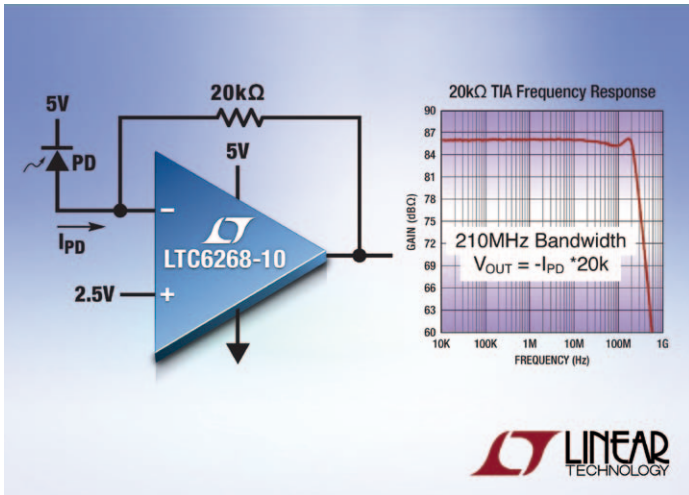


# Oszilliert Ihr schneller Operationsverstärker? Teil 1



Die Entwickler von analogen Schaltungen mit HF-Operationsverstärkern haben oft große Schwierigkeiten damit, diese stabil (schwingsicher) zu machen. Dieser zweiteilige Beitrag zeigt Ursachen auf und gibt praktische Tipps zur Vermeidung von Oszillation und zur Erhöhung der Stabilität.

Es gibt viele Einflüsse und Situationen, die einen schnellen Operationsverstärker zur Selbstoszillation verleiten können. Dazu gehören verschiedene Arten von Belastungen, aber auch nicht sorgfältig genug ausgelegte Rückkopplungspfade. Weiter kann unzureichende Stützung der Betriebsspannung die Oszillation hervorrufen. Diese kann sich übrigens auch an Eingängen zeigen, von welchen dann eine undefinierte Schwingung abgenommen werden kann, während der Ausgang stabil ist oder eine ganz andere unerwünschte Schwingung bereithält.

## Einige Grundlagen

In Bild 1 ist der Blockaufbau eines Non-Rail-to-Rail-Operationsverstärkers dargestellt.

Die Eingänge führen zu einem  $g_m$ -Block, den der Kompensationskondensator  $C_C$  belastet. Es folgt ein Puffer für einen ausreichend hohen Ausgangsstrom. Der Kompensationskondensator  $C_C$  ist das bezüglich Frequenzgang entscheidende Element. Im Ersatzschaltbild gehört  $C_C$  an Masse, aber in der traditionellen Betriebsweise haben Operationsverstärker keine direkte Masseverbindung. Daher fließt der Strom durch  $C_C$  zu einer oder zu beiden Seiten der Stromversorgung.

Bild 2 ist eine Blockdarstellung des einfachsten Verstärkerkonzepts für einen Rail-to-Rail-Ausgang. Der Ausgangsstrom des  $g_m$ -Blocks fließt in einen Stromkoppler, welcher den Strom auf zwei Feldeffekttransistoren aufteilt. Der Frequenzgang wird nun durch zwei Kompensationskondensatoren bestimmt. In ihrer Wirkung bezüglich des Frequenzverhaltens liegen diese parallel. Diese beiden Konzepte findet man bei der überwiegenden Mehrzahl von Operationsverstärkern, welche eine externe Rückkopplung nutzen. In Bild 3 ist deren Frequenz- und Phasengang im Leerlauf prinzipiell dargestellt. In der Praxis gibt es unterschiedlich davon abweichendes Verhalten aufgrund der verschiedenen genutzten internen Schaltungs-Designs.

Die einfache Kompensation mit  $C_C$  besitzt eine Transitfrequenz (Unity-Gain Bandwidth Product, GBF) von  $g_m/(2 \pi \times C_C)$ .

Der Phasengang dieses Verstärkers fällt von  $-180^\circ$  bis  $-270^\circ$  im Bereich um  $GBF/A_{VOL}$ , wobei  $A_{VOL}$  die Leerlaufverstärkung (Open-Loop) des Verstärkers (Open-Loop) des Verstärkers bei DC ist. Die Phasenabweichung bleibt auf  $-270^\circ$  für alle Frequenzen, die deutlich über dieser Frequenz liegen. Dieses Konzept und Verhalten, bei dem  $C_C$  den Frequenzgang bestimmt und verschiedene Begrenzungen beim Frequenzverhalten der aktiven Schaltung hervorruft, ist unter Entwicklern bekannt (und zwar als Dominant Pole Compensation).

