

Der JFET als steuerbarer Widerstand

Manfred Zollner

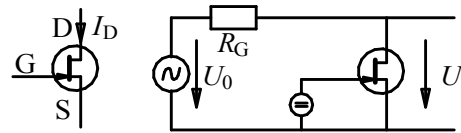
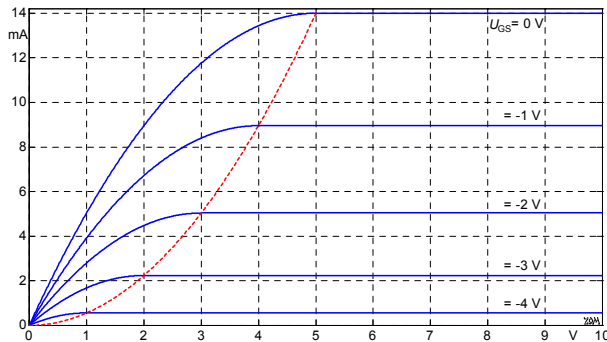
Der Feldeffekt-Transistor (JFET) wird überwiegend als Spannungs-Verstärker eingesetzt, er lässt sich aber auch als spannungsgesteuerter Widerstand verwenden. Mit deutlichen Einschränkungen: Seine Strom/Spannungs-Charakteristik ist ziemlich nichtlinear, die damit produzierten Verzerrungen sind erheblich. Der folgende Artikel beschreibt Theorie und Messergebnisse, und zeigt ein Kompensationsverfahren, mit dem sich der Klirrfaktor reduzieren lässt.

In der Audio-Elektronik gibt es mehrere Geräte, die ein steuerbares System benötigen: Phaser, Flanger, Chorus, Vibrato, Tremolo, Kompressor, Limiter. In all diesen Fällen muss ein Systemparameter (Verstärkung oder Filterkennfrequenz) signalabhängig verändert werden. In den Anfängen der Schaltungstechnik, als nur Röhren als Verstärkerelemente bereit standen, war das typische steuerbare Element die "Regelpentode" – eine Röhre, deren Steilheit durch Arbeitspunktverschiebung variiert wurde. Als dann Anfang der Sechzigerjahre Halbleiter-Bauelemente in größerem Umfang am Markt verfügbar waren, begannen erste Versuche mit Feldeffekt-Transistoren und Fotowiderständen [1].

Beim Feldeffekt-Transistor (JFET) fließt Strom zwischen den Anschlüssen **Source** (S) und **Drain** (D) durch einen Halbleiterkanal, dessen Widerstand von einem quer dazu wirkenden elektrischen Feld gesteuert wird. Im Gegensatz zum PNP- oder NPN-Bipolartransistor muss dieser Strom keinen PN-Übergang passieren, was einen bipolaren Betrieb ermöglicht. Bipolar im Sinne von "Betrieb an einer Wechselfspannung", denn der JFET wird gelegentlich auch als *Unipolar-Transistor* bezeichnet. Das bezieht sich jedoch nicht auf die anliegende Spannung, sondern auf seine Ladungsträgerart (nur Majoritätsträger). Das steuernde Feld wirkt zwischen den Anschlüssen **Gate** (G) und Source, die Steuerung ist praktisch leistungslos, solange einige Bedingungen eingehalten werden.

