Richtiger Verstärker-Entwurf mit integrierten Schaltungen

Dieser Applikationsbericht beleuchtet die am häufigsten auftretenden Designprobleme und beschreibt anhand von Operations- und Instrumentationsverstärkern praktische Lösungen, die allgemein anwendbar sind.

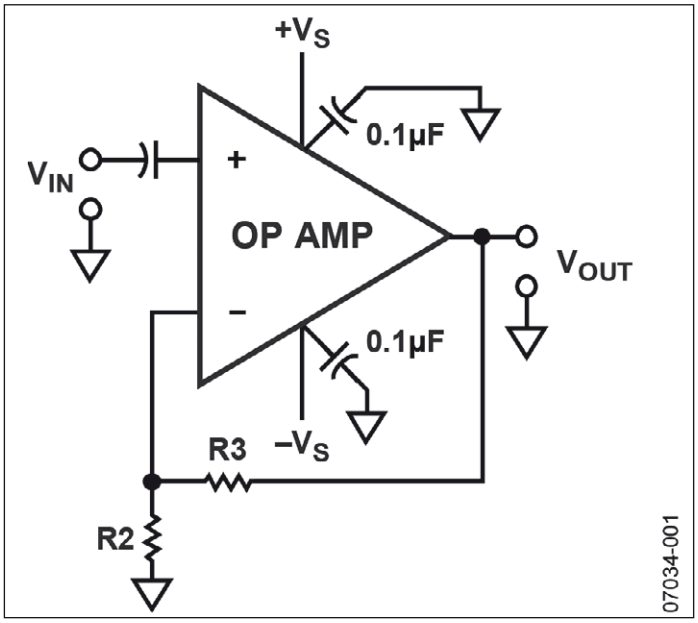

Bild 1: Nicht richtig gekoppelter Operationsverstärker

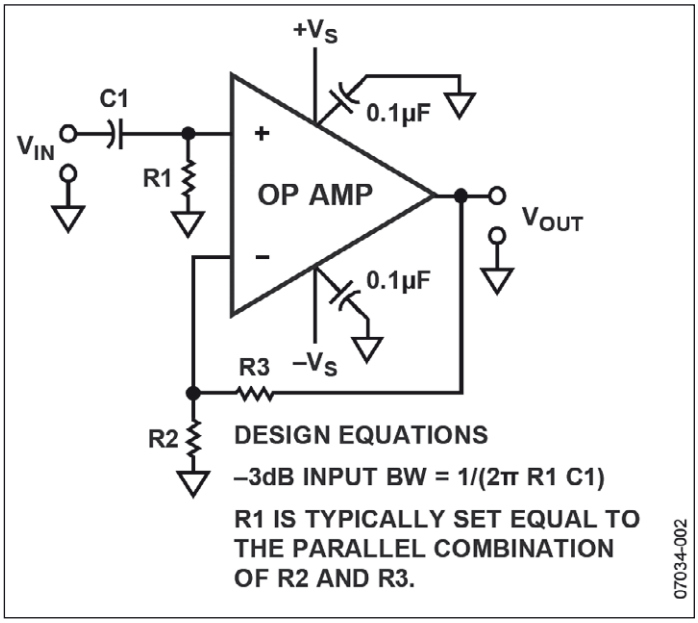

Bild 2: Korrekte Kopplung mit Ableitwiderstand R1

Quelle: Designing Amplifier Circuits: How to Avoid Common Problems by Charles Kitchin, Analog Devices Application Note AN-937, www.analog.com frei übersetzt und gekürzt von FS

Im Vergleich zu diskreten Halbleitern bieten moderne Operationsverstärker bis hin zu High-speed Op Amps dem Schaltungsdesigner viele Vorteile.

Über die Anwendungen solcher Bausteine gibt es viele Veröffentlichungen. Leider werden dabei oft gewisse Grundsätze für die Beschaltung vernachlässigt oder übersehen. Daher funktionieren die Schaltungen dann nicht selten anders, als erwartet.

