

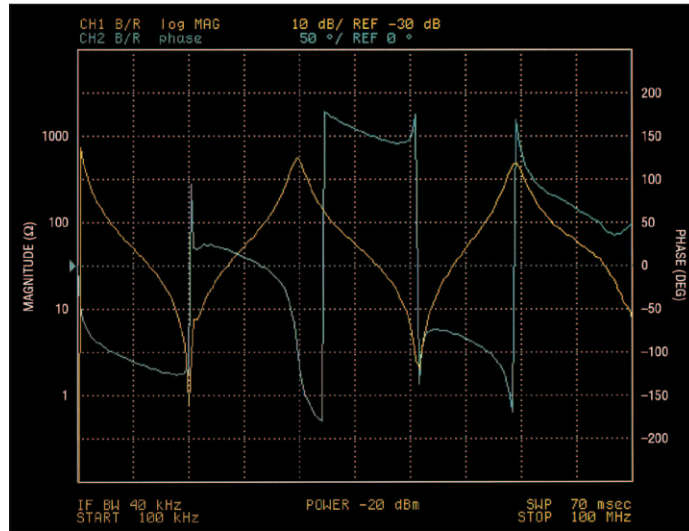
Oszilliert Ihr schneller Operationsverstärker? Teil 2

Die Entwickler von analogen Schaltungen mit HF-Operationsverstärkern haben oft große Schwierigkeiten damit, diese schwingsicher zu machen. Nach der Erläuterung der Ursachen in Teil 1 gibt dieser abschließende Teil praktische Tipps zur Vermeidung von Oszillation und zur Erhöhung der Stabilität.

Neben einem nicht sorgfältig genug ausgelegten Rückkopplungspfad kann ein schneller Operationsverstärker durch verschiedene Arten von ungünstigen Belastungen wie auch durch eine unzureichend gestützte Betriebsspannung zur Selbstoszillation verleitet werden.

Zu den Lastverhältnissen

Wie die Rückkopplungskapazität die Phase Margin herabsetzen kann, so kann das auch die Lastkapazität. Bild 11 zeigt die Impedanz des LTC6268-Ausgangs über der Frequenz bei drei eingestellten Betriebsverstärkungen. Wichtig hierbei: Die Unity-Gain-Ausgangsimpedanz ist geringer als bei den höheren Verstärkungen. Dies ist eine Folge davon, dass die gesamte Ausgangsspannung rückgeführt wird. Der Grad der Rückkopplung bestimmt theoretisch direkt die Ausgangsimpedanz. Daher ist im mittleren Bereich die Impedanz bei einer



Spannungsverstärkung von 10 (100) auch zehnmal (hundertmal) höher als die Output Impedance bei Einsverstärkung. Gewissermaßen nur ein Zehntel (Hundertstel) der Leerlaufverstärkung kann genutzt werden, um die Ausgangsimpedanz zu senken. Diese beträgt bei offener Schleife (Open-Loop, Leerlauf, keine Rückkopplung) hier etwa 30 Ohm, sodass bei einer Spannungsverstärkung von 10 wie auch 100 im hohen Frequenzbereich diese 30 Ohm auch erreicht werden, da die Leerlaufverstärkung hier bereits stark abgefallen ist. Besonders deutlich sieht man das natürlich bei der Verstärkung 100. Hier liegt zwischen 10 und 100 MHz keine ausreichend hohe Schleifenverstärkung (Leerlaufverstärkung minus Betriebsverstärkung auf der selben Frequenz) mehr vor, um die Open-Loop-Ausgangs-impedanz zu senken.

Im Zusammenspiel mit der Ausgangsimpedanz führen kapazitive Lasten zu einem Phasen- und Amplitudenversatz. Angenommen, eine 50-pF-Last wirkt mit 30 Ohm Ausgangsimpedanz zusammen, so entsteht ein Pol auf 106 MHz, wo die Phasen um -45° gedreht hat und die Spannung um 3 dB niedriger liegt. Auf dieser Frequency bewirkt der Verstärker selbst eine Phasendrehung von -295° und eine Verstärkung von 10 dB. Angenommen,

es liegt eine Unity-Gain-Rückkopplung vor, dann ist Oszillation noch nicht zu befürchten, denn die Phase ist noch nicht um 360° (auf 106 MHz) gedreht. Auf 150 MHz jedoch hat der Verstärker selbst -305° Versatz und 5 dB Gain. Die entsprechende Ausgangs-Polstelle hat einen Phasenversatz von

$$-\arctan(150 \text{ MHz}/106 \text{ MHz}) = -55^\circ$$

und eine Verstärkung von

$$\frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{150 \text{ MHz}}{106 \text{ MHz}}\right)^2}} = 0,577$$

entsprechend $-4,8 \text{ dB}$. Mit den Werten des Verstärkers zusammen erhält man -360° Versatz und $0,2 \text{ dB}$ Verstärkung und daher wieder einen Oszillator. 50 pF sind aber die minimale Lastkapazität, welche den LTC6268 zum Oszillieren bringt.