Die Idee zum Feldeffekt-Transistor entstand bereits in den Zwanzigerjahren. Der Name **Transistor** kommt von "Transfer Resistor", was man in etwa mit "steuerbarer Widerstand" übersetzen könnte. Im engeren Sinne bedeutet "transfer" übertragen: die Eigenschaften des steuernden Signals (Gate/Source-Spannung) werden auf den gesteuerten Widerstand, und damit auf den Drainstrom, übertragen. Schon 1926 meldete Julius Edgar Lilienfeld die Idee zum Patent an (also weit vor dem Bipolar-Transistor), 1952 folgte dann eine analytische Beschreibung durch Shockley. Doch erst in den Sechzigerjahren, mit Fortschritten bei der Silizium-Technologie, werden JFETs industriell hergestellt. Hauptsächlich als Verstärker-Bauelemente, aber in kleinem Umfang auch als steuerbare Widerstände. Gegenüber ihren Konkurrenten, den Fotowiderständen, arbeiten sie im Audiobereich trägheitslos, doch teilen sie mit diesen eine unschöne Eigenschaft: sie sind schon bei relativ kleinen Spannungen nichtlinear. Die Aussage "ein JFET kann im Gegensatz zum Bipolar-Transistor mit Wechselfspannung betrieben werden" beschränkt sich auf Spannungen unter etwa 1 V. Welche Verzerrungen entstehen, und wie sie verringert werden können, wird im Folgenden erläutert.

Abb. 1 zeigt rechts das Schaltbild eines Feldeffekt-Transistors. Die Steuerspannung liegt zwischen Gate und Source, sie ist bei dem hier untersuchten N-Kanal-JFET (BF 245) negativ. Im linken Bild ist das Ausgangskennlinienfeld dargestellt: Drainstrom I_D über Drain/Source-Spannung U_{DS} . Für Gate/Source-Spannungen, die negativer als U_P sind, sperrt der JFET; U_P ist die sog. "Pinch-Off-Spannung" (typisch $-0.5 \dots -8$ V). Bei $U_{GS} = 0$ V wird der maximale Drainstrom I_{DS} erreicht. Nur im Bereich $U_{GS} < 0$ V ist die Ansteuerung leistungslos; schon bei schwach positivem U_{GS} beginnt ein Gatestrom zu fließen.



$$I_D = \frac{I_{DS}}{U_P^2} \left[2(U_{GS} - U_P) \cdot U_{DS} - U_{DS}^2 \right]$$

Abb. 1: Ausgangskennlinienfeld eines JFETs: Drainstrom I_D über Drain/Source-Spannung U_{DS} .

Die Kennlinien in Abb.1 sind idealisiert: sie verlaufen bis zu der rot eingezeichneten "Knie-Spannung" parabelförmig, rechts davon horizontal. Tatsächlich steigt der Drainstrom mit wachsender Drain/Source-Spannung leicht an. Der Bereich links von der Kniespannung wird Anlaufbereich genannt, der Bereich rechts davon Abschnürbereich. Anstatt Anlaufbereich ist auch vom "**ohmschen Bereich**" die Rede, weil hier der JFET als steuerbarer Widerstand arbeiten soll. Wie gut er das macht, zeigt **Abb. 2**, nun mit bipolarer Drain/Source-Spannung. In Nullpunktnähe mag man tatsächlich ohmsches Verhalten erkennen, d.h. eine Proportionalität zwischen Spannung und Strom, global betrachtet ist das Verhalten aber stark nichtlinear. Die analytische Beschreibung für das Verhalten bei kleinen Spannungen ist in Abb. 1 angegeben. I_{DS} und U_P sind herstellungsbedingte JFET-Parameter, U_{GS} ist die (für jede Kennlinie konstante) Steuerspannung, zu U_{DS} sollte I_D proportional sein. Doch da ist eben auch ein quadratischer Anteil, und deshalb sind die Kennlinien gekrümmt. Die Realität hält sich ganz gut an diese einfache Theorie: In Abb. 2 sind links Messkurven dargestellt, rechts die nach der o.a. Gleichung berechneten Modellkurven. Der grundsätzliche Verlauf stimmt, auch wenn bei genauer Betrachtung Unterschiede nicht zu übersehen sind. Was schon gleich an dieser Stelle erwähnt werden muss: Die JFET-Parameter streuen herstellungsbedingt ganz erheblich! Ohne individuellen Abgleich sind nur sehr einfache Schaltungen industriell produzierbar.

