Über den 10-dB-Schalter an Mikrofonen

Holger Pastillé (1), Martin Ochmann (2)
(1) Institut für Technische Akustik, TU Berlin, (2) Fachbereich II, TFH Berlin

Einleitung Den sog. 10-dB-Schalter findet man an fast jedem Mikrofon der Tonstudiotechnik, aber auch einige Schallpegelmesser weisen dieses Funktionsmerkmal auf. Mit diesem Schalter wird das Eingangssignal der Kapsel soweit herabgesetzt, dass der nachfolgende Impedanzwandler nicht mehr übersteuert wird. In der Literatur [1] und [2] findet man nur grobe Abschätzungen über eine dieser Dämpfungmaßnahmen, nämlich der Zuschaltung einer parallelen Kapazität. Eine weitere Möglichkeit ist die Herabsetzung der Polarisationsspannung. Der analytische Ansatz von Ernsthausen [3] wird hier erweitert. Eine ausführliche Darstellung dieses Problems ist für das AES-Journal eingereicht.

Parallelkapazität Fig. 1 zeigt die Zuschaltung einer zusätzlichen Festkapazität zur Dämpfung.

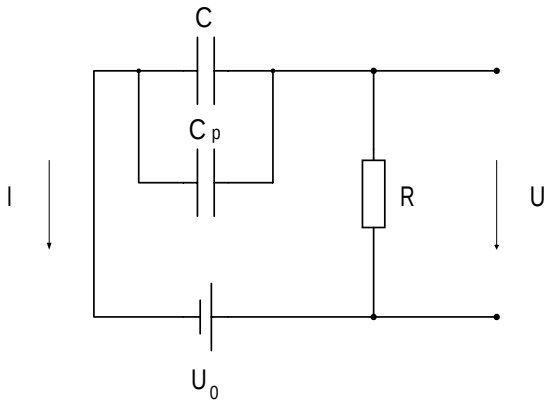

Fig. 1: Schaltbild des Stromkreises mit paralleler Kapazität.

Der Wert C_P für 10 dB Dämpfung ist das 3,16 fache der Ruhekapazität. Die DGL lautet

$$\frac{\partial q}{\partial t} - \frac{U_0}{R} + \frac{1}{R(C(t)+C_P)} q = 0\,, \tag{1}$$

mit $C(t) = C_0/(1+\delta \sin \omega t)$, $\delta := \xi/d_0$. U_0 bezeichnet die Polarisationsspannung, C_0 die Ruhekapazität, R den Eingangswiderstand des FET / der Röhre, d_0 den Ruheabstand und ξ die Auslenkung der Membran. Die Lösung der Gl. (1) erfolgt mit dem Potenzreihenansatz, $q = q_0 + \delta q_1 + \delta^2 q_2 + \ldots$. Man erhält

$$q_0 = U_0 \cdot C_\Sigma \qquad \text{mit} \quad C_\Sigma = C_0 + C_P\,. \tag{2}$$

Die Lösungsbausteine q_n für $n > 0$ haben näherungsweise die Gestalt

$$q_n = K_n + Q_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \qquad (K_n, Q_n, \varphi_n \text{sind Konstanten})\,. \tag{3}$$

Für die Ladungsmenge des Grundtones erhält man

$$Q_1 = U_0 C_0 \frac{1}{\sqrt{1+\tilde{\gamma}^2}} \qquad \text{mit } \tilde{\gamma} = \omega R C_\Sigma\,. \tag{4}$$

Für alle weiteren Lösungen Q_n $(n \geq 2)$ gilt die Rekursionsformel

$$Q_n = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{1+(n-1)^2\ \alpha^2\ \tilde{\gamma}^2}}{\sqrt{1+(n\ \tilde{\gamma})^2}}\ Q_{n-1} \qquad \text{mit} \qquad \alpha = \frac{C_P}{C_\Sigma}\,. \tag{5}$$