Die einfache Kompensation mit  $C_C$  besitzt eine Transitfrequenz (Unity-Gain Bandwidth Product, GBF) von  $g_m/(2 \pi \times C_C)$ . Der Phasengang dieses Verstärkers fällt von  $-180^\circ$  bis  $-270^\circ$  im Bereich um  $GBF/A_{VOL}$ , wobei  $A_{VOL}$  die Leerlaufverstärkung (Open-Loop) des Verstärkers (Open-Loop) des Verstärkers bei DC ist. Die Phasenabweichung bleibt auf  $-270^\circ$  für alle Frequenzen, die deutlich über dieser Frequenz liegen. Dieses Konzept und Verhalten, bei dem  $C_C$  den Frequenzgang bestimmt und verschiedene Begrenzungen beim Frequenzverhalten der aktiven Schaltung hervorruft, ist unter Entwicklern bekannt (und zwar als Dominant Pole Compensation).

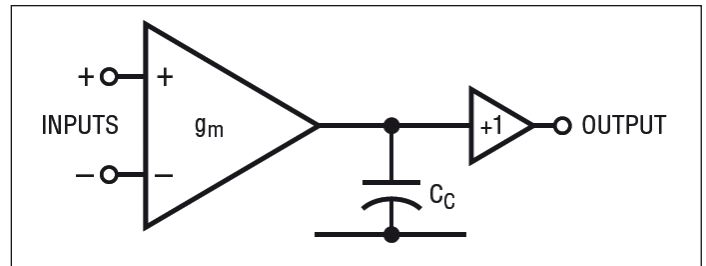


Bild 1: Grundaufbau eines Non-Rail-to-Rail-Verstärkers

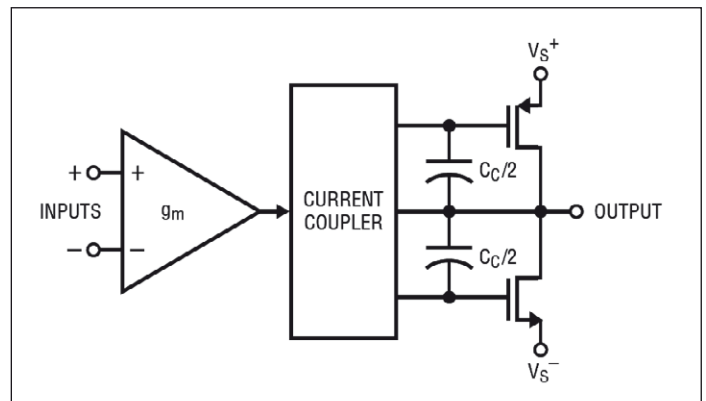


Bild 2: Grundaufbau eines Rail-to-Rail-Verstärkers

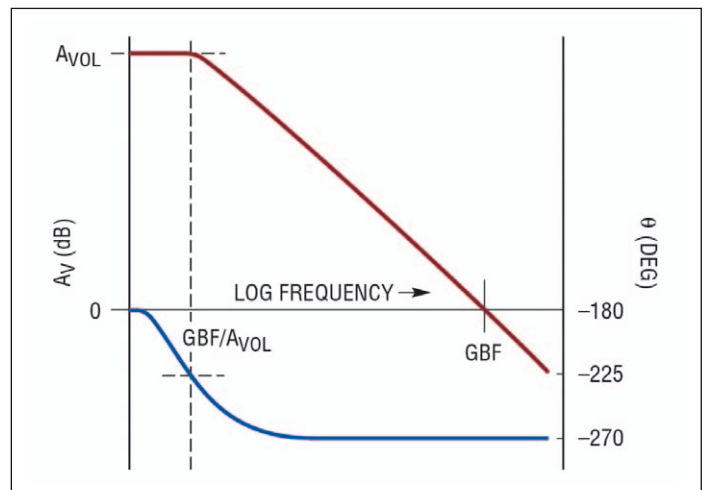


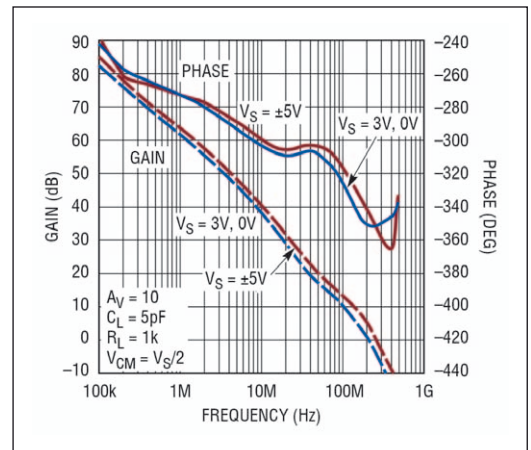
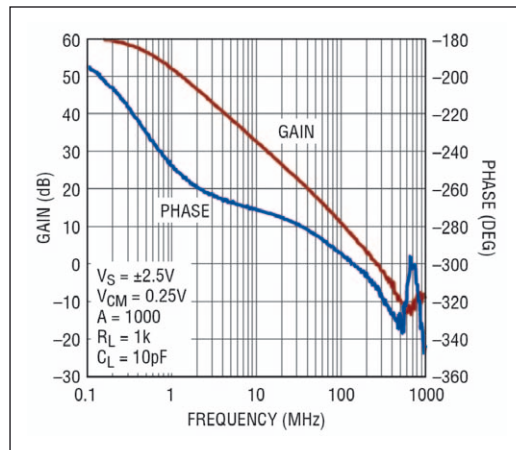
Bild 3: Theoretischer Frequenz- und Phasengang konventioneller Operationsverstärker

Quelle:  
*Does Your Op Amp Oscillate?*  
 Barry Harvey, Staff Design Engineer, Linear Technology Corp.  
 Application Note 148, September 2014  
[www.linear.com](http://www.linear.com)  
 frei übersetzt von FS

**Beispiel LTC 6268**

Wie sich die Theorie in der Praxis wiederfindet, illustriert Bild 4 anhand des schnellen, intern kompensierten Operationsverstärkers LTC 6268. Dies ist ein besonders kleiner Low-Noise Op Amp mit Rail-to-Rail Outputs und lediglich 3 fA Bias-Strom. Er eignet sich sehr gut, um reales Verstärkerverhalten vorzuführen. Der Phasengang infolge der Dominant Compensation erreicht  $-270^\circ$  bei etwa 