Fehlender DC-Bias-Rückstrompfad

Eines der am meisten zu verzeichnenden Applikationsprobleme ist ein nicht vorhandener Bias-Rückstrompfad in AC-gekoppelten Schaltungen. In Bild 1 wurde ein Trennkondensator direkt an den nichtinvertierenden Eingang gelegt, um die Gleichspannung am Ausgang der vorangehenden Stufe fernzuhalten. Dies ist besonders üblich bei hochverstärkenden Applikationen, wo bereits eine sehr geringe Gleichspannung am Verstärkereingang den Dynamikbereich einengen oder den Verstärker in die Sättigung bringen kann. Ohne DC-Pfad am betreffenden Eingangspin ist dies also besonders problematisch. Denn der meist sehr geringe, aber dennoch erforderliche Bias-Strom in den Eingang kann nun nicht dauerhaft fließen. Im Einschaltmoment lädt sich der Koppelkondensator auf. Als Resultat leidet die Gleichtakt-Unterdrückung und/oder der Arbeitspunkt am Ausgang ist mehr oder weniger stark verschoben. In Abhängigkeit von der Flussrichtung des Eingangs-Bias-Stroms polarisiert sich der Kondensator. Entsprechend verschiebt sich der Arbeitspunkt in Richtung positiver oder negativer Betriebsspannung. Ist die Gegenkopplung mit Trennkondensatoren ausgeführt (es gibt eine untere Grenzfrequenz), dann wird die Eingangsfehlspannung mit der vollen Verstärkung (Open-Loop Gain) des Verstärkers verstärkt, ansonsten, wie in Bild 1, nur mit der programmierten Verstärkung (Closed-Loop Gain).

Als Beispiel sei ein Amplifier mit FET Input angenommen; er habe 1 pA Bias-Strom. Ein 100-nF-Kondensator lädt sich dann mit einer I/C-Rate von 10E-12/10E-7 = 10 µV/s auf. Das ergibt 600 µV pro Minute. Bei einer wirksamen Verstärkung von 100 ändert sich die Ausgangsspannung mit 60 mV pro Minute. Daher kann dieses Problem in einem üblichen Labortest, der in wenigen Minuten

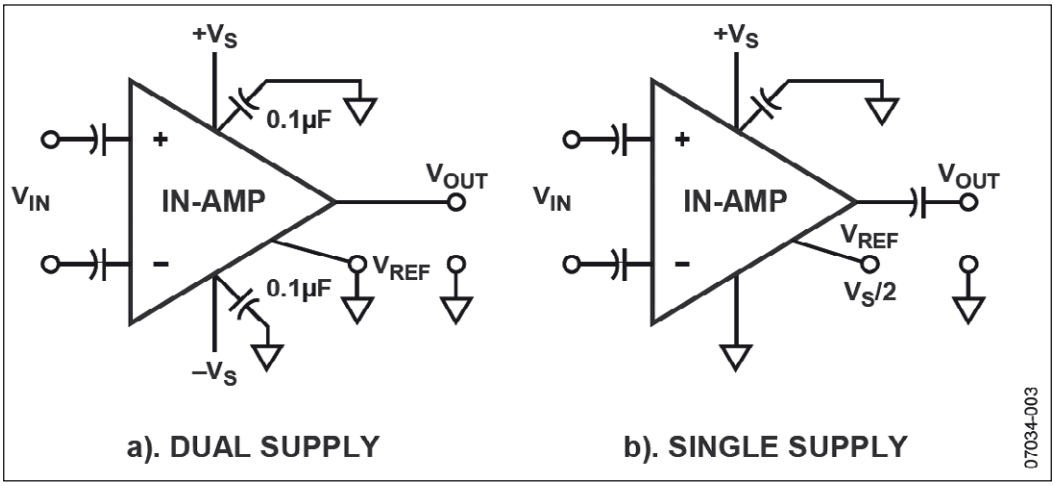

Bild 3: Instrumentationsverstärker mit falscher Kopplung

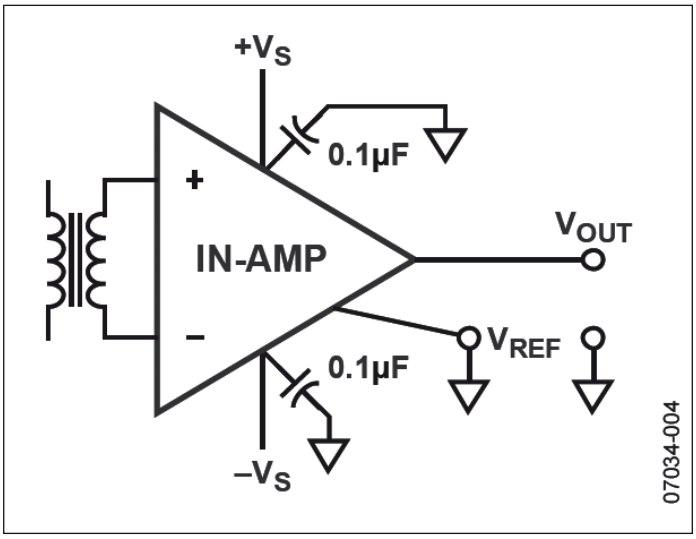

Bild 4: Falsche transformatorische Kopplung

vonstatten geht und mit einem AC-gekoppelten Scope durchgeführt wird, praktisch nicht erkannt werden. Die Schaltung wird erst Stunden später mangelhaft oder gar nicht mehr funktionieren!