Die Wechselspannung u, die am Eingangswiderstand des FET oder der Röhre abfällt, erhält man über die Ableitung nach der Zeit:

$$u = I \cdot R = R\frac{dq}{dt}\,. \tag{6}$$

Dies führt zu einer schnell konvergierenden Reihe, die nach dem zweiten Oberton abgebrochen werden kann. Die Amplituden der Ausgangsspannungen, von Grundton und den ersten beiden Harmonischen lauten ($u(t) = U_1 \cos(\omega t + \varphi_1) + U_2 \cos(2\omega t + \varphi_2) + \ldots$):

$$\begin{aligned} U_1 &= \delta\omega Q_1 R = \delta U_0 C_0 R\omega \frac{1}{\sqrt{1+\tilde{\gamma}^2}} && (7)\\ U_2 &= 2\delta^2 \omega Q_2 R \\ &= \delta^2 \omega U_0 R C_0 \frac{\sqrt{1+\alpha^2\tilde{\gamma}^2}}{\sqrt{(1+\tilde{\gamma}^2)(1+4\tilde{\gamma}^2)}} && (8)\\ U_3 &= 3\delta^3 \omega Q_3 R \\ &= \frac{3}{4}\delta^3 \omega U_0 R C_0 \cdot \\ &\quad \frac{\sqrt{(1+\alpha^2\tilde{\gamma}^2)(1+4\alpha^2\tilde{\gamma}^2)}}{\sqrt{(1+\tilde{\gamma}^2)(1+4\tilde{\gamma}^2)(1+9\tilde{\gamma}^2)}} && (9) \end{aligned}$$

oder, allgemein

$$u(t) = \omega U_0 R C_0 \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{n\delta^n}{2^{n-1}} \frac{\sqrt{\prod_{m=1}^{n-1} [1+\alpha^2(m-1)^2\tilde{\gamma}^2]}}{\sqrt{\prod_{m=1}^{n} [1+(m^2\tilde{\gamma}^2]}} \cos(n\omega t + \varphi_n) \right]\,. \tag{10}$$

Parasitäre Kapazität Ein reales Mikrofon unterscheidet sich von einem idealen Mikrofon durch das Vorhandensein der sog. parasitären Kapazitäten. Diese unerwünschten Kapazitäten bilden sich zwischen Gegenelektrode und dem Gehäuse, zwischen Kapsel und Impedanzwandler und bis zum Eingang des FET/Röhre aus. Für ein Kleinmembranmikrofon (vergleichbar mit einer 1/2″-Kapsel der Messtechnik) beträgt diese Kapazität C_S ca. 5 pF.

Herabsetzung der Polarisationsspannung Die zweite Methode der Reduktion der Eingangsspannung am Impedanzwandler besteht in der Herabsetzung der Polarisationsspannung um diesen Wert. Wünscht man z.B. eine Verminderung um 10 dB, muss die Spannung um diesen Wert reduziert werden, also $\mathbf{U}_{pol}/3,16$.

Weitere Maßnahmen Sehr selten wird eine Reduzierung der Eingangsspannung über einen zusätzlichen Rückkopplungszweig in der Impedanzwandelstufe angewandt. Eine Aussage über die Veränderung der Verzerrungen lässt sich nicht treffen, da diese Ergebnisse von der Art der Schaltung abhängig sind. Mit diesen Methoden wird der Dynamikbereich um 10 dB verschoben. Bei hoch aussteuerbaren Impedanzwandlern kann eine Dämpfung der Ausgangsspannung auch über Widerstandnetzwerk auf der niederohmigen Seite erfolgen, das zu keiner Dynamikverschiebung führt.