Der meistbenutzte Weg, um den Einfluss des kapazitiven Anteils einer Last auf den Verstärker zu senken, besteht darin, der gesamten Last einen kleinen Widerstand in Reihe zu legen. Die Rückkopplung bleibt dabei direkt am Verstärkerausgang. Widerstandswerte von 10 bis 50 Ohm limitieren den Phasenversatz und schützen so den Op Amp vor zu geringen kapazitiven Impedanzen bei hohen Frequenzen bzw. bei hohen Geschwindigkeiten.

Ein Fehlverhalten, auch bei DC und niedrigen Frequenzen, entsteht durch den resistiven Aspekt der Last, ein limitierter Frequenzgang ist die Folge kapazitiver Lastanteile, und eine Signalverzerrung entsteht dann, wenn die Lastkapazität spannungsabhängig ist. Oszillation aufgrund zu hoher Lastkapazität kann oft unterbunden werden, indem man die Closed-Loop-Verstärkung erhöht. Dann wirkt der Rückkopplungs-

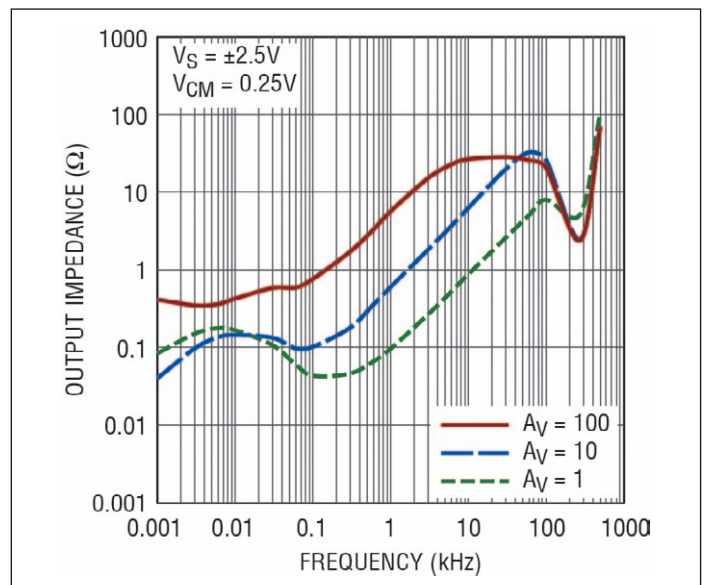


Bild 11: Ausgangsimpedanz des LTC6268 über der Frequenz

Quelle:

Does Your Op Amp Oscillate?

Barry Harvey, Staff Design Engineer, Linear Technology Corp.

Application Note 148,

September 2014

www.linear.com

frei übersetzt von FS

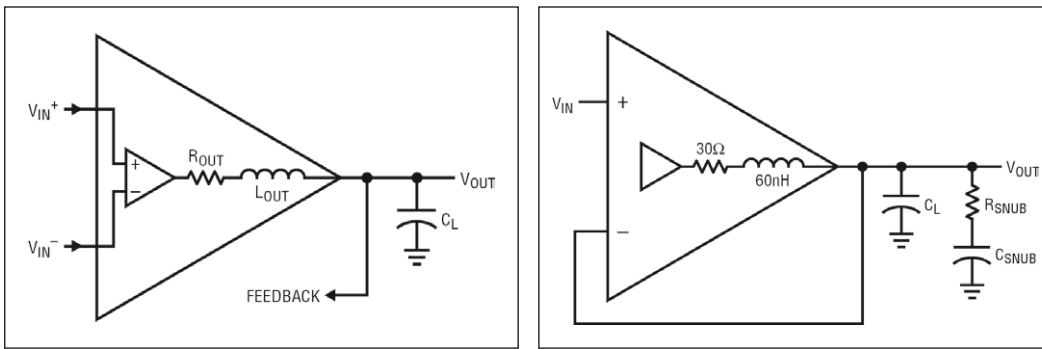


Bild 12 (links): Die Ausgangsimpedanz mit induktiven Anteil, Bild 13 (rechts): Snubber am Ausgang

