

DAGA 2012/212: Komposit-Operationsverstärker mit neuer 2-OTA-Architektur

Drazenko Sukalo

*DSL*ab-Device Solution Laboratory, 80809 München, mailto: d.sukalo@dslab.de

1. Einleitung

Gibt es eine optimale Audio-OV-Architektur in Bezug auf Fehlerkorrektion und Stabilität? Und welche Eigenschaften qualifizieren ausgewählte Architektur für „optimal“? Verzerrungsarmes Design sollte, wie in [1] angedeutet, eine Vorwärtssignalpfad-Architektur (FF=Feedforward) mit einer Gegenkopplung (FB=Feedback) kombinieren. Hawksford definiert in [2] generell eine N-stufige FF-FB-Architektur. Minimale FF-Konfiguration muss zwei Verstärkerelemente und eine FF-Ausgangsstufe enthalten. Der hier in Betracht gezogene Audio-OV ist für typische Anwendungen gedacht, wenn die gewünschte Verstärkung mit der negativen Gegenkopplung (20 bis 60 dB) auf einen Wert von 1 bis 10 eingestellt ist (Aktivfilter, Spannungsfolger, Verstärkerstufe usw.). Mit einem neuen Design sollte also der Vorteil der FF-Architektur, nämlich die Gestaltungsfreiheit beim Schaltungsentwurf einer symmetrischen Struktur (für hohen CMRR- und PSRR-Faktor) mit dem Vorteil der FB-Architektur, nämlich einfache Einstellung der Verstärkung, kombiniert werden. Die Aufgabe ist mit einem Komposit-Design gelöst: Mindestens zwei konventionelle OV werden so beschaltet, dass gesamte Performance besser werden, als wenn jeder OV dieselbe Funktion allein hätte übernehmen müssen.

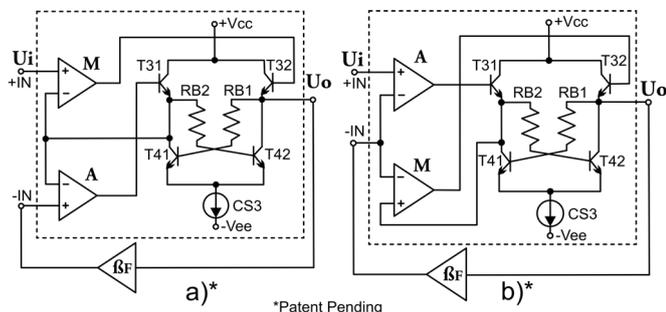


Fig. 1: Der neue Komposit-OV mit paralleler a), und serieller b) Architektur realisiert vorzugsweise mit zwei einstufigen OTA.

2. Komposit-OV mit aktiver Aufhebung von Nichtlinearitäten am Eingang und Ausgang

Wie aus der Feedback-Theorie bekannt, wirkt eine zu große Leerlaufverstärkung, bei herkömmlichen monolithischen OV etwa 120 dB, derer Stabilität entgegen, wobei nichtlineare Verzerrungen durch starke Gegenkopplung nicht vollständig neutralisiert sondern teilweise stark unterdrückt werden. Abgesehen vom Stabilitätsproblem besitzen Standard-OV, monolithische und diskret aufgebaute, keine Mechanismen zur Reduzierung von Nichtlinearitäten „am Ort ihrer Entstehung“. Einige der wenigen Ausnahmen hiervon sind: der FET-Typ OPA2604 (Texas Instruments) oder der BJT-Typ AD797 (Analog Devices) mit einer Fehlerkorrektion am Ausgang, siehe [3] und [4].

Der Komposit-OV setzt sich aus einem Spannungsfolger mit T31 und T32 und aus zwei im Aufbau nahezu identischen, monolithischen Differenzverstärkern (A und M) zusammen, deren Eingänge zum Zweck der Verzerrungsaufhebung in Reihe so geschaltet sind, dass in Summe eine Subtraktion der Eingangsspannungen stattfindet. Zwei Architekturen mit dem Designmerkmal sind gefunden, abhängig davon, wie jeweilige A- und M-Vorwärtssignalpfade intern beschaltet sind: parallel, siehe Fig. 1a, oder seriell, siehe Fig. 1b. Eine Kreuzanordnung mit T41 und T42 reduziert Nichtlinearität induziert durch die Basis-Emitter-Spannungsmodulation in Abhängigkeit vom Ausgangsstrom und dient zum Erreichen eines größeren Spannungshubes bei gleicher Last. So kann die Leistungsaufnahme verringert werden.