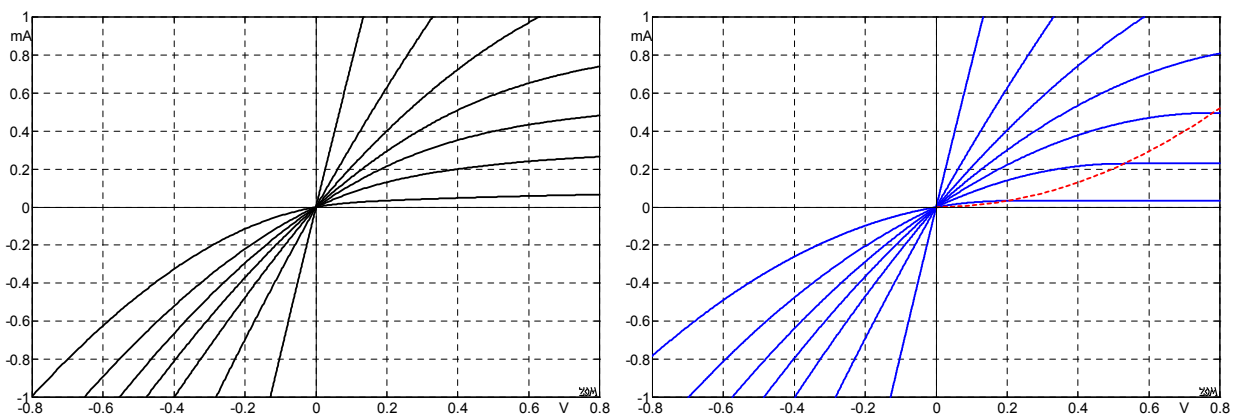


Abb. 2: Ausgangskennlinienfeld eines BF 245C, Vergleich Messung (links) vs. Modellrechnung (rechts).

Typischerweise sitzt der JFET als gesteuerter Widerstand im Querzweig eines Spannungsteilers (**Abb. 1**). Für stark negative Gate/Source-Spannung sperrt der N-Kanal-JFET, die Durchgangsdämpfung ist praktisch 0 dB. Mit positiver werdender Gate/Source-Spannung beginnt der JFET zu leiten, der Querzweig wird niederohmig, die Dämpfung nimmt zu. Für den hier untersuchten BF 245 nennen die Datenblätter als Minimalwiderstand $R_{ON} \approx 100 \Omega$. Um eine nennenswerte Dämpfung zu erreichen, sollte der Generatorwiderstand also deutlich größer sein als R_{ON} . Also z.B. $10 \text{ k}\Omega$ für ungefähr 40 dB Dämpfung. Eine Generatorspannung von $U_G = 1 \text{ V}_{\text{eff}}$ wird dann (bei leitendem JFET) auf 10 mV reduziert, da ist die Kennlinie gerade, die Verzerrungen sind folglich klein. Mit wachsendem JFET-Widerstand nimmt jedoch die Spannung am JFET zu, die Aussteuerung erfolgt auf einer immer mehr gekrümmten Kennlinie, und auch die Übertragungsverzerrungen nehmen zu.

