für die Verlustleistung im MMIC? Angenommen seien obige Werte und ein Absinken um 90 mV, z.B. durch die Temperaturerhöhung von 20 auf 50 °C (30 K) bei einem Typ mit -3 mV/K. Dann erhöht sich I_{bias} entsprechend der

Spannungsänderung von 2% (90 mV/4,5 V) auf 61,2 mA. Nun ist zu rechnen:

$$PD_{MMIC} = 4,41 \text{ V} \times 61,2 \text{ mA} = 269,9 \text{ mW}$$

Der erhöhte Strom wird bezüglich Verlustleistung also durch die niedrigere Spannung kompensiert; die Verlustleistung bleibt hier praktisch gleich. Das passiert auch bei wesentlich kleineren Spannungen und Bias-Widerständen. Dazu sei folgender Fall betrachtet: $V_{CC} = 5$ V, $V_d = 2,5$ V bei 25 °C, $R_{bias} = 8,2$ Ohm, I_{bias} also 305 mA bei 25 °C und -3 mV/K.

$$PD_{gesamt} = 5 \text{ V} \times 305 \text{ mA} = 1,525 \text{ W}$$

$$PD_{R_{bias}} = (5 \text{ V} - 2,5 \text{ V}) \times 305 \text{ mA} = 762,5 \text{ mW}$$

$$PD_{MMIC} = 2,5 \text{ V} \times 305 \text{ mA} = 762,5 \text{ mW}$$

Nun steige die Temperatur auf 85 °C. Damit ändert sich V_d um $-3 \text{ mV/K} \times 60 \text{ K} = -180 \text{ mV}$. Der Bias-Strom steigt daher auf

$$I_{bias} = (5 \text{ V} - 2,32 \text{ V}) / 8,2 \text{ Ohm} = 327 \text{ mA}$$

Die neuen Wert sind nun:

$$PD_{gesamt} = 5 \text{ V} \times 327 \text{ mA} = 1,635 \text{ W}$$

$$PD_{R_{bias}} = (5 \text{ V} - 2,32 \text{ V}) \times 327 \text{ mA} = 876,4 \text{ mW}$$

$$PD_{MMIC} = 2,32 \text{ V} \times 327 \text{ mA} = 758,6 \text{ mW}$$

Diese Betrachtung allein genügt jedoch nicht, da die mit steigendem Bias-Strom steigende Device Voltage hinzukommt. Dadurch sinkt der Bias-Strom wieder. Temperaturänderungen haben also einen nicht allzu leicht fassbaren Einfluss auf die Verlustleistung und somit Ausfallwahrscheinlichkeit des MMICs.

Temperaturkompensierende Bias-Beschaltung

Eine alternative Methode des Biasings, welche geringe Betriebsspannungen und somit Verlustleistungen erlaubt, die Stabilität des Bias-Stroms jedoch aufrechterhält, besteht darin, eine temperaturkompensierende Bias-Beschaltung statt eines einzigen einfachen Widerstands vorzusehen. Diese kleine Schaltung besteht aus einem Thermistor mit linearem positivem Temperaturkoeffizienten, der parallel zu einem regulären Chip-Widerstand liegt. Diese Parallelschaltung sollte so bemessen werden, dass ihr Widerstand so mit der Temperatur ansteigt, dass der Bias-Strom temperaturkonstant wird.

Kommerziell erhältliche Chip-Thermistoren weisen einen hohen TCR (Temperature Coefficient of Resistance) auf, typisch

sind 4500 ppm/K (= 0,45%/K) für den Nennwertbereich 51 bis 510 Ohm. Der für die Stabilität von I_{bias} erforderliche Temperaturkoeffizient für R_{bias} ist viel geringer, und daher kommt es zur Parallelschaltung von Thermistor und normalem Widerstand.

Die Bestimmung der Werte einer solchen Beschaltung muss bei R_{bias} und der Variation von V_d gegenüber der Temperatur ansetzen. Wegen seiner hohen Temperaturempfindlichkeit wird der Thermistor oft deutlich größer als der Widerstand sein. Sind die Widerstände gleich groß, so hat die Gesamtschaltung den halben TK des Thermistors. Ist der Thermistor doppelt so groß, hat die Gesamtschaltung 1/3 seines TKs. Als Beispiel sei folgende Parallelschaltung betrachtet:

Widerstand = 56 Ohm

Thermistor bei 25 ° = 100 Ohm und bei 26 °C = 100,45 Ohm (+ 0,45%)

R_{bias} bei 25 °C = 35,8974 Ohm

R_{bias} bei 26 °C = 35,9553 Ohm

R_{bias} -Veränderung = 0,16%

Mit z.B. -4 mV/K beträgt der Temperaturgang einer 2,5 V Device Voltage -0,16%/K, sodass hier eine gute Kompensation zu vermuten wäre. Für andere Betriebsbedingungen sind andere Thermistor-Widerstands-Kombinationen optimal. Stets geht es darum, den Bias-Strom konstant zu halten, sodass auch Verlustleistung und MTTF erhalten bleiben. Nicht beachtet wurde der Temperaturkoeffizient des Widerstands. Ein Dickfilm-Chip-Typ hat typisch 100 ppm/K. Das ist vernachlässigbar gegenüber dem TK des TCRs.

Abschließend lässt sich festhalten, dass die Berechnungen für einen stabilen Arbeitspunkt teils kompliziert sind und dass der Entwickler gut beraten ist, seine Applikation im Einsatztemperaturbereich gründlich auszutesten und erforderlichenfalls nach erneuter Berechnung oder empirisch zu optimieren. ◀

Typ	nomineller Bias-Strom in mA	typ. V_d -Änderung/Bias-Strom-Änderung in mV/mA	typ. V_d -Änderung/Temperaturänderung in mV/K
ERA-1SM+	40	9,4	-2
ERA-2SM+	40	8,1	-2,5
ERA-3SM+	35	3,6	-2,3
ERA-4SM+	65	10,4	-2,9
ERA-4XSM+	65	10,4	-2,9
ERA-5SM+	65	6,9	-3,2
ERA-5XSM+	65	6,9	-3,2
ERA-6SM+	70	11,8	-3,2
ERA-8SM+	36	6,4	-0,5
ERA-21SM+	40	8,8	-2,3
ERA-33SM+	40	3,8	-2,9
ERA-50SM+	60	3,8	-3,2
ERA-51SM+	65	5,8	-3,2

Tabelle: Device-Voltage-Variation durch Bias-Strom und Temperatur