DAGA 2020/339: Baggally Verstärker-Topologie besser als Current-Dumping?

Drazenko Sukalo

TU-Kaiserslautern, AG Digitale Signalverarbeitung, 67653 Kaiserslautern, E-Mail: sukalo@rhrk.uni-kl.de

1. Einleitung

Die Wiedergabequalität eines Audio-Leistungsverstärkers wird weitaus stärker durch sein Schaltungskonzept als z. B. durch eine durchdachte Auswahl seiner Bauelemente geprägt. In diesem Kontext steht der Entwickler vor seiner wichtigsten und gleichzeitig schwierigsten Entscheidung, nämlich der über die Schaltungstopologie. Das beste Beispiel dafür ist der „Current-Dumping"-Verstärker, der die relativ hohe Effizienz eines linearen Leistungsverstärkers in B-Klasse mit der sehr guten Wiedergabequalität eines linearen jedoch ineffizienten Leistungsverstärkers in A-Klasse kombiniert. In diesem Beitrag wird nun gezeigt, wie sich mit linearen B-Leistungsverstärkern dank einer Fehlerkorrektur am Eingang äußerst geringe nichtlineare Verzerrungen auch ohne Mithilfe des A-Leistungsverstärkers (wie beim „Current-Dumping"-Schaltungskonzept) realisieren lassen. Diese Korrekturart ist für Leistungsverstärker vorteilhaft, denn eine Großsignal-Addition am Ausgang des Leistungsverstärkers bzw. eine Injektion eines Korrektursignals am Ausgang ist schwer in Hardware umzusetzen **[1]**. Außerdem vergrößert das Entfallen des A-Leistungsverstärkers die gesamte Effizienz. Das sind einige Vorteile, welche die neue Verstärkertopologie in Bild 1b) als die Nachfolgertopologie des "Current-Dumping"-Verstärkers qualifizieren dürften, zumal beide mit einer globalen passiven Gegenkopplung ausgestattet sind.

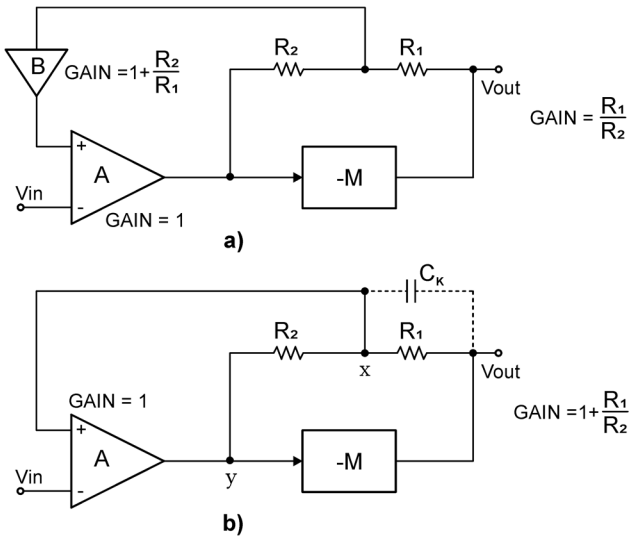

Bild 1:
a) Verzerrungsfreie nichtinvertierende Verstärkertopologie nach Baggally mit aktiver Gegenkopplung über die Hilfsverstärker A und B (aktive Baggally-Topologie), siehe **[2]**
b) Vorgeschlagene Modifikation der ursprünglichen Baggally-Topologie nach Sukalo mit einer passiven Gegenkopplung nur über den Differenz-Hilfsverstärker A (passive Baggally-Topologie), siehe **[3]**