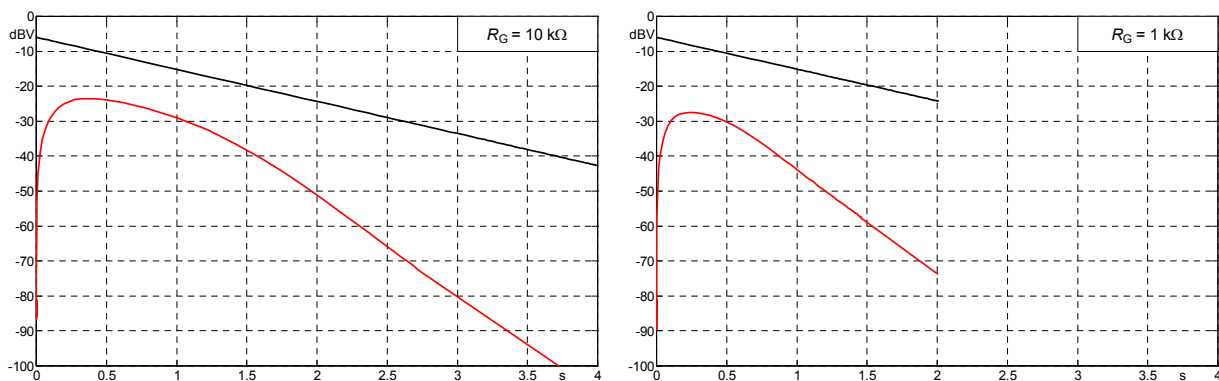


Abb. 3: Über der Zeit abnehmender JFET-Spannungspegel (schwarz), und Pegel der 2. Harmonischen (rot). Der Generatorpegel ist (bei -6 dBV , entsprechend $0.5 \text{ V}_{\text{eff}}$) konstant gehalten.

In **Abb. 3** sind Messergebnisse der in **Abb. 1** dargestellten Schaltung für $U_0 = 0.5 \text{ V}_{\text{eff}}$ dargestellt. Die Steuerspannung (U_{GS}) wurde über der Zeit so variiert, dass der Pegel der am JFET anliegenden Spannung abnimmt (schwarze Kurve). Ergänzend ist der Pegel der 2. Harmonischen eingezeichnet. Mit $R_G = 10 \text{ k}\Omega$ beträgt die maximal erreichbare Dämpfung 37 dB, mit $1 \text{ k}\Omega$ nur 18 dB (R_{ON} beträgt folglich 140Ω). **Abb. 4** verwendet dieselben Daten, hier ist aber die Klirrdämpfung über der Durchgangsdämpfung $20 \lg(U_0/U)$ dB dargestellt. In beiden Fällen unterschreitet die Klirrdämpfung 20 dB, d.h. der Klirrfaktor überschreitet 10%. Will man nicht einen speziellen Verzerrungseffekt, sind diese Nichtlinearitäten zu groß, die Generatorspannung müsste noch weiter verringert werden. Generell gilt: Mit kleinerem Generatorwiderstand nehmen die Verzerrungen ab, gleichzeitig verringert sich aber auch die maximal erreichbare Dämpfung. Wählt man $R_G = 10 \text{ k}\Omega$, müsste U_0 kleiner als ca. $0.1 \text{ V}_{\text{eff}}$ bleiben.

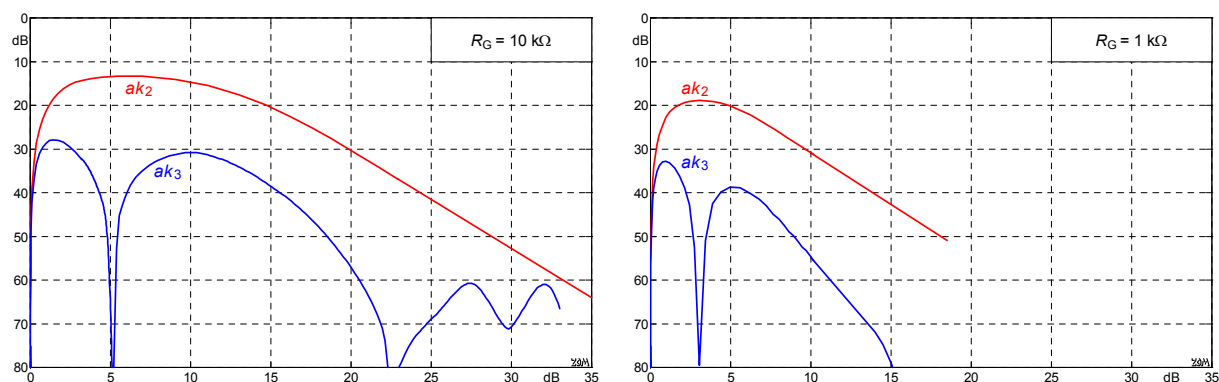


Abb. 4: Quadratische (rot) und kubische (blau) Klirrdämpfung über der Durchgangsdämpfung. Der Generatorpegel ist (bei -6 dBV , entsprechend $0.5 \text{ V}_{\text{eff}}$) konstant gehalten (BF 245C).