Es ist sehr wichtig, diese Problematik zu kennen! Bild 2 zeigt, wie einfach dies möglich ist. Für eine maximale Kompensation der Bias-Ströme in beide Eingänge ohne Messung und Abgleich muss R1 so groß bemessen werden wie die Parallelschaltung von R2 und R3; wenn, wie oft, R3 deutlich größer ist als R2, dann ist R1 = R2. Je kleiner die Widerstände, umso geringer sind die Auswirkungen bei Verstoß gegen diese Regel, da dann auch die Fehlspannung geringer ist.

Ein ähnliches Problem gibt es bei Instrumentationsverstärkern (Bild 3), deren Eingänge AC-gekoppelt sind, ohne dass je ein Ableitwiderstand vorgesehen wurde. Daher sind hier ähnliche Auswirkungen wie beim Operationsverstärker zu befürchten. Es spielt dabei keine Rolle, ob der In-Amp mit dualer oder einfacher Stromquelle betrieben wird. Im Prinzip das gleiche Problem kann mit Transformatorkopplung auftreten (Bild 4). Auch hier gibt es keine dauerhafte Zu- bzw. Abflussmöglichkeit für die Bias-Ströme, welche ja gleiche Richtungen aufweisen. Der Transformator wirkt wie eine AC-Kopplung und beschert der Schaltung eine untere Grenzfrequenz.

Recht einfach lässt sich auch dieses Problem durch zwei Ableitwiderstände lösen (Bilder 5 und 6). Sie haben gleiche Werte im Bereich 100 kOhm bis 1 MOhm. Dies ist eine einfache und praktische Lösung auch für die Transformatorkopplung. Besitzt dieser eine Anzapfung, so legt man einfach diese auf Masse (duale Versorgung), an eine Vorspannung oder an die Betriebsspannung (einfache Versorgung). Bei einfacher Versorgung können die Widerstände generell auch an