2. Passive Baggally-Topologie: Theoretische Grundlage

Um die Stabilität und den Verzerrungspegel der neuen „passiven" Baggally-Topologie in Bild 1b) zu prüfen, wurde ein solcher Leistungsverstärker konzipiert, dimensioniert, aufgebaut und getestet. Aber zunächst wird einen Blick auf seine Funktionsweise geworfen. Bezugnehmend auf Bild 1b) berechnen wir zuerst die Übertragungsfunktion der passiven Baggally-Topologie, wobei der Kompensationskondensator Ck zunächst unberücksichtigt bleibt. A(ω) und M(ω) sind die komplexen Übertragungsfunktionen des Hilfsverstärkers A und des Hauptverstärkers M, wobei für die Spannungen Vx und Vy in den Knotenpunkten x und y gilt:

$$Vx = \frac{Vout + Vy}{R1 + R2} \cdot R2 - Vy \qquad (1)$$

$$Vy = (Vin - Vx) \cdot A(\omega) \qquad (2)$$

$$Vout = A(\omega) \cdot M(\omega) \cdot (Vin - Vx) \qquad (3)$$

Substituierung β=R2/(R1+R2) in (1) und Einsetzen von (2) in (1) ergibt das Signal Vx:

$$Vx = \frac{\beta \cdot Vout + A(\omega) \cdot Vin \cdot (\beta - 1)}{1 + A(\omega) \cdot \beta - A(\omega)} \qquad (4)$$

Einsetzen von (4) in (3) ergibt die Übertragungsfunktion (5), ÜF=Vout/Vin, des Übertragungssystems in Bild 1b):

$$\ddot{U}F = \frac{A(\omega) \cdot M(\omega)}{1 - A(\omega) \cdot (1 - \beta) + \beta \cdot A(\omega) \cdot M(\omega)} \qquad (5)$$

$$\ddot{U}F = \frac{M(\omega)}{1 + M(\omega)} \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \qquad (6)$$

Einsetzen von A(ω)=1 in (5), weil der Subtrahierer A in Bild 1b) als ideal angenommen wird, ergibt im Idealfall die Übertragungsfunktion (6). Die Übertragungsfunktion (6) enthält einen ersten Anteil M(ω)/(1+M(ω)), der den Hauptverstärker M mit maximaler Gegenkopplung repräsentiert, und einen zweiten Anteil, der die mit den Widerständen R1 und R2 eingestellte Zielverstärkung darstellt. Die Qualität der Fehlerunterdrückung hängt von der Qualität des Hilfsverstärkers A ab. Um diese Abhängigkeit zu veranschaulichen, werden mit dem Schaltungssimulator

PSpice drei unterschiedliche Frequenzgänge verglichen (Bild 2).

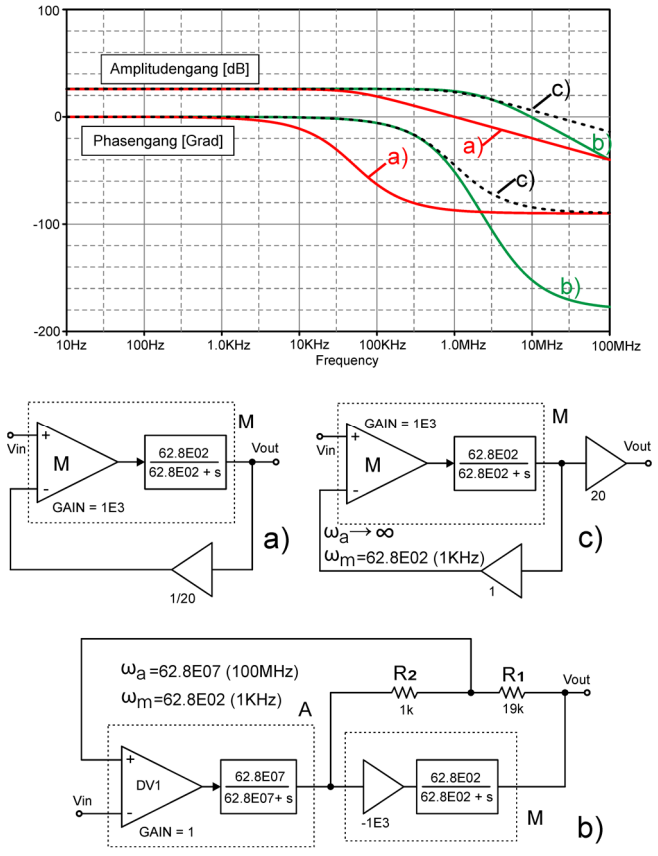

Bild 2: Amplituden- und Phasengänge im Experiment mit folgenden Schaltungen:
a) Klassische FB-Topologie mit einem Leistungsverstärker M mit einer 1-Pol-Übertragungsfunktion mit einer Grenzfrequenz ωm=1KHz
b) Passive Baggally-Topologie mit einem Hilfsverstärker A mit einer Grenzfrequenz ωa=100MHz und dem Leistungsverstärker M
c) Passive Baggally-Topologie im Idealfall

