



Simulation von Schaltungen mit Elektronenröhren

mit dem Netzwerkanalyseprogramm PSpice®

Schriftenreihe

**Bericht Nr. 02.1
Die Hochvakuum-Triode
mit Basisanwendungen**

Prof. Dr.-Ing. Walter Schumacher

Emden, 26.06.2019
Version: 0.64



Quelle: Internet

Vorwort zum 2. Bericht

Ziel der Dokumentationsreihe ist es, so naturgetreu als möglich, Röhrenschaltungen aus Lehr-, Hand-, Radiobaubüchern und Zeitschriften der „klassischen Röhrenzeit“ auf dem Computer nachzubilden. Das Gewicht wurde hier vorwiegend auf die möglichst einfache Umsetzung von Daten alter Röhren aus der Zeit vor dem 2. Weltkrieg mit dem Schematics Editor von PSpice® aus der Studenten-Ver. 9.1 gelegt.

Im Fokus dieses Berichts ist die Dokumentation eigener PSpice®-Analysen von Schaltungen mit Trioden. Behandelt wird die Funktion der Hochvakuum-Triode (speziell der RE084 aus den 30er-Jahren des letzten Jahrhunderts) und ihre charakteristischen Kennlinien. Wesentliche Quellen für die Beschreibung stammen vor allem aus privaten Buchbeständen und Internet Recherchen. Alle benutzten Bücher, Zeitschriftenartikel, Internetrecherchen, usw. sind im Literaturverzeichnis aufgelistet.

Auf Herleitungen wurde verzichtet, sie findet man zahlreich in der Literatur. Ausführlich wird auf Quellen verwiesen. So finden wir z.B. die aktuellste Beschreibung der Röhrenfunktion von Diode bis Pentode u. mehr als fünf Elektroden inklusive der mathematischen Modellierung und der Simulation (von Audioverstärker- Schaltungen) mit SPICE® bei Alexander Potchinkov [1]. Es ist eine der bedeutendsten Quellen dieser Röhrenberichte überhaupt. Eine andere Quelle mit Schlüsselfunktion sind die Artikel von Koren [2] von 1996 und M.Leach [3] von 1995.

Eine weitere ausgezeichnete Quelle mit umfangreichem Material zur Simulation von Röhrenschaltungen mit Trioden und Pentoden mit LTSpice® fand sich bei Andre Adrian [4].

Alle genannten Autoren u.a. m. untersuchen Röhrenschaltungen ausschließlich mit dem Fokus auf relativ modernen Audio- Verstärkern. Das ist in diesen Berichten anders. Hier liegt die Anwendung auf dem Gebiet der Hochfrequenztechnik, auf Empfänger- und Senderschaltungen im Vordergrund. Die größte Bedeutung der Berichte liegt im Erkennen und Verstehen einer Schaltungsfunktion, kurz gesagt: „Der Aha-Effekt“.

Vorwort zur 1. Ergänzung

Letztendlich wurde im Manual der Fa. OrCAD®, Psug.pdf [5] unter dem Kapitel Control system parts, „An instantaneous device example: modeling a triode“ die Darstellung der Triode mittels Komponenten aus der abm.slb gefunden. Ein Auszug der entscheidenden Seiten befindet sich im Anhang. Die Manual-Ausgabe ist datiert auf 1989. Es ist unklar, ob die o.g. Autoren sich auf das Handbuch bezogen und das dort gefundene verbessert haben oder umgekehrt, ob die Fa. OrCAD® die Ergebnisse für ihr Handbuch benutzt hat.

Das Literaturverzeichnis wurde um einige Einträge gegenüber dem ersten Bericht erweitert z.B. aus jüngeren Internetrecherchen: [6] Triode Calculator und [7] PSPICE Triode Calculator, A software tool for the creation of triode SPICE models.