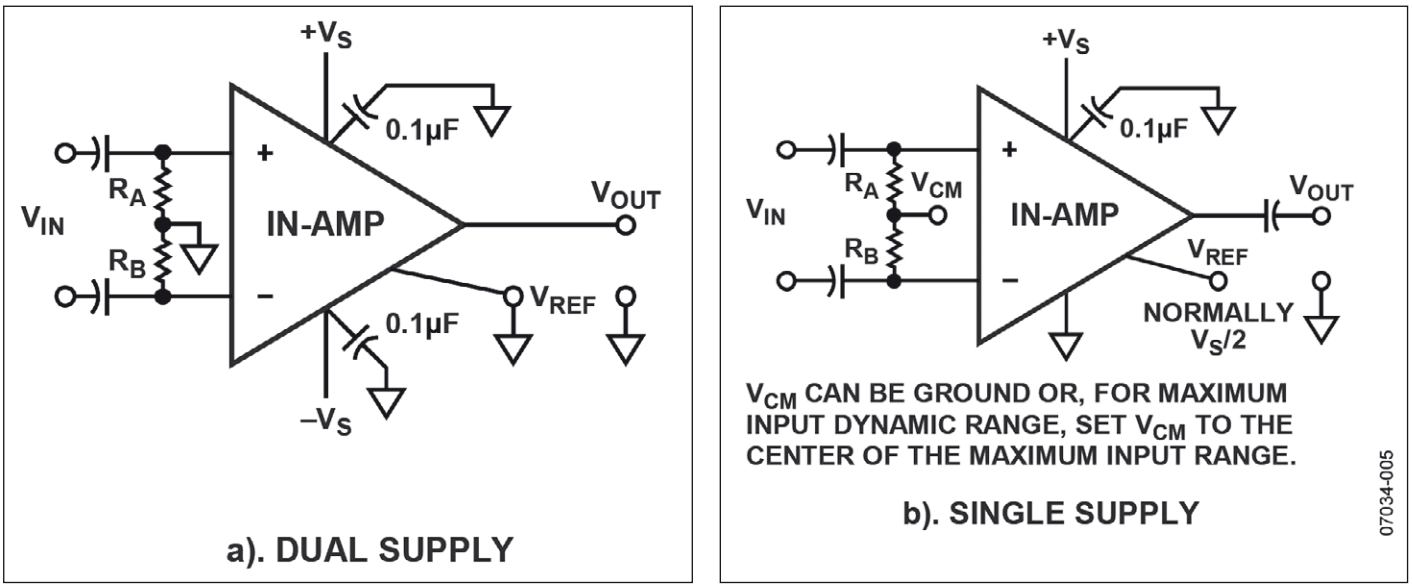

Bild 5: Instrumentationsverstärker mit korrekter Kopplung

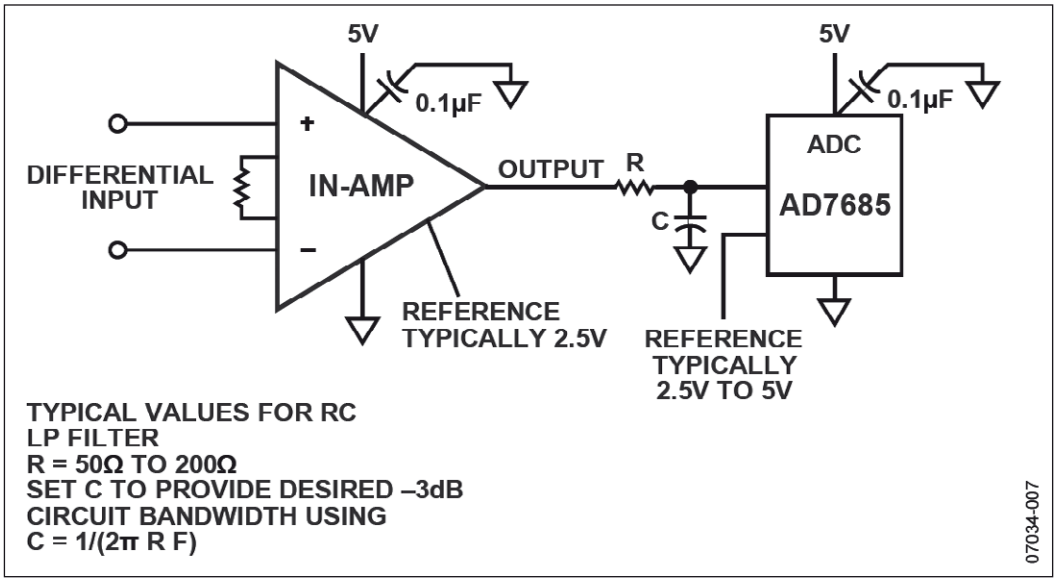

Bild 6: Typische Kombination In-Amp und ADC

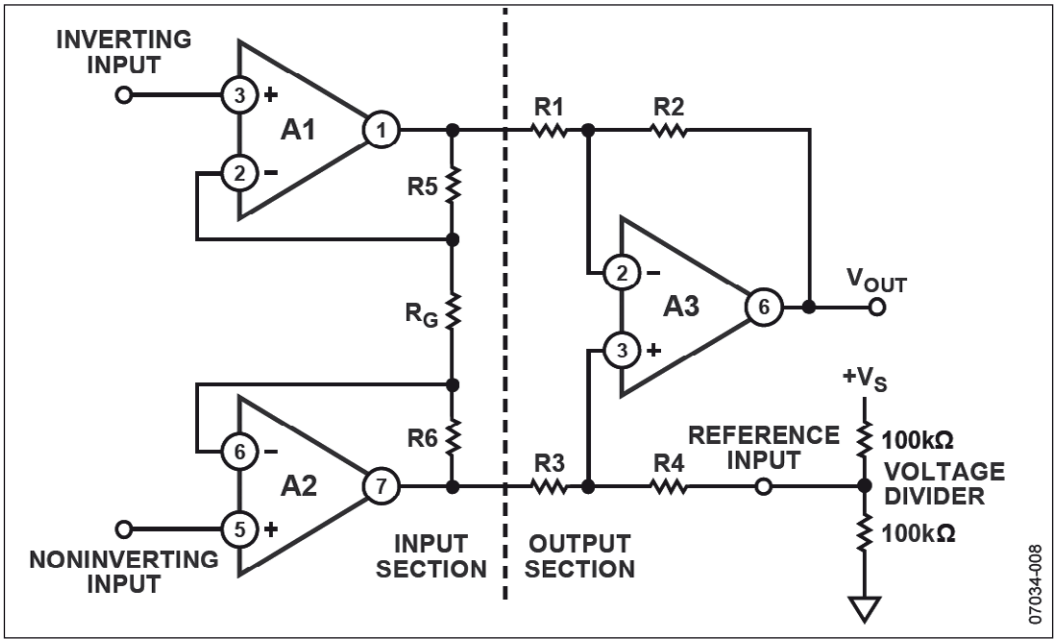

Bild 7: Sehr unvorteilhafte Referenzspannungserzeugung

Masse gelegt werden oder an eine Vorspannung. Dies richtet sich nach dem speziellen IC und dessen genauer Verwendung.

