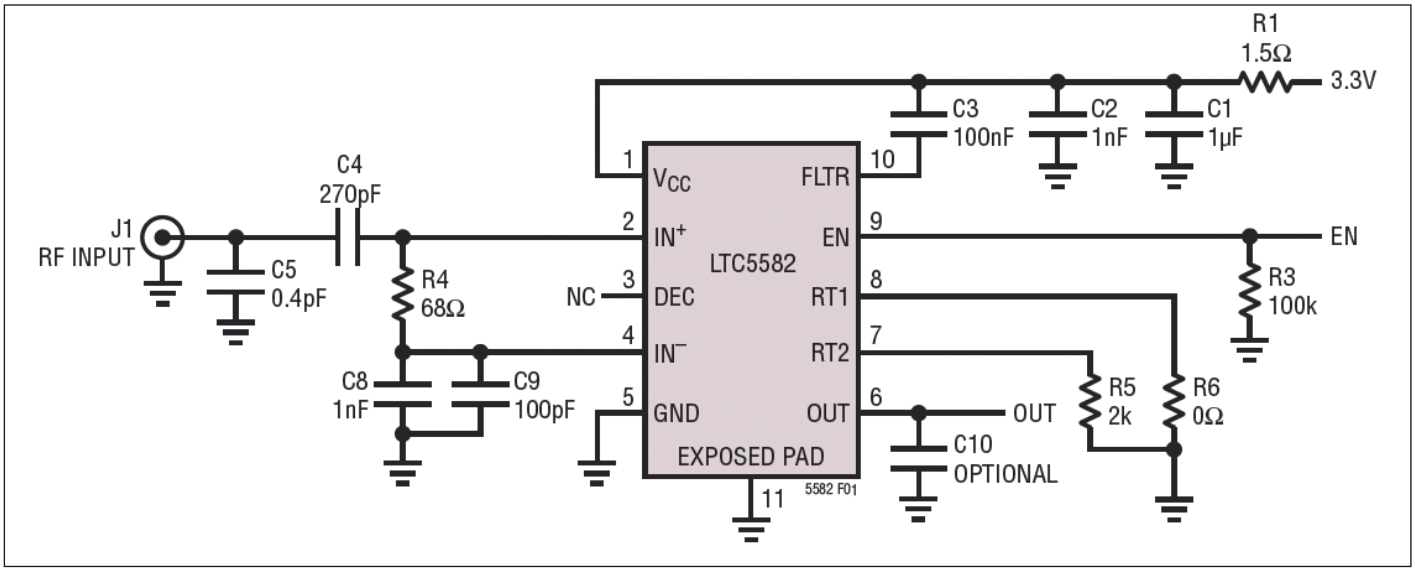
Verminderung der Temperaturabhängigkeit von RMS-Power-Detektoren



Stabiles Temperaturverhalten ist extrem wichtig in Basisstations-Designs, weil dort die Umgebungstemperatur weitreichend von Standort und Umgebung abhängen kann. Hat hier ein RMS Detector, wie er etwa zur HF-Leistungsregelung eingesetzt wird, eine sehr gute Temperaturstabilität, verbessert das die Leistungseffizienz der gesamten Station.

Beispielsweise gehören der LTC5582 und der zweikanalige LTC5583 zu einer Familie von RMS-Detektoren, die eine exzellente Temperaturstabilität im Bereich vom -40 bis +85 °C auf jeder Frequenz bis zu 10 GHz (LTC5582) oder 6 GHz (LTC5583) gewährleisten. Jedoch variieren auch ihre Temperaturkoeffizienten der wichtigsten Parameter mit der Frequenz, und ohne Temperaturkompensation kann der durch Temperaturänderung verursachte Fehler größer als 0,5 dB sein. Daher ist es manchmal erforderlich, die Temperaturkompensation auf verschiedenen Frequenzen zu optimieren, um den Fehler unter 0,5 dB zu halten. Das gelingt sehr einfach durch Nutzung von zwei Off-Chip-Widerständen.