8 MHz, fällt dann aber weiter, besonders stark ab 30 MHz. In der Praxis weisen alle Verstärker auf hohen Frequenzen einen gegenüber der Theorie zusätzlichen Phasenversatz auf. Dieser kommt durch im Modell nicht berücksichtigte Verstärkerstufen und die Ausgangsstufe zustande. Typischerweise setzt dieser extra Phasenversatz bei etwa GBF/10 ein. Wie aus dem Diagramm hervorgeht, beträgt die Transitfrequenz bzw. GBF des LTC 6268 unter den angegebenen Bedingungen 300 MHz, obwohl dieser Operationsverstärker in Unterlagen als 500-MHz-Typ ausgewiesen wird.

Die Stabilität mit Rückkopplung hängt von der Schleifenverstärkung (der Differenz aus Leerlaufverstärkung  $A_{VOL}$  und Verstärkung mit Gegenkopplung) und dem Phasenverhalten ab. Wenn der LTC 6268 in Unity-Gain-Konfiguration betrieben wird, dann werden 100% der Ausgangsspannung rückgekoppelt. Auf sehr geringen Frequenzen haben die Spannung am invertierenden Eingang und die Ausgangsspannung  $180^\circ$  Phasenversatz. Die Kompensation sorgt dabei intern für weitere  $90^\circ$  bei hohen Frequenzen bzw. für bis zu  $-270^\circ$  am invertierenden Eingang gegenüber dem Ausgang. Oszillation wird auftreten, wenn die Phasenlage bis auf  $\pm 360^\circ$  ansteigt oder auf Vielfache davon und wenn die Schleifenverstärkung bei 1V/V oder 0 dB liegt. Als Phasenreserve (Phase Margin) bezeichnet man dabei den Abstand zu  $360^\circ$ . Aus dem Diagramm geht hervor, dass die Phasenreserve bei  $70^\circ$  liegt, wenn die Lastka-



**Bild 4 + 5: Links der Frequenz- und Phasengang des LTC 6268, rechts der des LT 6230-10**

pazität 10 pF und die Frequenz 130 MHz beträgt. Dies ist ein sehr gesundes Maß, denn Phase Margins bis herab zu  $35^\circ$  sind durchaus üblich.