Berechnungen Zunächst seien in Fig. 2 die Verzerrungen eines idealen (—) und eines realen (⋯) Kleinmembranmikrofons gegenübergestellt. Alle Berechnungen erfolgen für einen

Schalldruck von ca. 140 dB. Das Verhalten der Membran nach der Besselfunktion wurde berücksichtigt. Da die Auslenkung der Membran auch abhängig von der Frequenz ist, stellt der in den nachfolgenden Berechnungen verwendete Wert von $2,4\ \mu$m nur einen Mittelwert dar. Es muss angemerkt werden, dass die elektrisch bedingten Verzerrungen nur ein Teil der Gesamtverzerrungen am Kondensatormikrofon darstellen. Ein reales Kleinmembranmikrofon weist ca. 5 pF an parasitären Kapazitäten auf. Diese Kapazitäten können durch Verwendung einer Bootstrap-Schaltung reduziert werden. Wird nun an ei-

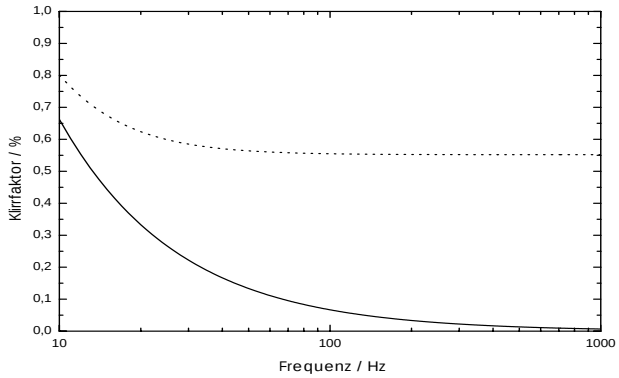

Fig. 2: Vergleich eines idealen (—) Mikrofons mit einem realen (···) Mikrofon bei ca. 140 dB (Rechnung).

nem realen Mikrofon der 10-dB-Schalter mit Parallelkapazität benutzt (Fig. 3), steigen die Verzerrungen (hauptsächlich k_2) extrem an. Die Pegeldämpfung mit einer Verringerung der

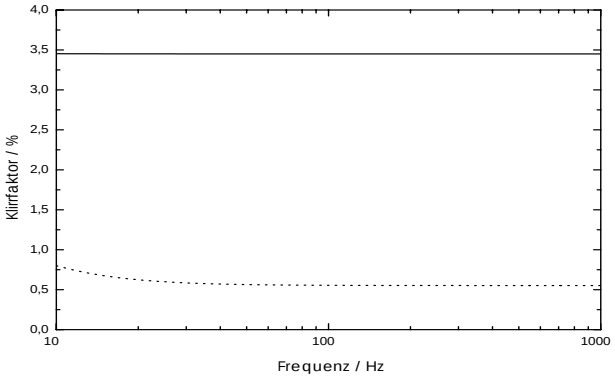

Fig. 3: Vergleich eines realen Mikrofons ohne (—) und mit (···) 10-dB-Schalter bei ca. 140 dB SPL (Rechnung).

Polarisationsspannung führt zu keinen Änderungen der Verzerrungen des Mikrofons, wie man leicht an den Gl. 7 bis 9 erkennen kann. Der Klirrfaktor stellt ein Verhältnis der Effektivwerte der Spannungen der Obertöne zur Gesamtspannung dar. An diesem Verhältnis wird durch die Veränderung der Polarisationsspannung nichts geändert.

Messungen Eine direkte messtechnische Bestimmung der elektrisch bedingten Verzerrungen ist nicht möglich, da auch noch die mechanischen Eigenschaften der Membran, die Dämpfung und die Hohlraumsteifigkeit Anteile hinzu liefern. Darstellbar ist jedoch ein Vergleich der Nichtlinearitäten eines Druckempfängers mit und ohne Schalter. Hierzu kann das Impedanzsprungrohr genutzt werden, dass in [4] beschrieben wird. Fig. 4 zeigt die Auswirkungen des 10-dB-Schalters mit Parallelkapazität auf den Klirrfaktor. Hier ist eine sehr gute Validierung zwischen der Berechnung und den Messungen festzustellen. Eine nahezu identisches Klirrverhalten zeigt das Mikrofon, wenn die Dämpfungsmaßnahme über die Verringerung der Polarisationsspannung realisiert wird (Fig. 5). Auch dies stimmt mit der Theorie überein.