Spannungsteiler wie bei geringen Frequenzen auch noch auf Frequenzen, wo die Phase in der Schleife um 360° gedreht wurde. Wenn der LTC6268 zum Beispiel mit einer Closed-Loop Gain von 10 läuft, dann hat der Op Amp eine Verstärkung von 10 V/V oder 20 dB auf 40 MHz, wo der Phasenversatz 285° beträgt. Um Oszillation zu erreichen, wird eine Ausgangs-Polstelle benötigt, welche zusätzliche 75° verursacht. Diese liegt gemäß

$$-75^\circ = -\arctan(40 \text{ MHz}/f_{\text{pole}})$$

bei $f_{\text{pole}} = 10,6 \text{ MHz}$. Diese Polfrequenz entsteht durch eine Lastkapazität von 500 pF bei 30 Ohm Output Impedance. Die Verstärkung an diesem Output Pole beträgt:

$$\frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{40 \text{ MHz}}{10,6 \text{ MHz}}\right)^2}} = 0,026$$

Mit einem Open-Loop Gain von 10 und ohne Last wäre die Verstärkung $10 \times 0,026 = 0,26$ auf der Oszillationsfrequenz, sodass in diesem Falle keine Selbsterregung auftritt, jedenfalls nicht hervorgerufen durch eine einfache Polstelle. Somit wurde eine von 50 auf 500 pF erhöhte Lastkapazität ermöglicht, indem lediglich die Betriebsverstärkung (Closed-Loop Gain) erhöht wurde.

Fehlabgeschlossene Übertragungsleitungen sind ebenfalls sehr schlechte Lasten, da sie von mehreren Faktoren abhängige Impedanz- und Phasenverhältnisse am Op-Amp-Ausgang hervorgerufen. Betrachten Sie dazu das Aufmacherbild. Es zeigt den Impedanzverlauf eines leerlau-

fenden Koaxialkabels. Wenn Ihr Verstärker das Kabel auch sicher bei geringen Frequenzen betreiben kann, so kann es dennoch auf höheren Frequenzen zur Oszillation kommen, da die Phase Margin nicht mehr ausreicht. Falls das Kabel auch unbelastet betrieben werden muss, dann kann ein in Serie vorgeschalteter Back-Match-Widerstand die Impedanzvariationen, welche der Op Amp sieht, reduzieren.

Der Back-Match-Widerstand nimmt auch reflektierte Leistung auf, sodass der Verstärker bei entsprechender Phasenlage entlastet wird. Von Nachteil wäre allerdings, wenn der Back-Match-Widerstand die Anpassung am Op Amp ungünstig verändern würde. Dann wäre die Rückreflexion größer.

Bild 12 zeigt ein etwas erweitertes Ersatzschaltbild des Ausgangs eines schnellen Op Amps. R_{OUT} repräsentiert dabei z.B. den genannten 30 Ohm für den LTC6268, und nun kommt L_{OUT} hinzu. Diese Induktivität setzt sich aus einer physikalischen Impedanz und einem elektronischen Equivalent einer Induktivität zusammen. Der erste Anteil entsteht durch das Gehäuse und Verbindungen, man sollte für diese chipexterne Induktivität bis zu 5 oder 15 nH kalkulieren. Je kleiner das Gehäuse, umso geringer ist sie. Die elektronisch generierte Induktivität liegt meist im Bereich 20 bis 70 nH, besonders bei Bipolar-Ausgängen.

Das Unschöne daran ist, dass L_{OUT} mit C_L eine Serienresonanz hat, sodass auf dieser Frequenz eine minimale Impedanz entsteht. In diesem Fall kann es

einen besonders großen Phasenversatz geben, sodass Oszillation zu befürchten ist. Beispielsweise sei $L_{\text{OUT}} = 60 \text{ nH}$ und $C_L = 50 \text{ pF}$. Das ergibt nach der bekannten Thomsonschen Gleichung Resonanz auf 92 MHz, also voll im Arbeitsbereich des LTC6268. Diese resonante Last kann nicht nur einen hohen Ausgangsstrom hervorrufen, sondern auch recht verschiedene Phasenverhältnisse rund um die Resonanzfrequenz bewirken. Bedauerlicherweise findet man L_{OUT} nicht im Datenblatt, aber man kann die dadurch hervorgerufenen Effekte in der Impedanzdarstellung bei offener Schleife sehen. Generell sind diese Effekte bei Verstärkern mit Transistfrequenzen bis etwa 50 MHz nicht von Bedeutung.