Die Messungen wie auch die Theorie zeigen dominierende quadratische Verzerrungen. Für positive Generatorspannungen leidet der JFET zu schlecht, der Drainstrom ist zu klein. Das lässt sich verbessern: Koppelt man einen Teil der Drainspannung auf das Gate zurück, erreicht man eine (teilweise) Kompensation der Nichtlinearität (**Abb. 5**). Die beiden am Gate angeschlossenen Widerstände sind ungefähr gleich groß, sie werden für optimalen quadratischen Klirrfaktor abgeglichen.

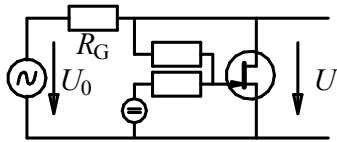


Abb. 5: JFET-Schaltung mit Gegenkopplung.

Abb. 6 zeigt den Verlauf der Klirrdämpfung über der Durchgangsdämpfung für die gegengekoppelte Schaltung. Wie man sieht, haben sich insbesondere der quadratischen Verzerrungen verringert. Es sei aber nochmals daran erinnert, dass diese Verzerrungs-Kompensation sehr stark von den individuellen JFET-Parametern abhängt – für bestmögliche Ergebnisse muss die Schaltung für jeden JFET individuell abgeglichen werden. Doch trotz der Kompensation: Die Nichtlinearität üblicher LDRs ist wesentlich geringer [1], jedoch sind diese langsamer.

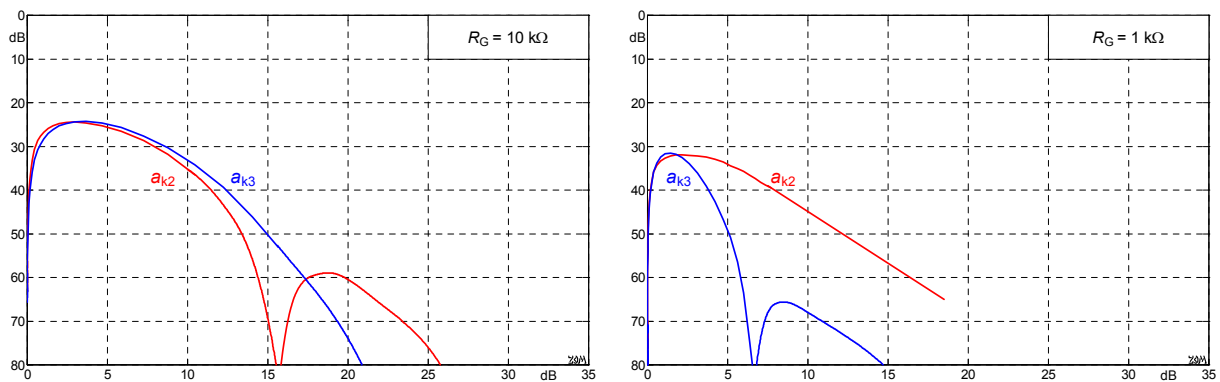


Abb. 6: Wie Abb. 4, aber mit Gegenkopplung (BF 245C).