Von geringerer Bedeutung ist die Verstärkungsreserve (Gain Margin), obwohl an sich ein wichtiger Parameter. Wenn die Phase auf einer hohen Frequenz keine Reserve mehr hat, dann wird der Verstärker oszillieren, wenn die Verstärkung auf 1 V/V oder 0 dB eingestellt ist. Dort, wo im Diagramm die Phase gegen  $-360^\circ$  fällt, beträgt die Leerlaufverstärkung etwa -24 dB und die Frequenz etwa 1 GHz. Der Operationsverstärker dämpft also um 24 dB, und daher kann es auf dieser Frequenz zu keiner Oszillation kommen. In der Praxis genügen dazu etwa 4 dB Verstärkungsreserve.

**Unkompensierte Verstärker**

Während der LTC 6268 auch noch bei Einsverstärkung völlig stabil ist, gibt es einige Operationsverstärker, bei welchen dies nicht der Fall ist. Dahinter steckt folgender Zusammenhang: Wenn man die Verstärkerkompensation so auslegt, dass Stabilität nur bei höheren Werten der Schleifenverstärkung (Closed-Loop Gain) gesichert ist, ergeben sich einige Vorteile bei anderen Parametern, nämlich höhere Slew-Rate, höhere GBF und geringeres Eigenrauschen.

Bild 5 zeigt die Verhältnisse bei Leerlaufverstärkung und

Phasengang beim LT 6230-10. Dieser Verstärker ist für Spannungsverstärkungen von 10 oder größer vorgesehen. Daher wird auch nur höchstens ein Zehntel der Ausgangsspannung rückgekoppelt. Bei diesem unteren Wert von 10 V/V oder 20 dB der Leerlaufverstärkung findet sich eine Phase Margin von  $58^\circ$  bei 50 MHz ( $\pm 5$  V als Versorgung). Bei Einsverstärkung (Unity-Gain) hingegen beträgt die Phase Margin nur  $0^\circ$ , und der Operationsverstärker wird oszillieren.

Eine grundsätzliche Tatsache besteht darin, dass alle Verstärker umso stabiler arbeiten, je höher die Schleifenverstärkung über dem Wert für gerade mögliche Stabilität liegt. Bereits eine Betriebsverstärkung von 1,5 macht einen Unity-Gain-Stable-Verstärker deutlich stabiler.

**Der Rückkopplungspfad**

Die obigen Darstellungen beruhen auf der Theorie der Rückkopplung, haben also einen handfesten mathematischen Hintergrund. Anders ist es beim Rückkopplungspfad oder -netzwerk. Dieses hat, da rein ohmsch, gemäß der Theorie keinen Einfluss auf die Stabilität. Die Praxis sieht ganz anders aus, denn hier können parasitäre Kapazitäten einen beachtlichen Einfluss ausüben. In Bild 6 wurden diese vereinfacht in  $C_{PAR}$  zusammengefasst. In Wirklichkeit ist jeder Punkt mit einer

mehr oder weniger großen parasitären Kapazität gegen Masse beaufschlagt. Dabei kann man von 0,5 pF gegen Masse für jeden Punkt ausgehen, während bei den Lötstellen praktisch noch mindestens 2 pF hinzukommen und  $\sim 2$  pF per Inch bei den Verbindungen. So kommen oft leicht 5 pF zusammen.

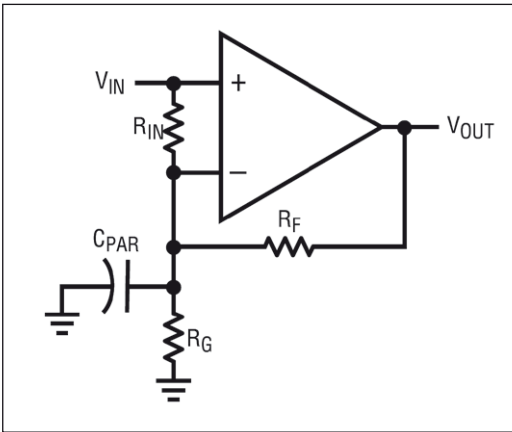
Nehmen wir an, der LTC 6268 sei auf eine Verstärkung von 2 eingestellt. Um Strom zu sparen, seien die Werte von  $R_F$  und  $R_G$  mit 10 kOhm gewählt. Mit  $C_{PAR} = 4$  pF hat dann das kleine Rückkopplungs-Netzwerk eine Polstelle bei

$$\frac{1}{(2 \pi \times R_F \parallel R_G \times C_{PAR})} = \frac{1}{(6,28 \times 5 \text{ kOhm} \times 4 \text{ pF})} = 8 \text{ MHz.}$$