Quellen:
LTC5582, 40 MHz to 10 GHz RMS Power Detector with 57dB Dynamic Range, Analog Devices Datasheet

Improving the Output Accuracy Over Temperature for RMS Power Detectors by Andy Mo, Analog Devices Application Note AN129-1, September 2010

frei übersetzt von FS

Verbesserte Temperaturkompensation

Die Änderung der Ausgangsspannung erfolgt gemäß folgender Formel:

$$\Delta V_{OUT} = TC1 \times (TA - t_{NOM}) + TC2 \times (TA - t_{NOM})^2 + detV1 + detV2$$

Hierin sind TC1 und TC2 die Temperaturkoeffizienten erster und zweiter Ordnung. T_A ist die aktuelle Umgebungstemperatur (Ambient Temperature), und t_{NOM} ist die Referenztemperatur von üblicherweise 25 °C (Zimmertemperatur). Die Größen detV1 und detV2 beschreiben die Ausgangsspannungsänderung, wobei die Spannungen an den Pins RT1 und RT2 nicht zu Null gesetzt werden.

Die Methoden, um die Widerstandswerte für die optimale Temperaturkompensation zu berechnen, sind für LTC5582 als auch LTC5583 gleich. Beim LTC5583 ist nur eine gemeinsame Kompensation für Kanal A und B möglich. Über die Ansteuerung von Pin RT1 erfolgt die Festlegung der Polarität von TC1 und über die Ansteuerung von Pin RT2 die Definition der Polarität von TC2. Die absoluten Werte der Temperaturkoeffizienten kann man aber nicht beeinflussen. Legt man RT1 und RT2 an Masse, so wird die Temperaturkompensation deaktiviert. Dieses Feature wird ja bei einigen z.B. weniger kritischen Anwendungen nicht benötigt. Im Aufmacherbild wird RT2 genutzt, während RT1 deaktiviert ist.

Bild 1 illustriert die Änderung von V_{OUT} als Funktion der Temperatur bezüglich der Temperaturkompensation erster Ordnung.