Die realen Verstärker, sowohl der Hauptverstärker M als auch der Hilfsverstärker A, besitzen im Experiment in Bild 2 jeweils eine 1-Pol-Übertragungsfunktion mit einer -3dB-Grenzfrequenz und einer eigenen Verstärkung. Im Vergleich zwischen den Schaltungen a) und b) in Bild 2 erweitert die neue passive Baggally-Topologie den Frequenzgang im Hochfrequenzbereich gegenüber dem Frequenzgang der klassischen FB-Topologie. Diese Erweiterung des Frequenzganges ist typisch für die Anwendung einer Gegenkopplung, wobei die passive Baggally-Topologie eine deutlich höhere Grenzfrequenz als die klassische FB-Topologie zeigt. Dadurch erklärt sich eine bessere Unterdrückung von nichtlinearen Verzerrungen. Der Preis dafür ist eine Verschlechterung des Phasenganges, dessen Verlauf sich aufgrund der Übertragungsfunktion (5) vom ursprünglichen Bereich 0-90 Grad auf einen erweiterten Bereich 0-180 Grad ausdehnt. Diese Ausdehnung des Phasenganges ist typisch für zweistufige Verstärker, so dass eine Frequenzkompensation (Ck) erforderlich wird, wie es in Bild 1b) vorgesehen ist. Der Phasengang der passiven Baggally-Topologie ist jedoch vom Hilfsverstärker A abhängig. Gesetzt den Fall, dass der Hilfsverstärker ideal ist, ergibt sich ein Frequenzgang einer äquivalenten Schaltung in Bild 2c) mit einer idealen Übertragungsfunktion (6). Aus diesem Sachverhalt geht hervor, dass der Hilfsverstärker A als ein breitbandiger Verstärker mit möglichst hoher -3dB-Grenzfrequenz konstruiert werden sollte. Dieser Anforderung kommt seine Verstärkung=1 zugute, denn die Anwendung einer lokalen Gegenkopplung auf den Hilfsverstärker A setzt seine Gesamtverstärkung auf eins herab und erweitert gleichzeitig seinen Frequenzübertragungsband.

3. Vorstellung der Messergebnisse

Im Folgenden werden die Messergebnisse eines Prototyps nach dem Schaltungsprinzip in Bild 1b) vorgestellt. Bild 3 zeigt die experimentelle Leiterplatte des Prototyps, wie sie für die Messungen benutzt worden ist. Es wird eine Serie von THD-Messungen gezeigt, welche mit einem analog-digitalen Analyser „dScope Series III“ der Firma „Prism Sound“ erfasst worden sind (Bilder 4, 5 und 6). Die Abtastfrequenz des Messgerätes war 96kHz und die Analysebandbreite 48kHz. Die eingestellte Soll-Spannungsverstärkung des Prototyps betrug 20 bei einer offenen Spannungsverstärkung des Hauptverstärkers (M) von etwa 1000. Im Frequenzband 20Hz - 23KHz zeigte der gemessene Amplitudengang eine absolute Abweichung der Soll-Verstärkung von weniger als 0.05dB. Die Bandbreite wurde gemessen mit einem Sinus-Eingangssignal 1KHz bezogen auf die Ausgangsspannung 4V (RMS) unter der Last 8 Ohm, wobei eine -3dB-Grenzfrequenz von 204KHz gemessen werden konnte. Mit dem Kondensator Ck in Bild 1b) wurde die Frequenzgangkompensation auf eine optimale Impulswiedergabe justiert (Bilder 7 und 8).

