

DAGA 2018/229: Optimale Verstärkertopologie für B- und D-Klasse-Audibleistungsverstärker

Drazenko Sukalo

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

1. Einleitung

Moderne Audibleistungsverstärker zeichnen sich durch eine hohe Linearität und eine hohe Effizienz aus. Der D-Klasse-Verstärker in Abb. 1 bietet einen optimalen Wirkungsgrad, aber seine Signalqualität ist schlechter im Vergleich mit den linearen Verstärkern. Um die Verzerrungen jeglicher Art (Amplituden-Fehler wegen einer instabilen Betriebsspannung oder einer Interaktion zwischen der Lastimpedanz und dem Tiefpassfilter (Q-Faktor) oder durch einen nichtlinearen On-Zustand des Schalttransistors, Timing-Fehler bei der PWM-Signalumsetzung sowie Nichtlinearität des LC-Tiefpassfilter usw.) zu reduzieren, kann eine Gegenkopplung angewandt werden. Dabei unterscheiden wir zwischen einer digitalen PWM-Signal-Rückkopplung und einer analogen PF-Signal-Rückkopplung, welche vorteilhaft global wirkt und zusätzlich den Ausgangsfilter umfasst. Allein der LC-Tiefpassfilter in einfachster Ausführung (2-Ordnung) besitzt zwei Pole in seiner Übertragungsfunktion, sodass eine Gegenkopplung zur Instabilität führen kann. Das Stabilitätsproblem verstärkt zusätzlich die Phasenverschiebung im PWM-Modulator, die die Anwendung einer globalen PF-Rückkopplung weiter einschränkt. Bei vielen kommerziellen D-Klasse Verstärkern, die meistens als integrierte monolithische Schaltkreise ausgeführt werden, findet Anwendung meistens nur eine PWM-Signal-Gegenkopplung. Die Wirkung der PWM-Gegenkopplung ist in der Literatur ausführlich beschrieben worden [1]. Zusammenfassend lässt sich feststellen, dass in allen anderen praktischen Ausführungen des D-Klasse-Verstärkers die beiden Arten der Rückkopplung in einem Verhältnis so miteinander kombiniert werden, welches vorrangig Stabilität sichert und nicht vorrangig Verzerrungen optimal behebt. Gerade aus dem Grund ist das Hauptziel unserer Optimierung darauf gerichtet, einen stabilen D-Klasse-Verstärker mit einer globalen Rückkopplung zu realisieren.

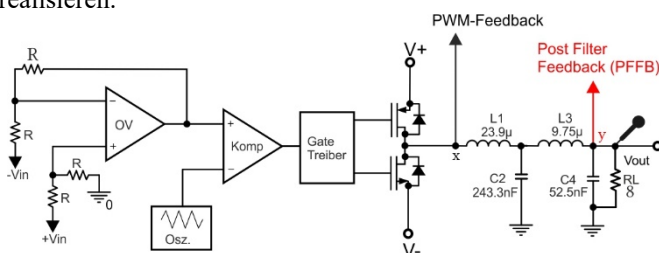


Abbildung 1: D-Klasse-Verstärker in einer „open-loop“-Grundausführung mit einem Tiefpassfilter 4. Ordnung mit einer -3dB-Grenzfrequenz von 80 kHz und einer „Bessel-Thomson“-Abstimmung für ein optimales „Group-Delay“-Verhalten. Der Abgriff der Rückkopplung kann an zwei Knoten x und y erfolgen: über x durch die Anwendung einer PWM-Rückkopplung und/oder über y durch die Anwendung einer analogen PF-Rückkopplung.