Eine bekannte Anwendung für steuerbare JFETs ist der MXR Phaser "Phase 90". Bei ihm bilden 4 JFETs einen steuerbaren Allpass 4. Ordnung, mit dem ein zeitvariantes Kammfilter realisiert wird [2]. Ganz ähnlich im Oberheim PS-1, nur dass hier ein Allpass 6. Ordnung zur Anwendung kommt. Überraschend: Bei beiden Geräten sind die JFETs nicht gegengekoppelt. Weil man damit noch keine Erfahrungen hatte – oder weil man sich den individuellen Abgleich sparen wollte? Doch nicht alle Phaser mussten auf Gegenkopplung verzichten: Die 4 JFETs des Ross-Phasers waren gegengekoppelt, wie auch die (rekordverdächtigen acht!) JFETs des Roland AP-7. Die prinzipielle Phaserschaltung wird hier nicht vorgestellt, siehe hierzu [2].

Ein Klassiker mit einem JFET als steuerbaren Widerstand ist der Urei-Kompressor. Er hat die Studiotechniker so überzeugt, dass es inzwischen digitale Nachbildungen (Plugins) gibt, die sein Verhalten mit allen (auch nichtlinearen) Eigenschaften detailgetreu kopieren.

Alternativen zum gesteuerten JFET

Der LDR [1] wurde schon erwähnt, die **Regelpentode** auch. Ihre Steilheit [3] ändert sich über einen weiten U_{g1} -Bereich sehr gleichmäßig, sodass durch Überlagerung einer Steuerspannung (d.h. durch Arbeitspunktverschiebung) die Verstärkung variiert werden kann (**Abb. 7**, **Abb.8**).

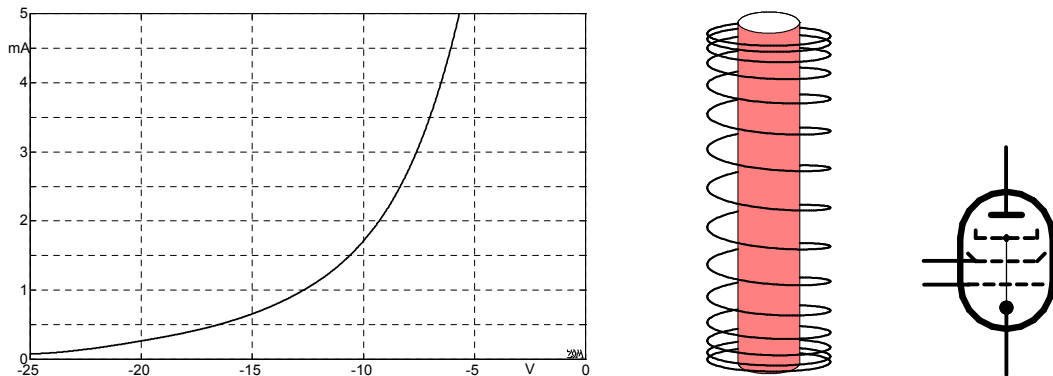


Abb. 7: EF83, Übertragungskennlinie (links), Kathode und Steuergitter-Wendel (Mitte), Schaltbild (rechts).

Die spezielle Übertragungscharakteristik wird durch eine ortsabhängige Steigung des Gitterwendels erreicht. Bei stark negativem Gitter sperren die engen Gitterwendel den Elektronenfluss fast vollständig, die wirksame Kathodenfläche wird dadurch verkleinert.