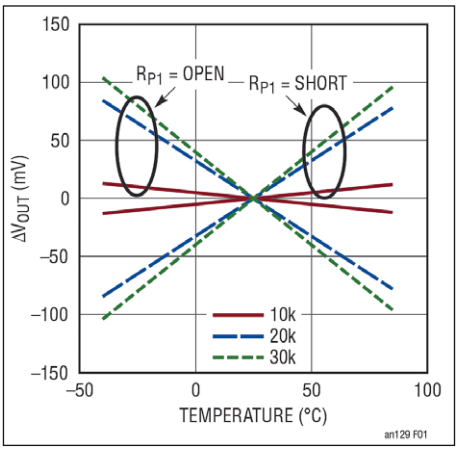


Bild 1: Die Beziehung 1st Order ΔV_{OUT} vs Temperatur

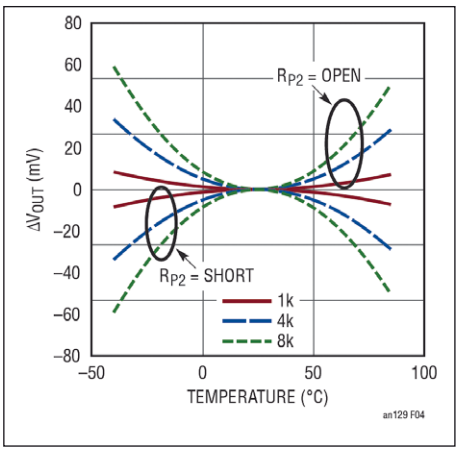


Bild 2: Die Beziehung 2nd Order ΔV_{OUT} vs Temperatur

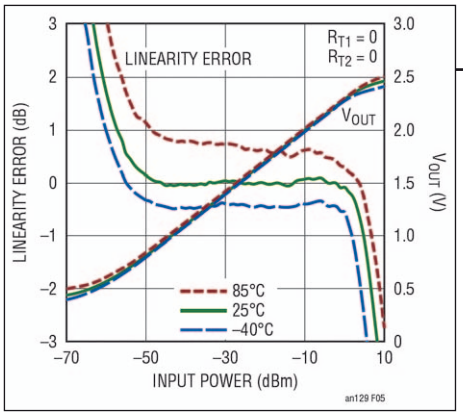


Bild 3: Temperaturverhalten des unkompensierten LTC5583 bei 900 MHz

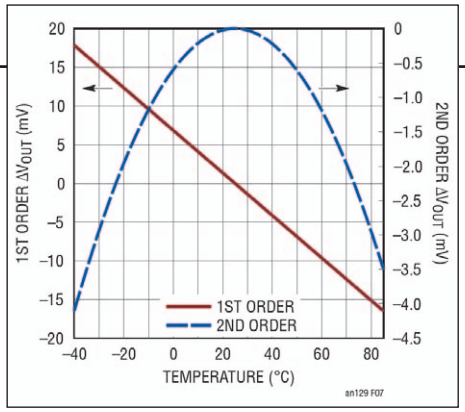


Bild 4: Zur Polarität der Lösungen 1st und 2nd Order

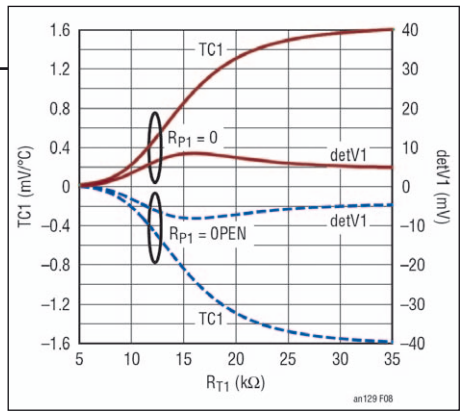


Bild 5: Die Beziehung zwischen 1st-Order-Temperatur-Koeffizienten TC1 und externem Widerstand R_{T1}

Als Parameter wurden nur drei Widerstandswerte verwendet, das genügt, um zu zeigen, dass kleinere Widerstandswerte kleinere eine geringere Temperaturabhängigkeit bewirken. Die Polarität (Richtung) der Änderung wird über das Pin RP1 definiert, die Ellipsen umfassen die betreffenden Kennlinien. In Bild 2 ist der Effekt der Temperaturkompensation zweiter Ordnung dargestellt. Die Richtung der Kennlinien wird hier über Pin RP2 festgelegt. Im Temperaturbereich von etwa 10 bis 40 °C spielen die Widerstandswerte hier kaum eine Rolle. Es ergibt sich ein Verhalten über alles entsprechend beider Darstellungen. Dies beschreibt die obige Formel.

Beispiel 900 MHz

Angenommen, den LTC5583 wird ein 900-MHz-Messignal zugeführt. Der erste Schritt besteht nun darin, den Verlauf von V_{OUT} über der Temperatur ohne Kompensation zu ermitteln. In Bild 3 ist dieser beispielhaft dargestellt mit drei Umgebungstemperaturen als Parameter. Der absolute Linearitätsfehler über der Eingangsleistung wurde ebenfalls eingetragen, wobei jedoch bei allen drei Temperaturen 25 °C als Referenz (null Fehler) angenommen wurde. Um nun den Temperatureinfluss auf die Ausgangsspannung zu reduzieren, müsste die rote Kurve (85 °C) abgesenkt und die blaue Kurve (-40 °C) angehoben werden, um weitgehendste Übereinstimmung mit der Kurve bei Zimmertemperatur (grün) zu erreichen. Was nun folgt, ist eine Schritt-für-Schritt-Prozedur:

Schritt 1: Einschätzung der erforderlichen Kompensation in dB. Betreffs Bild 3 nimmt man dazu beispielsweise die Werte für eine Eingangsleistung von -25 dBm, denn das ist die Mitte des Dynamikbereichs. Nun multipliziert man den Linearitätsfehler in dB mit 30 mV/dB (das ist die typische V_{OUT}-Änderung), um in Millivolt zu konvertieren: -40 °C 13 mV (oder 0,43 dB), +85 °C -20 mV (oder -0,6 dB) Um diese Werter müssen die entsprechenden Kurven verschoben werden.