Die Schaltung des Leistungsverstärkers wurde für AB-Klasse ausgelegt, jedoch die NPN-Leistungstransistoren mit einem geringen Ruhestrom (≈100µA) in B-Klasse betrieben. Die vorliegenden Messergebnisse sollen zu einem objektiven Vergleich mit anderen B-Verstärkern, z. B. „Current Dumping“-Verstärkern, dienen sowie einen Eindruck von den erzielten Verbesserungen in Bezug auf die weniger effizienten Klassen A und AB vermitteln.

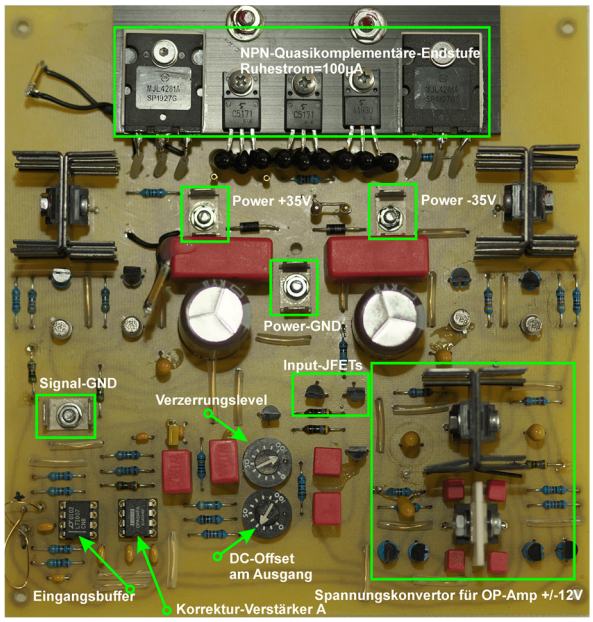

Bild 3: Anordnung der Bauelemente auf einer experimentellen Leiterplatte des Prototyps

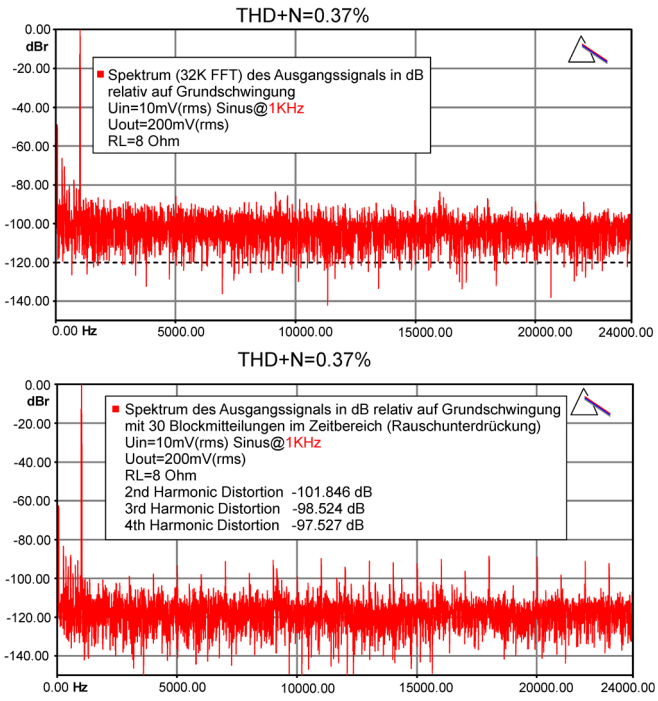

Bild 4: THD+N-Faktor mit **kleinem Signalpegel** um den Nulldurchgang der Übertragungskennlinie der Ausgangstransistoren in B-Klasse (oben) und die wiederholte Messung, diesmal jedoch mit Rauschunterdrückung durch die Überlagerung von 30 Messungen im Zeitbereich – die Funktion ist integriert im Maßsystem (unten).