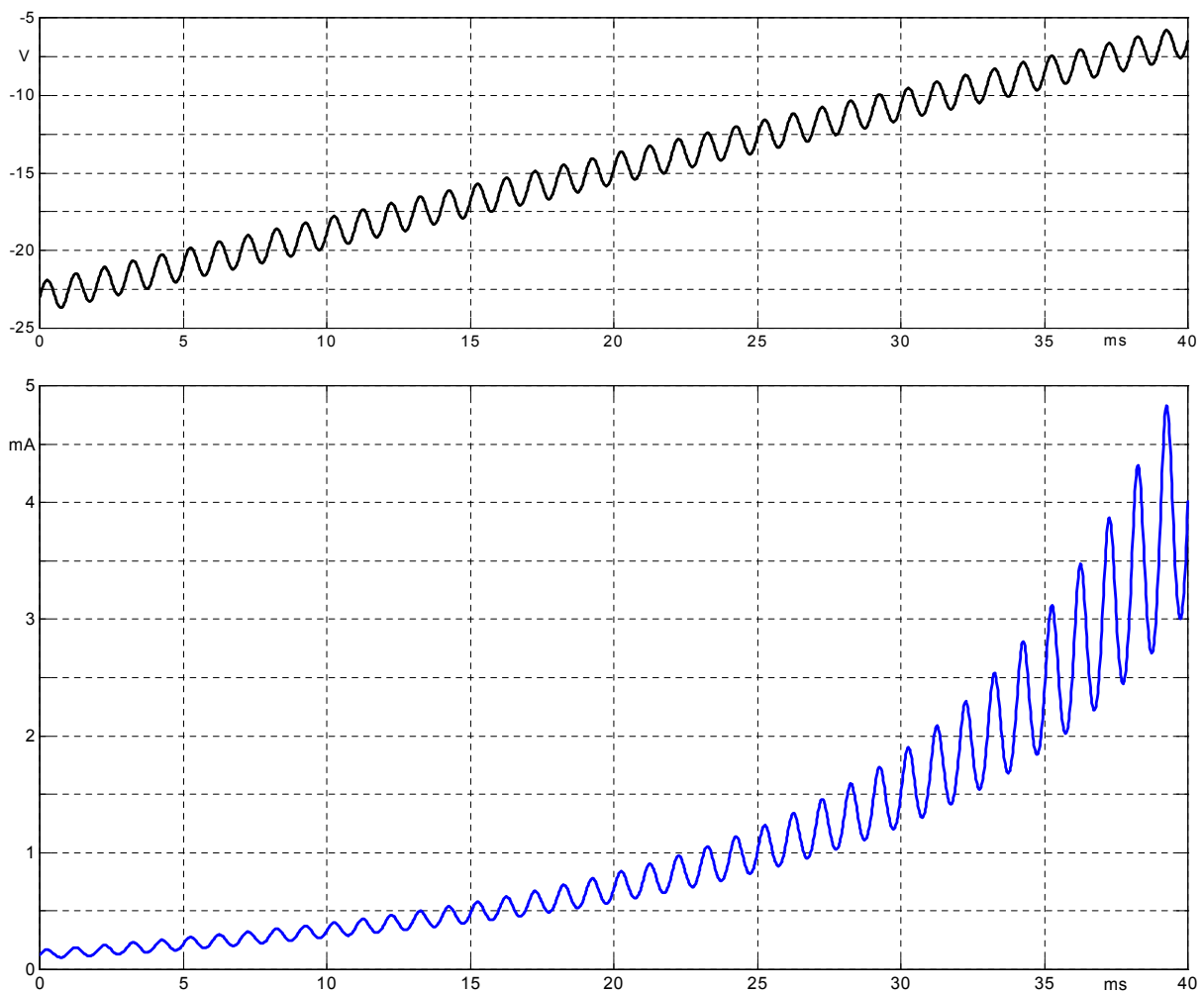


Abb. 8: U_{g1} -Verlauf (Sinus + Rampe, oben), zugehöriger Anodenstrom (unten); $U_{g2} = 100$ V.