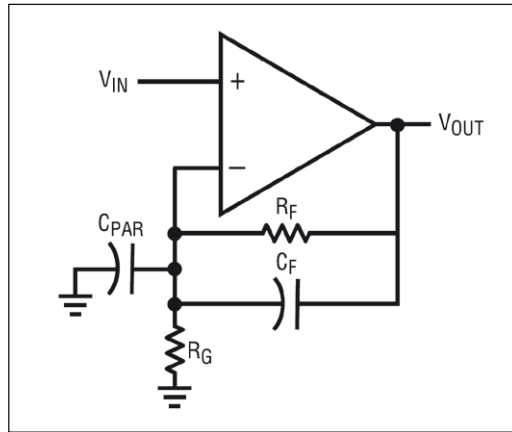
Beachtet man die Tatsache, dass der Phasenversatz mit  $-\arctan(f/8 \text{ MHz})$  zu berechnen ist, dann erhält man für  $360^\circ$  Versatz eine Frequenz  $f$  von etwa 35 MHz. Bei dieser Frequenz hat der Operationsverstärker selbst eine Phasendrehung von  $-261^\circ$ , und das Rückkopplungs-Netzwerk verursacht  $-79^\circ$ . Bei 35 MHz hat der Operationsverstärker selbst eine Leerlaufverstärkung von 22 dB, während die Dämpfung im Rückkopplungspfad

$$0,5 / \sqrt{1 + (f/8 \text{ MHz})^2} = 0,1114 \text{ bzw. } -19 \text{ dB}$$

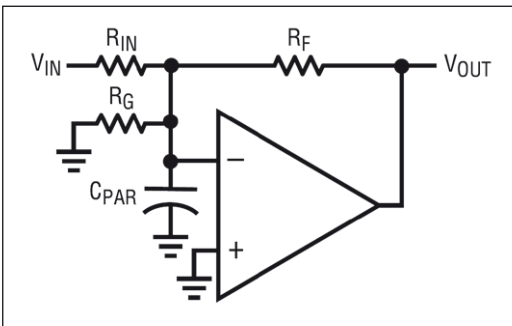
beträgt. Die 22 dB des Verstärkers und die -19 dB der Rückkopplung bedeuten eine Betriebsverstärkung von 22 dB + -19 dB = 3 dB mit zu gering-



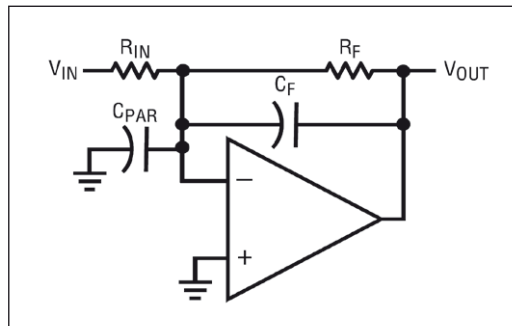
**Bild 7: Einfügen von  $R_{IN}$  bei einem nichtinvertierenden Verstärker**



**Bild 9: Kapazitive Kompensation beim nichtinvertierenden Operationsverstärker**



**Bild 8: Einfügen von  $R_{IN}$  bei einem invertierenden Verstärker**



**Bild 10: Kapazitive Kompensation des  $R_{IN}$  beim invertierenden Operationsverstärker**

ger Phase Margin, sodass diese Schaltung oszillieren wird. Zur Verhinderung der Oszillation muss man die Werte der Gegenkopplungs-Widerstände reduzieren. Dann erhält man, trotz parasitärer Kapazität, Stabilität, wenn die Polfrequenz hoch genug über der Unity-Gain-Frequenz der Schleife liegt. Ein Verhältnis von 6 der Polfrequenz zur GBF gilt als gut. Die Eingänge von Operationsverstärkern wirken auch mehr oder weniger kapazitiv. Schon von daher hat  $C_{PAR}$  mit der Eingangskapazität lt. Datenblatt einen Mindestwert. Besonders die Low-Noise Operationsverstärker und die Low- $V_{OS}$ -Verstärker nutzen relativ große Transistoren im Eingang, sodass sich hier höhere Eingangskapazitäten als bei anderen Verstärkern ergeben. Man sieht also, dass es unumgänglich ist, diesbezüglich einen Blick ins Datenblatt zu werfen. Der eingangs bemühte LT 6268 hat nur 0,45 pF, ein sehr geringer Wert für solch einen Low-Noise

Amplifier. Die Beschaltung unter Einbeziehung von Parasitäten kann mit Linear Technologys kostenlosem Macro-Model, welches unter LTspice läuft, simuliert werden.