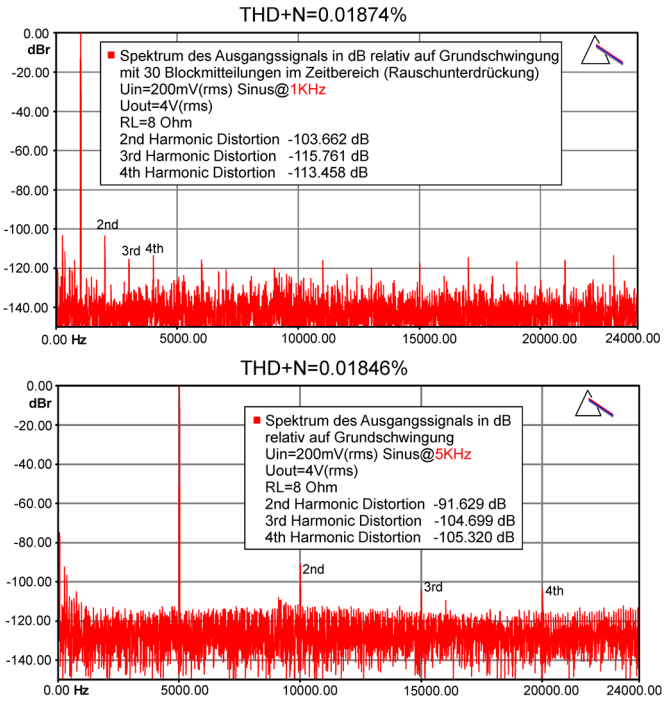

Bild 5: THD+N-Faktor mit **mittlerem Signalpegel**: bei 1kHz (oben) mit Rauschunterdrückung durch die Überlagerung von 30 Messungen im Zeitbereich – die Funktion ist integriert im Maßsystem und bei 5kHz (unten).

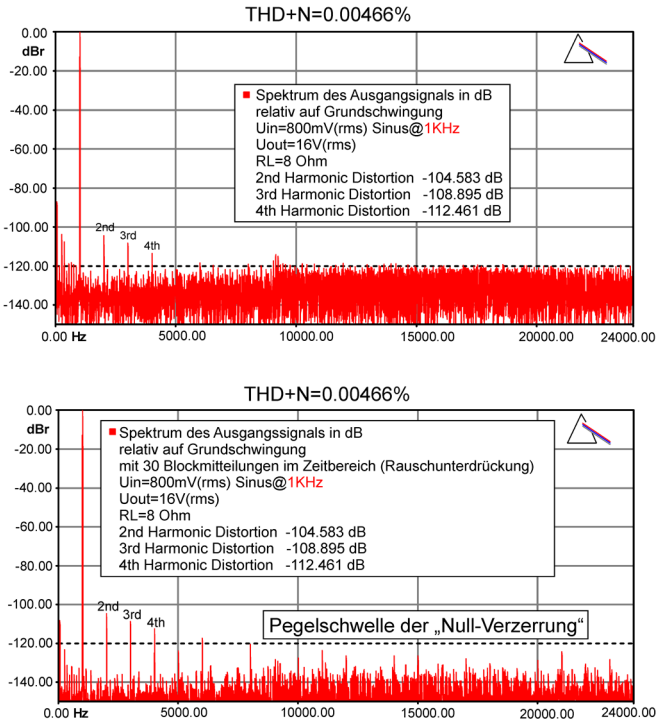

Bild 6: THD+N-Faktor mit **großem Signalpegel** jedoch ohne Signal-Clipping (oben) und die wiederholte Messung mit Rauschunterdrückung durch die Überlagerung von 30 Messungen im Zeitbereich – die Funktion ist integriert im Maßsystem (unten).