2. Allgemeines Fehler-Korrekturschema nach dem „Active-Error-Feedback“-Prinzip mit Fehler-Injektion am Eingang

Der Konflikt zwischen einer großen Schleifenverstärkung und der Stabilität des rückgekoppelten Systems lässt sich mit der Anwendung des „Aktive-Error-Feedback“-Prinzips umgehen. Die hier vorgestellte neue Verstärkertopologie ist ein SISO-Übertragungssystem (engl.: Single Input, Single Output) mit einer Signalführung vom Ausgang zu einem Eingangsschaltkreis, die funktionell nach dem AEF-Prinzip ausgelegt ist. Der Begriff „AEF“ wurde zum ersten Mal in der Druckschrift von Macdonald benutzt, Zitat: „*Unlike ordinary negative feedback, where..., active-error feedback (AEF) is a type of feedback with which no such direct gain reduction occurs.*“ [2]. Zwei wesentliche Funktionseinheiten der neuen Verstärkertopologie sind der Eingangsschaltkreis mit AEF-Funktion, kurz AEF-ES, und eine effiziente B- oder D-Klasse-Leistungsendstufe mit einem Differenzeingang bezeichnet als Hauptverstärker (M). Die Hauptaufgabe des Eingangsschaltkreises ist eine zusätzliche Korrektur des Hauptverstärkers (M) im Sinne seiner Linearisierung über seinen invertierenden Minus-Eingang, wie das in Abb. 2 gezeigt ist. Dort bildet ein Differenzverstärker (M*) einen Hauptverstärker (M) mit dem Differenzeingang und einem Ist-Verstärkungsfaktor $R1/R2$. Das Hauptmerkmal der neuen Topologie ist die Linearisierung des Hauptverstärkers (M) durch den Eingangsschaltkreis (AEF-ES), wobei die ursprüngliche Übertragungsfunktion des Hauptverstärkers (M) unberührt bleibt.

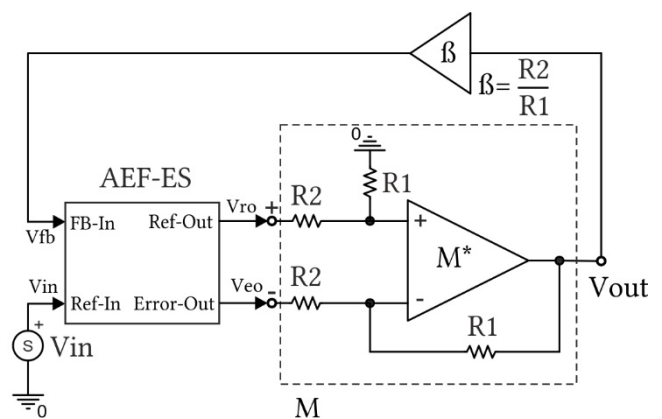


Abbildung 2: Allgemeines Fehler-Korrekturschema nach dem AEF-Prinzip mit Fehler-Injektion am Eingang angewandt in der optimalen Topologie.

Die Aufgabe besteht generell darin, den Eingangsschaltkreis (AEF-ES) in Abb. 2 funktionell so umzusetzen, dass er an seinen Ausgängen separat einen Signalwert V_{ro} vom Ref-Out-Ausgang und einen Fehlerkorrekturwert V_{eo} vom Error-Out-Ausgang liefert. Diese Ausgangssignale werden von den

Eingangssignalen V_{in} und V_{fb} im Funktionsblock AEF-ES gebildet. Der Signalwert V_{ro} muss qualitativ möglichst identisch mit dem Eingangssignal (V_{in}) sein, der Fehlerkorrekturwert V_{eo} möglichst genau einem absoluten Fehler entsprechen und der Hauptverstärker (M) eine möglichst große Gleichtaktunterdrückung besitzen, um eine optimale Fehlerkorrektur zu erzielen.

3. Vorstellung der neuen Verstärkertopologie

Die Lösung der Aufgabe gemäß der Patentschrift [3] zeigt die Abb. 4. Abb. 3 dient ausschließlich zur Anwendung des Bewertungskriteriums, ob die neue Topologie nach dem AEF-Fehlerkorrekturschema funktioniert: Unter der Bedingung $M \cdot \beta = 1$ ergibt sich aus den Relationen R2.2 und R2.4 eine identische Übertragungsfunktion M , also $\dot{U}F = M$. Die Einspeisung des Fehlerkorrekturwertes in den invertierenden Eingang des Hauptverstärkers (M) hat somit keinen Einfluss auf die Übertragungsfunktion der Topologie!