Richtige Zuführung von Referenzspannungen

Bild 6 zeigt eine einfach versorgte Schaltung. Ein In-Amp liefert das Eingangssignal für einen Analog/Digital-Wandler. Der Eingang für die Referenzspannung des Verstärkers kann herangezogen werden, um eine folgende Differenzstufe vorzuspannen. Die ADC-Referenz legt den Skalenfaktor fest. Ein simples RC-Tiefpassfilter (Antialiasingfilter) wird oft zwischen In-Amp und ADC geschaltet, um Außerbandstörungen zu reduzieren. Oft neigen Designer dazu, einfache Lösungen, wie Spannungsteiler an der Versorgung, anzuwenden, um die Referenzspannung für In-Amp und ADC zu erzeugen. Dies kann zu Fehlern bei einigen In-Amps führen.

Wie ist es richtig? Eine allgemeine Annahme ist, dass der In-Amp-Referenzeingang hochohmig wäre. Daher berechnet der Designer einen unbelasteten Spannungsteiler. In Wirklichkeit kann der Eingang den Spannungsteiler so belasten, dass die Spannung bedeutend geringer ausfällt als geplant. Der Referenzspannungseingang stellt sich nämlich oft wie in Bild 7 gezeigt dar, ist also nicht gepuffert. Daher reduzieren hochohmige Quellwiderstände die Gleichtakt-Unterdrückung und die Genauigkeit der Verstärkung. Man kann dies durch einen niederohmigen Spannungsteiler und/oder die kapazitive Entkopplung des Referenzeingangs (z.B. 10 µF gegen Masse) weitgehend vermeiden. Ist es leicht möglich einen Puffer einzusetzen, so sollte man dies tun.

Ein Puffer hat jedoch auch einen Nachteil: Ein oft übersehener Sachverhalt ist, dass jedes Rauschen, jede Störung und jeder Transient und natürlich auch jede Drift der Versorgung um die Spannungsteilung reduziert am Referenzeingang auftritt, mit oder ohne Puffer. Praktische Lösungen sind das Bypassing und die Filterung. Aber man sieht, wie sinnvoll es erscheint, gleich eine Referenzspannungsquelle, etwa den IC ADR 121, einzusetzen, statt die Betriebsspannung direkt zu nutzen.

Diese Entscheindung ist besonders vorteilhaft, wenn sowohl In-Amps als auch Op Amps vorzuspannen sind. Die gesamte Betriebsspannungs-Unterdrückung (Power Supply Rejection, PSR) wird maximal, wenn es gelingt, den Verstärker von Störungen auf der Betriebsspannung zu isolieren. Dies ist wichtig, weil über die Betriebsspannung eingekoppelte Störungen zur Selbstoszillation mancher Schaltungen führen können.

Moderne Op Amps und In-Amps haben selbst eine PSR, die hoch ist, aber nur bei geringen Frequenzen. Daher verzichten die meisten Ingenieure auf zusätzliche Maßnahmen. Viele moderne Op Amps und In-Amps erreichen eine PSR von 80 bis über 100 dB, reduzieren also den Effekt von Betriebsspannungsänderungen um den Faktor 10.000 bis über 100.000. Dennoch sollte man für hohe Frequenzen taugliche Bypass-Kondensatoren vorsehen, diese sind immer zu empfehlen und oft essentiell. Sie werden auch an einem Referenzspannungsteiler benötigt, denn ohne sie erfolgt dort keine Filterung, und das nominelle exzellente PSR des ICs selbst nützt gar nichts.