3. Komposit-OV mit paralleler und serieller Architektur

Eine in hohem Grade erreichte Schaltungssymmetrie, welche eine FF-Fehlerkorrektur voraussetzt, zeichnet P-Architektur aus: Die beiden Vorwärtssignalpfade, nämlich die von jedem Eingang des OV zum unsymmetrischen Ausgang, während der andere Eingang auf der Masse liegt, sind untereinander möglichst gleich [5]. Auf dem Prinzip beruht generell FF-Fehlerkorrektur. In Bezug auf die Übertragungsfunktion (kurz ÜF) des rückgekoppelten Komposit-OVs ist mit der Schaltungsanordnung die folgende auf den ersten Blick widersprüchliche Anforderung gelöst, nämlich dass die Open-Loop-ÜF eines zweistufigen in Reihe geschalteten Verstärkers wieder eine 1-Pol-Funktion wird, wenn die einzelnen Stufen selbst eine 1-Pol-ÜF besitzen? Eine Gegenkopplung angewandt intern auf den A-OV bewirkt eine Pol-Verschiebung nach links, sodass die M-ÜF praktisch allein das Verhalten im Closed-Loop Zustand bestimmt. Für eine 1-Pol-ÜF, welche z. B. ein einstufiger OTA besitzt, kann eine bedingungslose Stabilität des rückgekoppelten Komposit-OV erreicht werden, ohne dass die Pol-Separation wie üblich mit einem Kondensator realisiert ist. Das lässt eine externe Frequenzgangkompensation übrig und reduziert dynamische Verzerrungen im Hochfrequenzbereich (TIM- und SID-Typ).

Im Gegenzug besitzt serielle Architektur eine grössere Schleifenverstärkung und bietet deutlich besseres Potenzial für eine FB-Fehlerkorrektur. Außerdem hat serielle Architektur bei gleicher Schleifenverstärkung den Vorteil, nämlich bessere Stabilität für die Verstärkung gleich eins im Vergleich mit dem Fall, wenn die beiden Differenzverstärker in Reihe und mit einer Über-alles-Gegenkopplung betrieben werden, siehe [6] und vergleiche dort Fig. 1 wenn $B_1=B_2$.

4. Einstufiger OTA mit weichem Übersteuerungsverhalten

Ausgegangen von der Formel für Basis-Emitter-Spannung $V_{be} = V_T \cdot \ln(I_c / I_{se})$, $V_T =$ Temperaturspannung, $I_{se} =$ Kollektor-Sperrströmsättigungsstrom, ist die Differenzspannung am Eingang des Differenzverstärkers in Fig. 2a berechnet, vorausgesetzt, dass vom Transistorpaar ein Stromdifferenz $2\Delta I_c$, der immer in gleicher Richtung fließt, abgenommen wird, um die Ausgangsspannung V_o zu erzeugen. Zusammenfassend lässt sich aufgrund einer Kleinsignalanalyse folgendes feststellen:

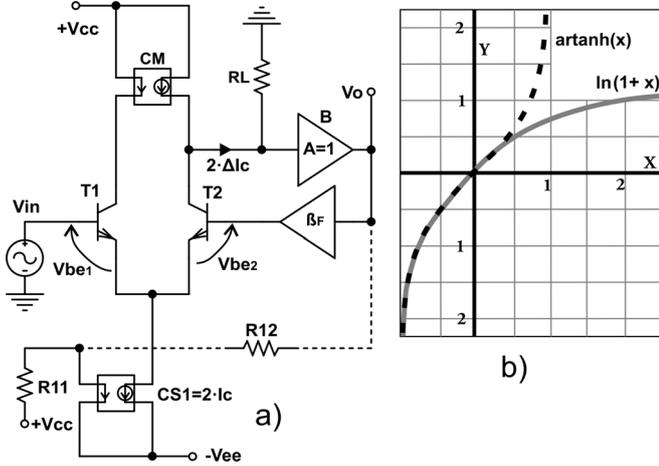


Fig. 2: Verdeutlichung der Wirkungsweise einer Rückkopplung mit R12 zum Erreichen des weicheren Übersteuerungsverhaltens

Ein Differenzverstärker in Fig. 2 erzeugt prinzipiell Verzerrungen durch kubische Kennlinie mit den ungeradzahligen Harmonischen (k_3, k_5, k_7 usw.) im Signalspektrum (für nicht-ideale Konstantstromquelle CS1, kommt k_2 -Komponente hinzu, siehe [7]) Die Teiltöne werden vom Ohr als gedeckt, hohl und weniger wohlklingend empfunden (Klarinette, gedackte Orgelpfeife). Ungeradzahlige Harmonische deuten auf ein härteres Übersteuerungsverhalten hin. Das geht aus der graphischen Darstellung der Funktion $\ln((1+x)/(1-x))$ hervor, welche links und rechts parallel zur Y-Achse eine asymptotische Begrenzung aufweist, siehe Fig. 2b). Diese Kennlinie kann durch eine Rückkopplung mit R12 in eine verwandte Funktion, nämlich $\ln(1+x)$, umgewandelt werden, welche für positive x -Werte keine Begrenzung mehr aufweist und damit ein weicherer Übersteuerungsverhalten bewirkt. Dieses sogenannte Soft-Clipping ist an den geradzahligen Harmonischen (k_2, k_4, k_6 usw.) erkennbar, die mit dem Grundton harmonisch nah verwandt sind und vom Ohr eher wohlklingend empfunden werden, siehe [8]. Da parallele Architektur eine geringere Schleifenverstärkung aufweist, wird die Differenzspannung am Eingang grösser und die Wahrscheinlichkeit einer Übersteuerung zunimmt. Deswegen ist bei paralleler Architektur sinnvoll, ein weiches Übersteuerungsverhalten herbeizuführen.