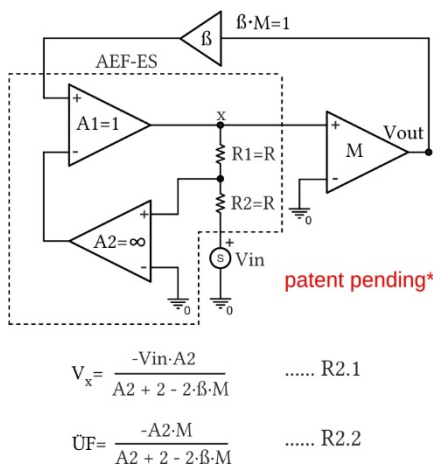


Abbildung 3: Umsetzung des AEF-Korrekturschemas ohne Fehlerkorrektur über den invertierenden Minus-Eingang des Hauptverstärkers (M) und nebenstehend die berechnete Übertragungsfunktion ($\dot{U}F$) der Topologie.

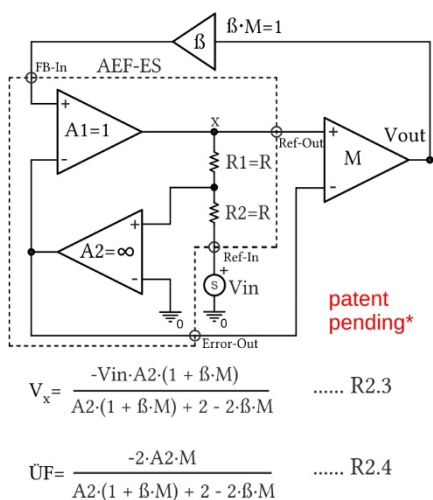


Abbildung 4: Umsetzung des AEF-Korrekturschemas mit Fehlerkorrektur über den invertierenden Minus-Eingang des Hauptverstärkers (M) und nebenstehend die berechnete Übertragungsfunktion ($\dot{U}F$) der Topologie.

Die Relationen R2.1 und R2.3 zeigen, dass bei genügend großer Verstärkung von A2 der Hauptverstärker (M) mit einem Signal $-V_{in}$ angesteuert wird und dadurch eine Phasen-Inversion an seinem Ausgang in Bezug auf das Eingangssignal (V_{in}) stattfindet.

In Abb. 3 und 4 sind gestrichelt die Funktionselemente umfasst, die den Eingangsschaltkreis (AEF-ES) bilden. Das sind zwei lineare Hilfsverstärker bezeichnet mit „A1“ und „A2“ (auxiliary amplifier) und zwei Widerstände R1 und R2. Die Hilfsverstärker sind Kleinsignalverstärker betrieben ohne signifikante Verzerrungen und mit einem Stromverbrauch, der im gesamten Effizienzbilanz vernachlässigt werden kann. Der Hauptverstärker (main amplifier, M) gilt als Hauptquelle von nichtlinearen Verzerrungen und ist entweder als effiziente lineare B-Klasse-Leistungsendstufe oder als geschaltete D-Klasse-Leistungsendstufe ausgeführt. Der Hauptverstärker (M) kann theoretisch auch als ein externer Leistungsverstärker ausgeführt werden, wobei die neue Verstärkertopologie als eine „Improver“-Schaltung betrachtet werden kann.

Die Vorteile der neuen Verstärkertopologie in Abb. 4 sind:

a) Verwendung einer maximalen Gegenkopplung auf den Operationsverstärker A2 im Eingangsschaltkreis (AEF-ES) für $R1=R2=R$ ermöglicht eine hochgenaue Fehlerextraktion aus dem Ausgangssignal des Hauptverstärkers (M) und zwar, unabhängig von seinem Verstärkungsfaktor (weil $M(0) \cdot \beta = 1$). Die Verzerrungsbeseitigung in der neuen Topologie beruht effektiv auf einer viel stärkeren Gegenkopplung im Vergleich mit einer Gegenkopplung, die allein im Schaltkreis des Hauptverstärkers (M) unter der Berücksichtigung seiner Ist-Verstärkung und seiner Stabilität tatsächlich hätte umgesetzt werden können und geht über das Maß hinaus, das durch alle bisher bekannten Korrekturschemen zur Verringerung der Verzerrungen zu erreichen ist.

b) Die Übertragungsfunktion der neuen Topologie ist möglichst genau auf die Übertragungsfunktion des Hauptverstärkers (M) reduziert, wobei die Wirkung der Rückkopplung gezielt auf die Verringerung der nichtlinearen Verzerrungen ausgerichtet ist, ohne den Grad der Stabilität des Hauptverstärkers (M) zu verringern.

c) Bei den D-Klasse-Verstärkern reduziert die Verwendung einer PF-Rückkopplung die Verzerrungsanteile generiert vom LC-Ausgangsfiler und stabilisiert die Ausgangsamplitude in Abhängigkeit von der Lastimpedanz.