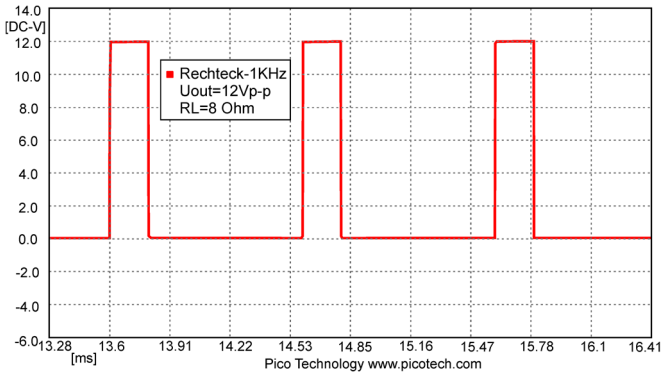

Bild 7: Impulsantwort bei 1KHz

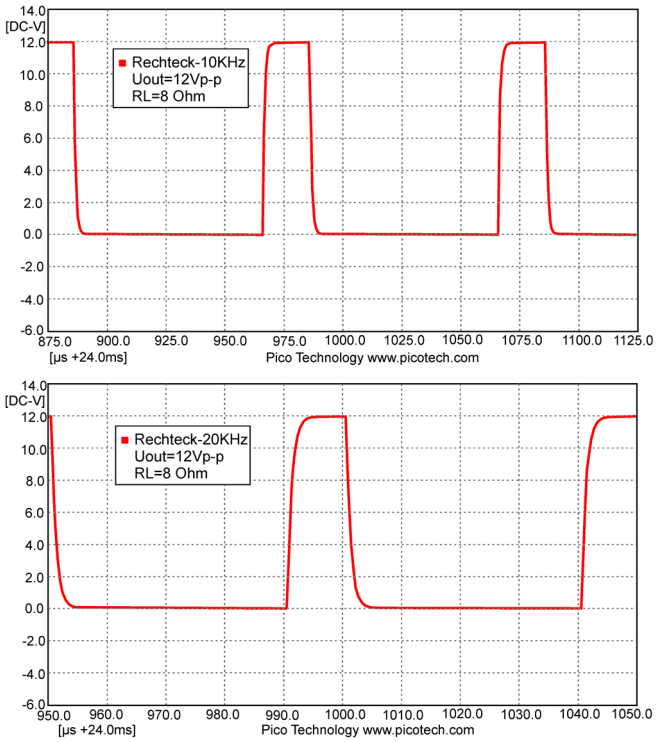

Bild 8: Impulsantwort bei 10KHz (oben) und bei 20KHz (unten)

4. Zusammenfassung

Beim Vergleich der neuen mit der „Current-Dumping"-Topologie unter Heranziehung derselben Systemparameter A und β – wobei A die offene Verstärkung des Systems („open loop gain") bezeichnet und β den globalen Gegenkopplungsfaktor – fällt als das Hauptmerkmal der neuen Topologie das Erreichen einer 1/β-mal größeren Schleifenverstärkung („loop gain"), A·β, auf. Diese äquivalent wirkende Maximierung der Gegenkopplung für alle β <1 auf einen Wert, der nur dem Wert für β=1 entsprechen würde, ist nicht vereinbar mit der klassischen Feedback-Theorie. Das Erreichen einer maximal möglichen Gegenkopplung lässt a) die Anwendung einer kleineren offenen Verstärkung für einen gleichgebliebenen Verzerrungspegel zu und bringt b) eine Vereinfachung der Verstärkerschaltung mit sich. Dadurch wird eine Komponenten-Optimierung erleichtert, weil sich eine relativ kleine offene Verstärkung mit einer minimalen Anzahl von Aktivelementen erreichen lässt. Die passive Baggally-Topologie erbringt im Vergleich mit einem „Current-Dumping"-Design geringere Verzerrungen in Relation zur dafür erforderlichen offenen Verstärkung (Bilder 4, 5 und 6) sowie eine wesentlich bessere Stabilität (Bilder 7 und 8).

5 Literatur:

[1] G. Stochino, „Audio design leaps forward", Electronic World + Wireless World, October 1994, S. 818-827.

[2] W. Baggally, „Distortion Cancellation in Audio Amplifiers", Wireless Engineer and Experimental Wireless, Vol. 10, No. 119, August 1933, S. 413-419.

[3] D. Sukalo, Patent DE 10 2019 004 725, „Feedback-Topologie für lineare und verzerrungsfreie Audioleistungsverstärker", angemeldet am 4.7.2019.