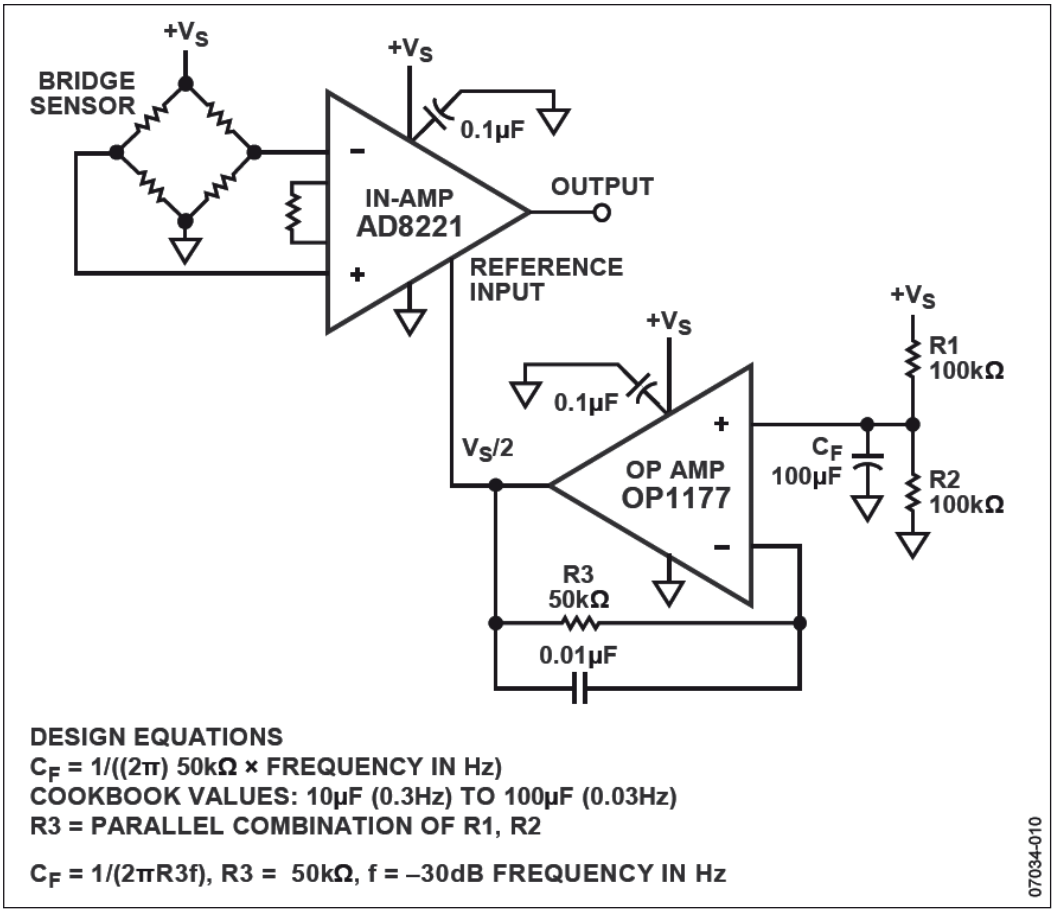

Bild 8: Gut entkoppelte Referenzspannung

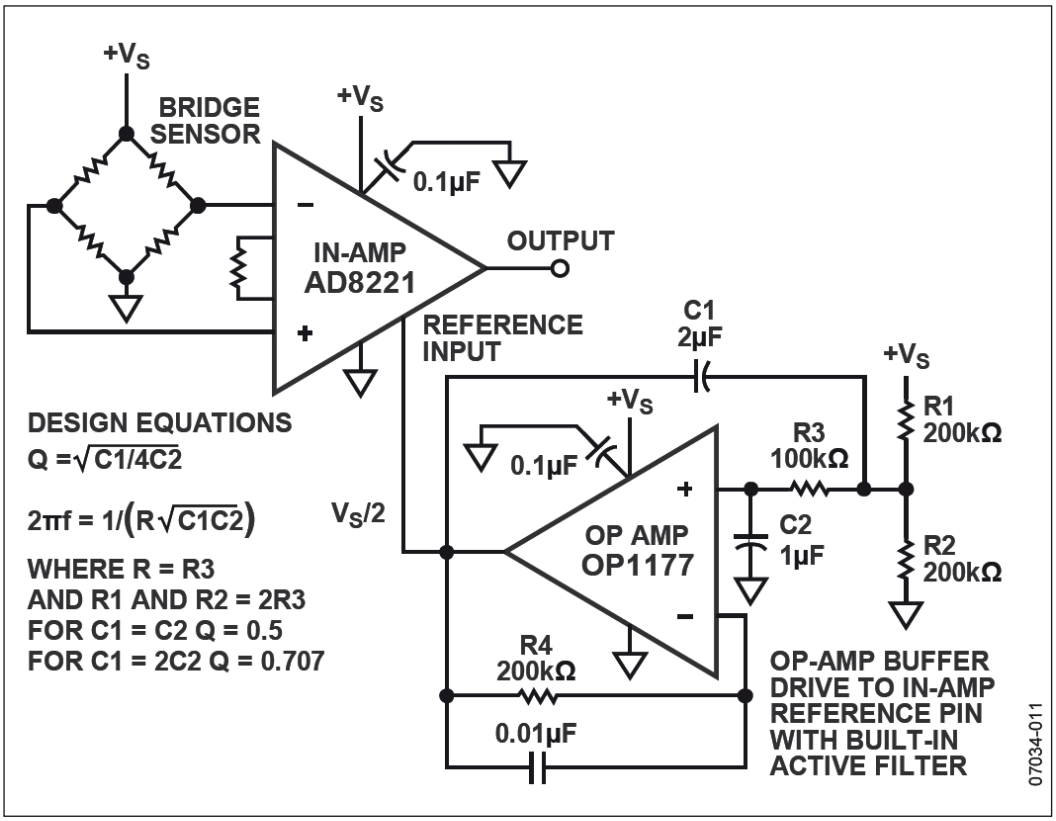

Bild 9: Sehr gut entkoppelte Referenzspannung

In Bild 8 sieht man einen großen Kondensator am Spannungsteiler und einen kapazitiv überbrückten Gegenkopplungswiderstand. Damit ergeben sich zwei obere -3-dB-Grenzefrequenzen bzw. Zeitkonstanten, nämlich Cp x R1 // R2 und 0,01 µF x R3. Es dominiert die erste Grenzfrequenz von etwa 0,03 Hz. Der kleine Kondensator 0,01 µF reduziert Rauschen im Gegenkopplungspfad. Das Filter benötigt Zeit zum Aufladen. Die Zeitkonstante für 100 µF und 100 kOhm beträgt 10 s.