Aus dieser Eigenschaften der neuen Verstärkertopologie entstand der Anspruch, die Verstärkertopologie als „optimale Verstärkertopologie“ bezeichnet zu dürfen. Das bedeutet, solange sich bei einem beliebigen externen Hauptverstärker, der einen niedrigsten Level an Verzerrungen bereits erreicht hat, seine Verzerrungen in der optimalen Topologie weiter reduzieren lassen, ohne seinen Amplituden und Phasengang qualitativ zu verschlechtern, gilt die Topologie als „optimale Topologie“.

4. Ergebnisse der Simulation mit PSpice

Die Wirkung der optimalen Topologie in Abb. 4 ist mit dem Schaltungssimulator PSpice sowohl für einen B-Klasse-Hauptverstärker als auch für den D-Klasse-Hauptverstärker in

Abb. 1 verifiziert. Abb. 5 zeigt die Topologie mit einem B-Klasse-Hauptverstärkers (M). Komplementäre Transistoren am Ausgang sind mit einem „Tot-Zonen“-Element ersetzt worden. Das hat den Vorteil der freien Einstellung des Kniefunktes der Übertragungskennlinie. So können wie in dem Fall sowohl BJ-Transistoren als auch MOSFETs simuliert werden. Als der OV A2 wurde der OV LT1028 vom Hersteller „Linear Technology“ genutzt, wobei als A1 ein diskret gebauter Differenzverstärker gedient hat. Das Spektrum des Ausgangssignals in Abb. 6 zeigt die Oberwellen mit einer Amplitude (20µV), die beinahe vollkommen mit dem Rauschen-Pegel maskiert worden sind. Crossover-Verzerrungen sind praktisch beseitigt, sodass im Vergleich die AB-Klasse keine Vorteile mehr mit sich bringt. Eine Frequenzkompensation, welche nachteilig die Frequenz-Bandbreite zusätzlich einschränkt, ist überflüssig.

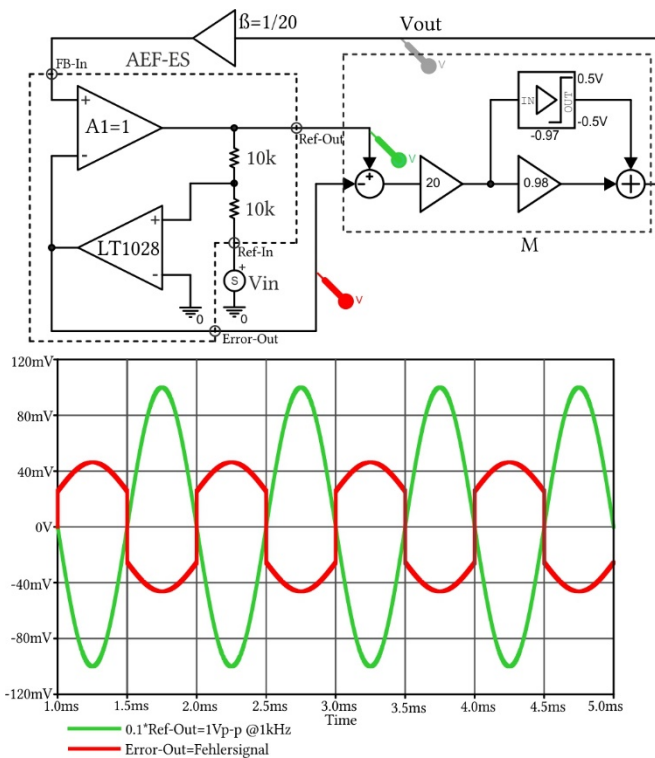


Abbildung 5: Simulierte Schaltung zur Ermittlung der Crossover-Verzerrung im Worstcase-Fall (Hauptverstärker (M) ohne lokale Gegenkopplung) sowie Ergebnisse der Schaltungssimulation mit PSpice mit den Eingangssignalen am Differenzeingang des B-Klasse-Hauptverstärkers (M).