Wie man ihnen bei Op Amps mit deutlich höherem Verstärkungs-Bandbreite-Produkt (GBF, Transistfrequenz) beikommen kann, zeigt Bild 13. R_{SNUB} und C_{SNUB} stellen das dar, was man Snubber oder Boucherot-Glied nennt. Seine Aufgabe besteht darin, die Gesamtgüte auf der Resonanzfrequenz herabzusetzen, möglichst auf etwa 1. R_{SNUB} wird generell mit dem Betrag der Reaktanz von C_L auf der Resonanzfrequenz bemessen. In diesem Beispiel beträgt sie $-j35 \text{ Ohm}$. C_{SNUB} wird so bemessen, dass R_{SNUB} voll auf der Ausgangs-Resonanzfrequenz wirken kann. Seine Reaktanz muss also viel kleiner als die von C_L sein bzw. seine Kapazität viel höher (Richtwert $C_{\text{SNUB}} = 10 \times C_L$). C_{SNUB} sollte auch nicht zu klein sein, damit der Verstärker auf mittleren und geringen Frequenzen nicht unnötig belastet wird. Dann müsste man Einbu-

ßen bei Verstärkung, Flatness und Closed-Loop-Bandbreite hinnehmen. Allgemein ist der Snubber hilfreich, um reaktive Lasten zu „zähmen“, aber oft wird man nicht umhinkommen, ihn experimentell zu optimieren.

Der invertierende Eingang eines Current-Feedback Amplifiers ist bekanntlich sehr niederohmig – und damit vergleichbar mit dem Ausgang in Bild 12. Auch auf diesem Wege ist also Oszillation möglich, wobei seine Eingangskapazität C_{PAR} noch eine Rolle spielt. Diese hat einen internen und einen externen Ananteil, welchen man möglichst minimieren sollte. Allerdings ist ein Snubber an dieser Stelle nicht sinnvoll, da er die Betriebsverstärkung (Closed-Loop Gain) über der Frequenz ungünstig beeinflussen würden.

Viele Verstärker zeigen bei hohen Frequenzen ein besonders auffälliges Verhalten der Eingangsimpedanz. Dies trifft ganz besonders auf Typen mit zwei Eingangstransistoren in Serie (Darlington-Schaltung) zu. Viele Verstärker haben auch ein npn/pnp-Transistorpaar im Eingang, welches sich ähnlich wie eine Darlington-Schaltung über der Frequenz verhält. Dabei gibt es Frequenzen, generell deutlich unter der GBF, wo der reelle Anteil an der Eingangsimpedanz negativ wird. Eine Quelle mit induktiver Impedanz kann dabei eine Resonanz mit der Eingangs- und mit der Board-Kapazität erzeugen, und der negative Realteil regt dann die Oszillation an. Wenn dann noch ein fehlabgeschlossenes Kabel ins Spiel kommt, so ist Oszillation auch auf mehreren anderen Frequenzen möglich. Man achte grundsätzlich auf den guten Abschluss eines Kabels am Eingang eines schnellen Operationsverstärkers.

Zur Stromversorgung

Die dritte Ursache für unerwünschte Oszillation ist der Betriebsspannungs-Bypass. Bild 14 zeigt dazu die prinzipielle Gestaltung des Ausgangs vieler schneller Op Amps. $L_{\text{VS+}}$ und