5. Zusammenfassung

Es wurde eine optimale Schaltungsanordnung des eingangs genannten Audio-OVs gefunden, wobei induzierte Nichtlinearitäten aktiv reduziert werden, ohne große Schleifenverstärkung anwenden zu müssen. Ein rückgekoppelter OV für Audioanwendungen sollte möglichst exakt folgende Eigenschaften besitzen, aufgelistet nach ihrer Wichtigkeit: 1): geringe Verzerrungen im AC-

Betrieb, 2) eine Open-Loop-ÜF mit einem dominanten RC-Pol ohne Frequenzgangkompensation, 3. hohe Gleichtakt-(CMRR) und Versorgungsspannungsunterdrückung (PSRR) und 4. geringe Offsetspannung und Rauschen. Mehr zum Thema wird demnächst in einem AES-Papier veröffentlicht.

a)

$$V_{be1} - V_{be2} = V_T \cdot \ln \frac{1 + \frac{\Delta I_c}{I_c}}{1 - \frac{\Delta I_c}{I_c}} = x$$

$$V_{be1} - V_{be2} = V_T \cdot \ln \frac{1+x}{1-x}$$

$$\ln \frac{1+x}{1-x} = 2 \cdot \left(x + \frac{x^3}{3} + \frac{x^5}{5} + \dots \right)$$

artanh(x)

b)

$$V_{be1} - V_{be2} = V_T \cdot \ln \frac{(I_c + \Delta I_c) + \Delta I_c}{(I_c + \Delta I_c) - \Delta I_c}$$

$$V_{be1} - V_{be2} = V_T \cdot \ln \left(1 + 2 \cdot \frac{\Delta I_c}{I_c} \right)$$

$$V_{be1} - V_{be2} = V_T \cdot \ln(1 + 2 \cdot x)$$

$$\ln(1 + 2 \cdot x) = 2 \cdot \left(x - x^2 + \frac{4}{3} \cdot x^3 - 2 \cdot x^4 + \dots \right)$$

Fig. 3: Differenzverstärker-Analyse a) ohne R12 und b) mit R12

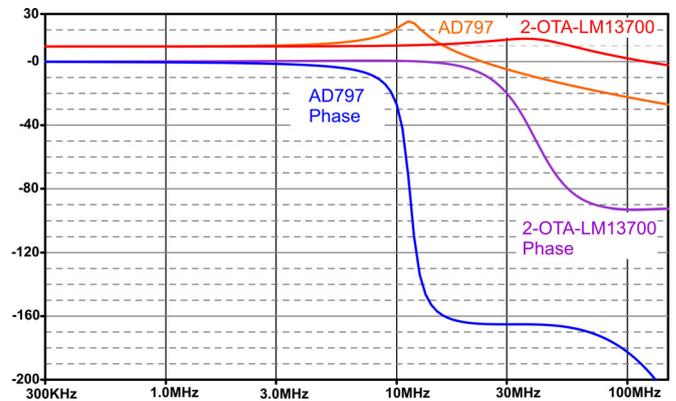


Fig 4: PSpice-Simulation vom Frequenzgang: AD797 vs. Komposit-OV (parallele Architektur) mit LM13700, beide als nicht-invertierender Verstärker mit Verstärkung=3, einem Lastwiderstand=600, ohne Frequenzkompensation (Pin 8 von AD797 ist unangeschlossen, wenn C2=50pF keine relevante Änderung, siehe AD979 Datasheet)

Literatur:

- [1] J. Vanderkooy, S. P.Lipshitz, "Feedforward Error Correction in Power Amplifiers", [AES-Papier](#)
- [2] M. O. J. Hawksford, "Towards a Generalisation of Error Correction Amplifiers", [Hawksford's Publications](#)
- [3] S. Wurcer, "An Operational Amplifier Architecture with a Single Gain Stage and Distortion Cancellation", [AES-Papier](#)
- [4] Patentschrift US 5.166.637: S. Wurcer, "Distortion Cancellation Amplifier System"
- [5] Offenlegungsschrift DE19614996A1: D. Sukalo, "Polungsunabhängiger Differenzverstärker"
- [6] J. Scott and G. Spears, "On the Advantages of Nested Feedback Loops", [AES-Papier](#)
- [7] T. Sandström, "Common-Mode Induced Distortion in Differential Stages", [AES-Papier](#)
- [8] R. O. Hamm, "Tubes versus Transistors-Is There an Audible Difference", [AES-Papier](#)