5. Zusammenfassung

Effizienzsteigernde Schaltungskonzepte, Current-Dumping- und AD-Klasse-Verstärker (bekannt als schaltunterstützter linearer Verstärker) usw. haben den Nachteil, dass sie mit einem A-Klasse-Leistungsverstärker zwar die Verzerrungen in Grenzen halten, dadurch aber die Effizienz herabsetzen. In der hier vorgestellten neuen Verstärkertopologie ist der A-Klasse-Leistungsverstärker durch einen herkömmlichen Operationsverstärker ersetzt. Der Operationsverstärker bietet einen großen Verstärkungsüberschuss für eine effiziente Unterdrückung der Verzerrungen, jedoch ohne die Stabilität des gesamten Systems mit eigener Übertragungsfunktion zu gefährden. Wegen seiner geringen Stromaufnahme wird die

Effizienz weiter gesteigert, wobei nichtlineare Verzerrung effektiv durch globale Rückkopplung beseitigt werden kann.

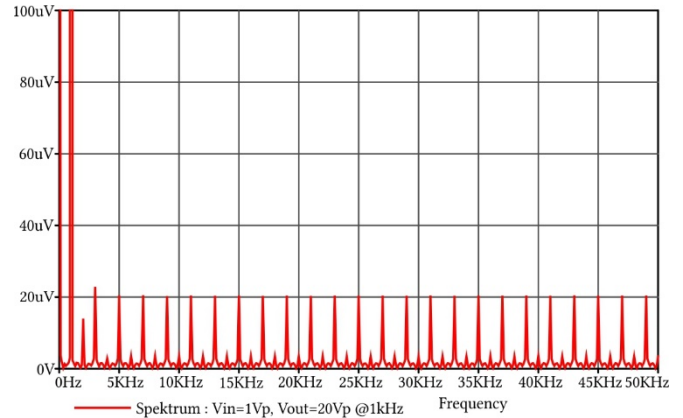


Abbildung 6: Spektrum der Ausgangsspannung, Vout, (40Vp-p @1KHz) der Schaltung in Abb. 5, wobei die BJ-Ausgangstransistoren im B-Betrieb mit einem nichtlinearen Tot-Zone-Element mit den Kniefunkten -0.5V und +0.5V dargestellt sind.

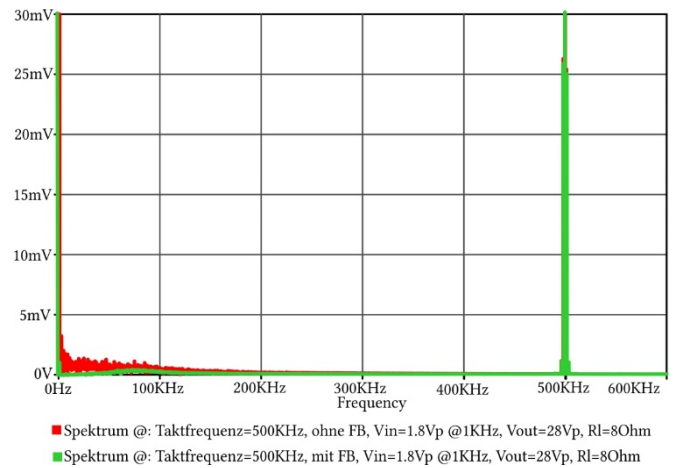


Abbildung 7: Ergebnisse der Schaltungssimulation mit PSpice mit dem Spektrum des Ausgangssignals der Schaltung in Abb. 5, wobei als der Hauptverstärker (M) der D-Klasse-Verstärker in Abb. 1 simuliert worden ist.

Literatur:

- [1] Foong, H. Chian and Tan, M. Tong, „An Analysis of THD in Class D Amplifiers“, 2006 IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems, APCCAS, Seiten 724 – 727
- [2] Macdonald, J. Ross, „Active-Error Feedback and Its Application to a Specific Driver Circuit“, Proceedings of the IRE, Vol. 43, July, 1955
- [3] Sukalo, D., DE102018002351, (*) Patentschriften, 2018