Zusammenfassung Es wurde in Theorie und Praxis gezeigt, welche Auswirkungen die Benutzung des 10-dB-Schalter hat. Dabei wurden die beiden klassischen Methoden Parallelschaltung einer Kapazität und Herabsetzung der Polarisations-

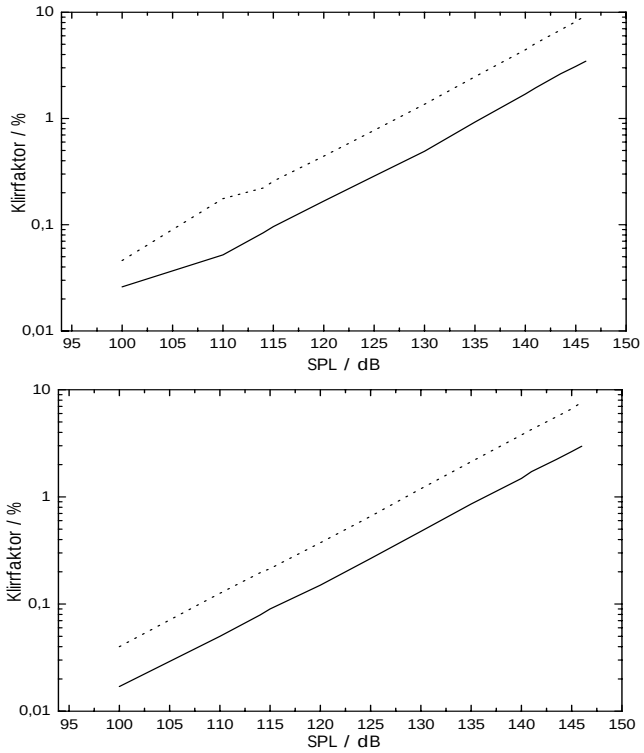

Fig. 4: Vergleich eines Kleinmembranmikrofons ohne (—) und mit (···) 10 dB Dämpfung (Parallelkapazität) bei 128 Hz (oben) und 1 kHz (unten) bei ca. 140 dB SPL (Messung).

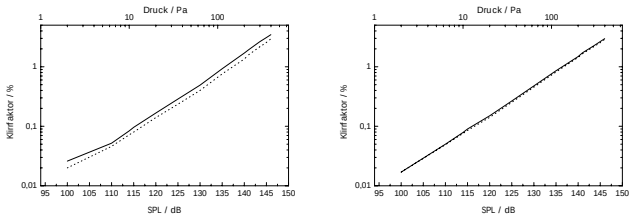

Fig. 5: Vergleich eines Kleinmembranmikrofons ohne (—) und mit (···) 10 dB Dämpfung (Verringerung der Polarisationsspannung) bei 128 Hz (links) und 1 kHz (rechts) bei ca. 140 dB SPL (Messung).

spannung mit ihren Auswirkungen auf das nichtlineare Verhalten analysiert. Es sei noch einmal angemerkt, dass diese Verzerrungen nur einen Teil aller am Kondensatormikrofon auftretenden Nichtlinearitäten sind. Der 10-dB-Schalter schützt den Impedanzwandler vor Übersteuerung, die häufig benutzte Zuschaltung einer Parallelkapazität führt jedoch zu einem extremen Anstieg der Verzerrungen. In der Tonstudiotechnik kann dieses Verhalten auch gezielt eingesetzt werden, um die klanglichen Eigenschaften eines Kleinmembranmikrofons zu ändern.

Diese Arbeit wurde vom Land Berlin mit einem Stipendium gem. NaFöG gefördert.

Literatur

[1] Hibbing, Manfred und Griese, Hans-Joachim. New Investigations on Linearity Problems of Capacitive Transducers. *AES Preprint 1752*, March 1981.

[2] Erling Frederiksen. Reduction of Non-Linear Distortion in Condenser Microphones by Using Negative Load Capacitance. *Technical Revue of Bruel and Kjær*, März 1987.

[3] W. Ernsthausen. Über die Verzerrungen des NF-Kondensatormikrophons. *Archiv für Elektro-Technik*, Juli 1937.

[4] Holger Pastillé. Lineare Schallerzeugung in gekoppelten Röhren. *Fortschritte in der Akustik-DAGA 1998*, 1998.