Die Schaltung in Bild 9 ist eine Verfeinerung/Weiterentwicklung. Der Puffer wurde hier zum aktiven Filter erweitert. Damit werden wesentlich kleinere Kapazitäten möglich als 100 µF. ein aktives Filter kann für eine hohe Güte ausgelegt werden, sodass sich eine gute Unterdrückung mit einer kurzen Einschwingzeit paart. Die Schaltung wurde an 12 V bzw. mit 6 V gefilterter Referenzspannung getestet. Eine Sinusspannung von 1 V Spitze-Spitze mit verschiedenen Frequenzen wurde der Versorgungsspannung überlagert. Mit dem Oszilloskop konnte bis zu 8 Hz herab kein Störsignal auf der Referenz oder am In-Amp-Ausgang nachgewiesen werden. Dabei wurde auch die Versorgungsspannung im Bereich 4 bis 25 V verändert. Die Einschwingzeit der Schaltung betrug etwa 2 s.

Entkopplung bei einfacher Versorgung

Einfach versorgte Operationsverstärkerschaltungen mit Op Amps für duale Versorgung (keine speziellen Single-Supply-Typen) erfordern das Vorspannen eines der Operationsverstärker-Eingänge. Wenn diese Vorspannung direkt von der Versorgungsspannung abgeleitet wird, ergeben sich die oben genannten Probleme auch hier. Eine gebräuchliche und leider mangelhafte Praxis besteht im Einsatz eines Teilers 100 kOhm/100 kOhm mit einem 0,1-µF-Bypass-Kondensator. Dabei liegt die Polfrequenz aber bereits bei 32 Hz. Ein 50-Hz-Brumm wird kaum unterdrückt.