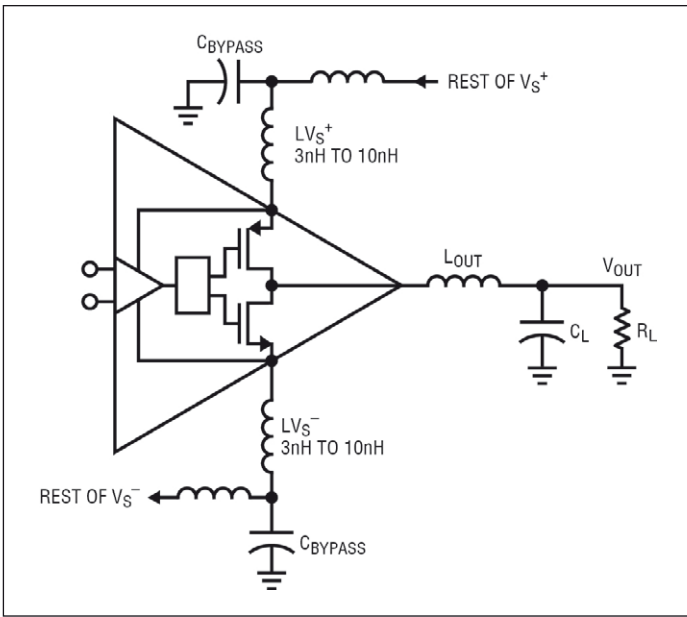


Bild 14: Parasitäre Induktivitäten in den Betriebsspannungs-Zuleitungen

L_{V_S} sind unvermeidbare Serieninduktivitäten des Gehäuses und der Verbindung zur Last. Eigentlich müsste man auch beim Bypass-Kondensator eine Ersatzinduktivität einzeichnen, denn auch dieser ist etwas induktiv. Man darf für L_{V_S+} und L_{V_S-} je 3 bis 10 nH annehmen bzw. 12 bis 3,8 Ohm bei 200 MHz. Immer dann, wenn einer der Ausgangstransistoren einen hohen hochfrequenten Strom zieht, entsteht ein Spannungsabfall an der Ersatzimpedanz. Bei 5 Ohm und 100 mA sind es z.B. 500 mV.

Der „Rest“ des Verstärkers benötigt einen vergleichsweise geringen Strom. In Bild 15 ist das

Power Supply Rejection Ratio (PSRR, Betriebsspannungs-Unterdrückung) über der Frequenz für den LTC6268 aufgetragen. Ist also einer Betriebsspannung z.B. eine Wechsellspannung von 10 MHz überlagert, so wird diese mit weniger als 40 dB unterdrückt. Die PSRR fällt mit $1/f$ infolge der Frequenzkompensation, stoppt aber nicht bei 0 dB (ca. 130 MHz), sondern fällt noch weiter bis -15 dB bei etwa 200 MHz. Ein solches Signal auf der Betriebsspannung erscheint also verstärkt auf dem Pfad des Nutzsignals. In diesem Fall kann sich der Verstärker infolge der L_{V_S} -Induktivitäten, zur Selbstoszillation hochschaukeln. Das ist der Grund, warum

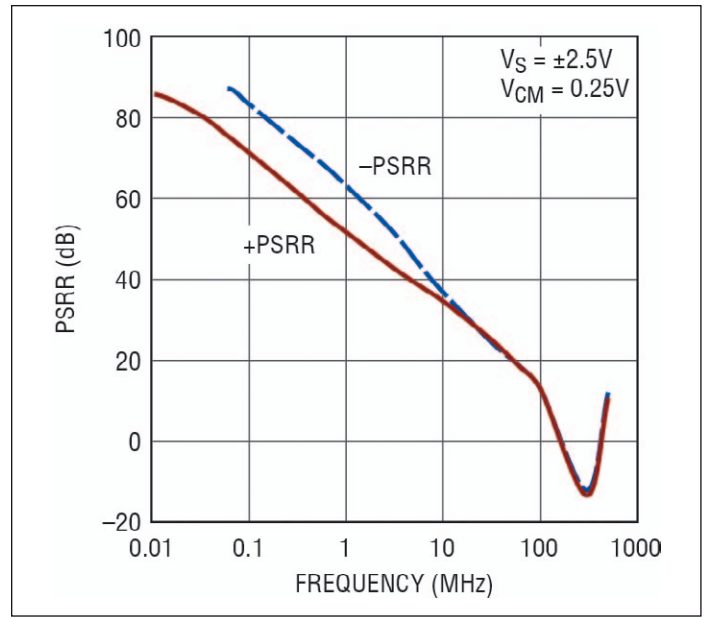


Bild 15: Betriebsspannungs-Unterdrückung des LTC6268

die Versorgungsleitungen sorgfältig abgeblockt werden müssen. Grundsätzlich müssen die Bypass-Kondensatoren viel größer sein als jede mögliche Lastkapazität.

Wenn wir Frequenzen um 500 MHz annehmen, dann bedeuten 3 nH j31,4 Ohm und 10 nH j9,4 Ohm. Diese Werte sind hoch genug, damit der Ausgangstransistor allein anfängt zu oszillieren, unterstützt von den internen Reaktanzen, besonders bei größeren Ausgangsströmen, obwohl dann Transistor-Stromverstärkung und -Bandbreite zurückgehen. Besondere Vorsicht ist hier geboten, da die heutigen Halbleiter-Herstellungsprozesse geringste parasitäre Größen und

somit hohe Bandbreiten ermöglichen, und dies auch bei hohen Ausgangsströmen.

Schlussbemerkungen

Abschließend ist festzustellen, dass der Designer nicht umhin kommt, die parasitären Kapazitäten und Induktivitäten inner- und außerhalb des ICs zu beachten, und zwar praktisch an jedem Anschluss eines Op Amps. Weiterhin ist die Art der Last zu berücksichtigen.

Die Verstärker wurden so entwickelt, dass sie innerhalb einer normalen Umgebung stabil arbeiten. Jedoch erfordert jede Applikation ihre eigene Analyse.