Eine andere Möglichkeit, die Verstärkung elektronisch zu steuern, bietet das Schirmgitter (g_2) einer Pentode: mit zunehmender Schirmgitter-Spannung nimmt die Steilheit zu, und damit auch die Verstärkung. Perfektioniert wurde diese Zweigitter-Mischung bei den Hexoden und Heptoden (z.B. EH 2, EH 90): sie boten zwei Steuergitter an, womit näherungsweise ein **Zweiquadranten-Multiplizierer** realisiert wurde. Die Verstärkung ließ sich damit elegant steuern, ihr Vorzeichen blieb aber unverändert, Phaseninversion war nicht möglich. Deshalb "Zweiquadranten". Heptoden waren in den besseren Radioapparaten gebräuchlich, in Gitarrenverstärkern kamen sie nicht zum Einsatz. Vor der LDR-Ära behalf man sich mit damit, dass der Arbeitspunkt einer Triode (selten: einer Pentode) hin- und hergeschoben wurde. Dass damit dem NF-Signal eine starke LFO-Komponente überlagert wurde, musste ein (zumeist sehr primitiver) Hochpass ausbügeln. Verbesserte Schaltungen machten auch vom Gegentaktprinzip Gebrauch, bei dem das Nutzsignal verdoppelt, das LFO-Signal kompensiert wird. Die Kombination Verstärker-Röhre + steuerbarer JFET war ungebräuchlich; denn als der JFET in Produktionsmengen verfügbar war, hatte sich der LDR schon etabliert.

Eine Methode, die schon in Richtung Digitaltechnik tendiert, ist die Pulsweiten-Modulation (PWM, auch Pulsdauer-Modulation PDM genannt). Frühe EMT-Kompressoren nutzen das Verfahren, bei dem das Signal hochfrequent mit variablem Tastverhältnis zerstückelt und über einen Tiefpass wieder zusammengesetzt wird. Die Qualität war gut, der Aufwand hoch.

Vonseiten der Mathematik wurde der Log/Delog-Multiplizierer beige-steuert. Er beruht auf der einfachen Regel, dass eine Exponentialfunktion mit Offset in ein Produkt umgeformt werden kann: $e^{a+b} = e^a \cdot e^b$. Zuerst wurde das Signal logarithmiert $x \rightarrow \lg(x)$, dann ein Offset hinzuaddiert $\lg(x) + K$, dann delogarithmiert $\exp(\lg(x) + K) = x \cdot e^K$. Das Verfahren ist nicht ganz trivial, weil \lg und \exp nur einseitig definiert sind und geeignet erweitert werden müssen, mit etwa Aufwand ist aber ein befriedigendes Ergebnis erreichbar.

Das Nonplusultra der Nachröhren- und Vordigital-Ära war der integrierte Vierquadranten-Multiplizierer. Auch heute sind derartige ICs noch im Einsatz, z.B. Analog Devices AD633. Preiswertere Alternativen: der OTA (z.B. CA3080), oder, mit Einschränkung, der Verstärker mit programmierbarer Verstärkung (PGA).

Literatur:

- [1] Zollner M.: Der LDR als steuerbarer Widerstand, www.gitarrenphysik.de
 [2] Zollner M.: Steuerbare Allpässe – Uni-Vibe & Co., www.gitarrenphysik.de
 [3] Zollner M.: Physik der Elektrogitarre, www.gitarrenphysik.de

Fachartikel in www.gitarrenphysik.de	13 Die Basswiedergabe beim Studio-Monitor
1 Gitarren-Lautsprecher	14 Vom Sinn und Unsinn der CSD-Wasserfälle
2 Studio-Lautsprecher	15 Artefakte bei Wasserfall-Spektrogrammen
3 Welche ECC83 darf's denn sein?	16 Equalizer und Allpässe, Teil 1 – 3
4 Reamping and Reguitaring	17 Studio- und Messmikrofone, Teil 1 – 5
5 Gitterstrom bei Trioden	18 Die Dummy-Load als Lautsprecher-Ersatz
6 Der Verzerrer	19 Nichtlineare Modelle
7 Der Range-Master rauscht	20 Wie misst man Elkos?
8 Raumakustik	21 Der Lautsprecher-Phasengang
9 Saitenalterung	22 Negative Gruppenlaufzeit
10 Lautsprecherkabel	23 Der LDR als steuerbarer Widerstand
11 Schaltungsvarianten für das Reguitaring	24 Steuerbare Allpässe – Uni-Vibe & Co.
12 Verzerrungen: gerade oder ungerade?	25 Der JFET als steuerbarer Widerstand