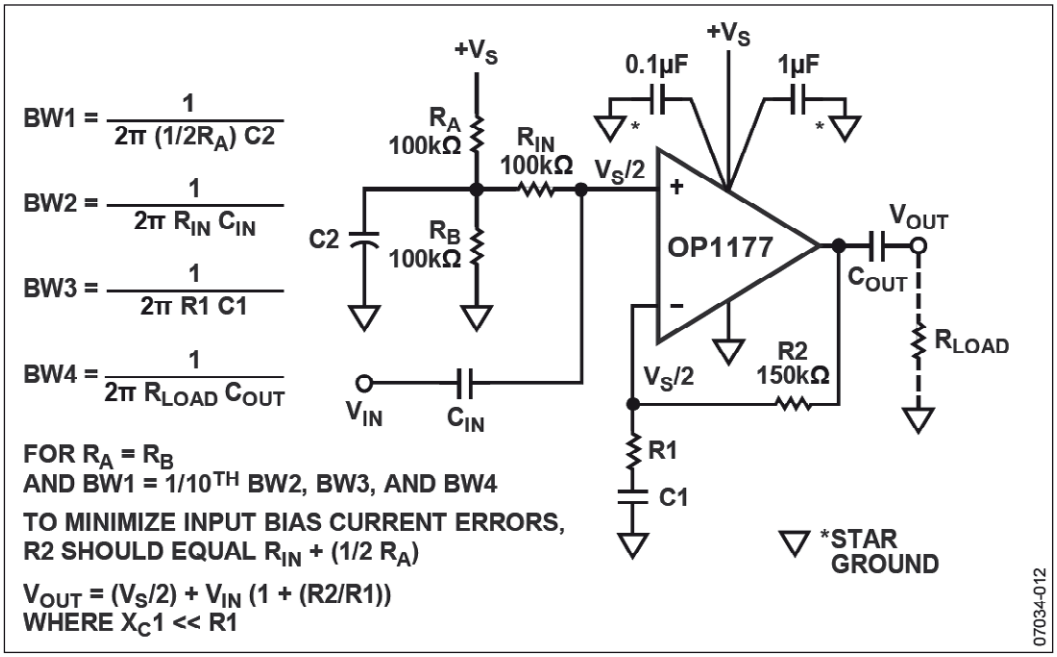

Bild 10: Nichtinvertierender Op Amp an einfacher Betriebsspannung

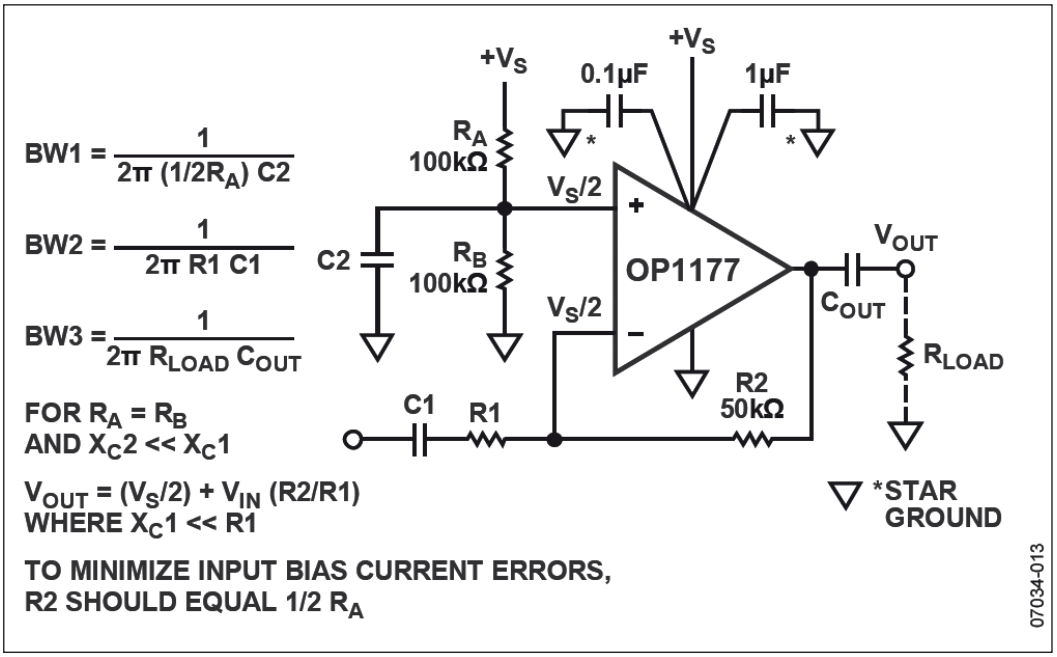

Bild 11: Invertierender Op Amp an einfacher Betriebsspannung

Bild 10 und 11 zeigen Lösungen für bessere Ergebnisse. In beiden Fälle wird am nichtinvertierenden Eingang vorgespannt. Eine Daumenregel bei Nutzung des Teilers 100 kOhm/100 kOhm lautet: C2 mindestens mit 10 µF für etwa 0,3 Hz Grenzfrequenz zu bemessen.

Bypass-Kondensatoren

Der Grund des Einsatzes von Bypass-Kondensatoren ist die Schaffung von Impedanzen mit sehr geringem Wert an kritischen Stellen. Von der Stromversorgung her ist dies nicht möglich, in erster Linie durch die Induktivität der Zuleitungen. Das Problem steigt mit der Frequenz. Es muss entkoppelt werden. Je höher die Grenzfrequenz der Schaltung, umso mehr gewinnen aber auch die parasitären Anteile des Bypass-Kondensators an Bedeutung. Verschiedene Punkte bestimmen, welcher Bypass-Kondensator für eine Applikation optimal ist. Dazu gehören Frequenzbereich, Platzverhältnisse und Kosten. Das Ersatzschaltbild eines Kondensators mit parasitären Anteilen besteht vereinfacht aus einer Längs-Induktivität, einem Längs-Verlustwiderstand und einem Quer-Verlustwiderstand (Leckstrom). Eine hohe Kapazität schützt nicht vor dem Einfluss der Parasiten. Bewährt hat sich die Parallelschaltung von Bypass-Kondensatoren stark verschiedener Werte wie 1 µF und 10 nF oder 10 µF, 100 nF und 1 nF. Einige dieser parallelen Kombinationen können aber auch die frequenzselektive Selbstoszillation (Ringing, Klingeln) befördern. Besonders bewährt hat sich die Kombination 10 µF Aluminium-Elko und 10 nF Keramik. Tantal-Elkos sind nicht auf minimale parasitäre Anteile ausgelegt und liefern daher oft schlechtere Resultate als gewöhnliche Elkos. ◄

Design-Tipps

- Beachte das thermische Verhalten gleich von Beginn an!
- Nutze wo möglich gut bemessene Übertragungsleitungen!
- Führe den Versorgungsstrom über möglichst solide Leiter(bahnen)!
- Halte alle Leitungen so kurz wie möglich!
- Nutze gesplittete Versorgungen, wo/wenn sie verfügbar sind!
- Nutze die optimale Betriebsspannung und entkopple diese gut!
- Überlege, auf welchen Wegen Störsignale eindringen können!
- Wähle Bauelemente mit sinnvollen Toleranzen!