Schritt 2: Bestimmung der Spannungen an RP1 und RP2 entsprechend der Lösungen für die Kompensationen erster und zweiter Ordnung. Um diese Lösungen zu finden, setzt man a für einen Term erster Ordnung (1st) und b für einen Term zweiter Ordnung (2nd). Folgende Rechnungen führen weiter:

a - b = 13 mV

-a - b = -20 mV

a = 16,5 (1st)

b = 3,5 (2nd)

Die Polarität von a und b in diesen Gleichungen wird durch die Polarität der Terme 1st und 2nd Order bestimmt, siehe Bild 4. Da diese jeweils positiv oder negativ sein können, sind vier Kombinationen möglich. In diesem Fall kann die erforderliche Kompensation nur erreicht werden, wenn beide Terme negativ sind. Bild 5 zeigt die Kompensation für 1st und 2nd Order für -40 °C und 85 °C. Da die Polaritäten von 1st- und 2nd-Order-Kompensation negativ sind, wie gefordert, gelingt die Gesamtkompensation. Addiert man gewissermaßen beide Kurven, dann produziert ihre Summe die erforderliche Justierung für V_{OUT}. Konsequenterweise sind TC1 und TC2 negativ, und R_{P1} und R_{P2} werden gemäß Bild 6 und 7 bestimmt. Die Werte der beiden gezeigten Lösungen führen zum Versatz von 13 mV bei -40 °C und -20 mV bei 85 °C mit RP1 = open und RP2 = short.

Schritt 3: Berechnung des Temperaturkoeffizienten bei einem der Temperaturextremen und Bestimmung der Widerstandswerte RT1 und RT2 gemäß Bild 6 und 7:

a = 16,5 = TC1 x (85 - 25);
TC1 = 0,275 mV/K

R_{T1} = 11 kOhm (Bild 6)

b = 3,5 = TC2 x (85 - 25)2;
TC2 = 0,972 µV/K2

R_{T2} = 499 Ohm (Bild 7)

Bild 8 zeigt die LTC5583-Performance über der Temperatur für einen der beiden Ausgänge. Festzustellen ist eine deutliche Verbesserung gegenüber dem unkompensierten Zustand (vgl. Bild 3). Dies sollte für die meisten Applikationen ausreichen. Falls dennoch eine bessere Genauigkeit erforderlich ist, so kann man einen zweiten Design-Durchlauf vornehmen. Um diesen zu vereinfachen, lassen sich die Größen detV1 und detV2 ignorieren, da sie von der Temperatur nicht abhängen. Diese zweite Rechnung wird in der Originalquelle näher beschrieben. Dort findet man auch die empfohlenen R_{T1}- und R_{T2}-Werte für LTC5582 und LTC5583 zur Erreichung einer optimalen Temperatur-Performance für verschiedene Frequenzen.

Fazit

LTC5582 und LTC5583 bieten eine hervorragende Temperatur-Performance bei Nutzung von nur zwei externen Kompensationswiderständen. Die Berechnung zur Ermittlung der Werte dieser Widerstände ist einfach und kann zur Erreichung noch besserer Resultate wiederholt werden. Die erreichbare Performance führt zu einer Genauigkeit über den gesamten Temperaturbereich von weniger als 1% der Ausgangsspannung. Im Beispiel wurde im Dynamikbereich von 50 dB ein Linearitätsfehler von nur 0,2 dB gewährleistet und im Dynamikbereich von 56 dB von 1 dB.

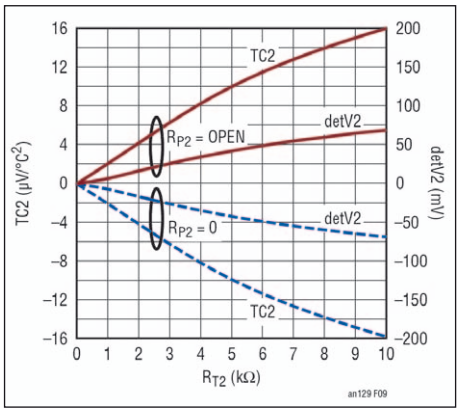


Bild 6: Die Beziehung zwischen 2nd-Order-Temperaturkoeffizientem TC2 und externem Widerstand R_{T2}