In den Bildern 7 bis 10 werden einige Methoden gezeigt, um den Rückkopplungs-Teiler unabhängiger von parasitären Kapazitäten auszulegen. Bild 7 bringt einen nichtinvertierenden Verstärker, an dem  $R_{IN}$  auffällt. Angenommen, die Eingangsspannung  $V_{IN}$  stammt aus einer Quelle mit niedriger Impedanz ( $\ll R_{IN}$ ), dann wird  $R_{IN}$  effektiv das rückgekoppelte Signal teilen bzw. dämpfen, ohne jedoch die Schleifen-Verstärkung zu beeinflussen.  $R_{IN}$  setzt auch die Impedanz des Teilers herab, sodass die Polfrequenz der Rückkopplung entsprechend steigt, hoffentlich weit über die GBF hinaus. Hingegen reduziert  $R_{IN}$  die Schleifen-Bandbreite, den Offset im Eingang sowie das Eigenrauschen. Bild 8 zeigt eine invertierende Konfiguration.  $R_G$

optimiert wie  $R_{IN}$  die Schleifen-Dämpfung ohne Änderung der Closed-Loop Gain. In diesem Fall bleibt jedoch die Eingangsimpedanz erhalten, und es kommt zu einer Verschlechterung bei Bandbreite, Offset und Rauschen. Bild 9 zeigt die bevorzugte Methode, um  $C_{PAR}$  bei einem nichtinvertierenden Verstärker zu kompensieren. Im herzustellenden Falle

$C_F \times R_F = C_{PAR} \times R_G$  liegt ein kompensierter Teiler vor, sodass das Teilverhältnis für alle Frequenzen gleich ist. Damit ist das  $C_{PAR}$ -Problem gelöst. Weichen die beiden RC-Werte voneinander ab, dann entstehen „Bumps“ (Unebenheiten. Beulen) im Durchlassbereich des Verstärkers und „Shelves“ (Verschiebungen) in der Form der Durchlasskurve, die bei niedrigen Frequenzen flach verläuft, jedoch bei etwa

$$f = 1/(2 \pi \times C_{PAR} \times R_G)$$

auf ein anderes flach verlaufendes Niveau wechselt. In

Bild 10 ist die äquivalente  $C_{PAR}$ -Kompensation für einen invertierenden Verstärker zu sehen. Das Frequenzverhalten muss in beiden Fällen näher analysiert werden, um den passenden  $C_F$ -Wert zu finden. Die Bandbreite des Verstärkers ist ein Teil dieser Analyse.

## Kurze Bemerkungen zu stromrückgekoppelten Verstärkern

Operationsverstärker für die HF-Signalverarbeitung werden oft als stromrückgekoppelte Verstärker (Current-Feedback Amplifiers, CFAs) ausgeführt. Der Verlauf ihrer Leerlaufverstärkung weicht grundsätzlich von dem traditioneller Operationsverstärker ab, da er ab DC über mehrere Dekaden waagrecht verläuft. Außerdem ist die Impedanz des invertierenden Eingangs sehr gering. Das zwingt zu entsprechend veränderten Kompensationsmaßnahmen.

Wenn der Verstärker in Bild 7 ein CFA wäre, dann könnte  $R_{IN}$  nur wenig ausrichten, um den Frequenzgang zu modifizieren, da der invertierende Eingang bereits eine niedrige Impedanz gegen Masse darstellt. Es käme wohl zu einer gewissen Rauschverschlechterung, und ein Bias-Strom würde sich in Form von  $V_{OS}/R_{IN}$  darstellen. Ebenso würde sich bei der Beschaltung nach Bild 8 durch  $R_G$  kaum eine Änderung des Frequenzverhaltens ergeben. Der invertierende Eingang ist eben hier nicht wie bei traditionellen Operationsverstärkern „virtuelle Masse“, sondern eine wirkliche geringe Impedanz gegen Masse und damit weitgehend tolerant gegenüber  $C_{PAR}$  (nur in invertierender Grundschaltung!). Die verursachten DC-Fehler sind die gleichen wie in Bild 7. Die Beschaltungen gemäß Bild 9 und 10 sollten bei Operationsverstärkern mit Spannungseingängen bevorzugt werden, denn CFAs können einen direkten Rückkopplungskondensator einfach nicht vertragen, ohne zu oszillieren.

**Teil 2 im nächsten Heft**