Vorwort zur 2. Ergänzung

Als letzte Neuerung wurde das „Klirren“ der Triode in der Audiotechnik untersucht. Die Idee dazu kam bei der Betrachtung der charakteristischen Zeitdiagramme der NF-Ausgangsspannung des Audions und dort die speziellen Welligkeiten bei der rechteckähnlichen NF- Modulation.

Bericht Nr. 02 Die Hochvakuum-Triode

Inhalt

1.	Die Hochvakuum-Röhrentriode.....	5
1.1	Allgemeines zur Triode, Geschichtliches, Info-Quellen u.a.m.....	5
1.2	Allgemeine Funktion und Kenngrößen der Hochvakuumtriode	7
1.3	Mathematische Modellformeln der Triodenkennlinie in PSpice®	12
2.	Das physikalische Triodenmodell. Die Kennlinienformel	12
2.1	Manuelle Bestimmung der Kennlinienparameter mit EXCEL®	13
2.1.1	Verwendete Daten, abgelesen aus dem Kennlinienbild Abb. 10.....	15
2.1.2	Lösungen der Gleichungen. Ergebnisse mit Startwerten	15
2.1.3	Lösungen der Gleichungen. Ergebnisse nach manuellen Optimierungsversuchen	15
2.1.4	Die Umsetzung der Triodenkennlinie in PSpice®-Bausteine	16
2.1.5	Test der PSpice®- Realisierung des Physikalischen Röhrenmodells	16
2.1.6	Einbinden der Parameter in die PSpice Tube.LIB	18
2.1.7	Trioden-Modell aus dem OrCAD® Manual	19
2.2	Aktuelle Daten der Triode RE084 nach der Simulation mit PSpice®	20
2.3	Kontrolle der Barkhausen-Röhrenformel.....	26
3.	Das Heuristische Triodenmodell	27
3.1	Das Heuristische Modell nach Koren.....	27
3.2	Einbindung in die TUBE.LIB.....	29
4.	Bewertung der Unterschiede	30
5.	Klassische Anwendungen	32
5.1	Der Breitband- Spannungsverstärker	32
5.1.1	DC-Analyse. Aussteuerkennlinie.....	33
5.1.2	AC- Analyse. Frequenzgang, Bode Diagramm	33
5.1.3	Transientenanalyse. Linearität und Klirrfaktor.....	34
5.2	Der Schmalbandverstärker für Hochfrequenz.....	35
5.2.1	Zweikreis Geradeaus-Empfänger	35
5.2.2	Frequenzgang des Geradeaus-Empfängers mit AC-Analyse	36
5.3	Das Audion als AM- Demodulator. Gittergleichrichtung.....	37
5.3.1	Funktionsweise.....	37
5.3.2	Transientenanalyse des Audion-Demodulators. Tonfunk.....	39
5.3.3	Transientenanalyse der Audion-Demodulators bei Tastfunk.....	42
5.4	Spezifisches NF-Klirren aufgrund der Trioden-Kennlinie	45
5.4.1	Schaltung zum Test der speziellen Verzerrungen	45
5.4.2	DC-Sweep-Analyse.....	46

5.4.3	Ergebnisse im Zeitbereich	47
5.4.4	Ergebnisse im Frequenzbereich	47
5.4.5	Ergebnisse im Zeitbereich bei Rechtecksignal mit 5 kHz-Bandbreite	49
6.	Nachlese, Erkenntnisse, kurze Zusammenfassung.....	49
7.	Verzeichnisse.....	51
7.1	Literaturverzeichnis.....	51
7.2	Abbildungsverzeichnis.....	54
7.3	Formelverzeichnis.....	55
7.4	Abkürzungsverzeichnis	55
8.	Anhang.....	57
8.1	Datenblatt-Auszug Telefunken RE084.....	57
8.2	Datenblatt RL12T2 Leistungstriode	58
8.3	Tabelle der Eingangs-Kennliniendaten.....	60
8.4	Klirrfaktor-Daten BBAMP	61
8.5	Datenauszug zur Barkhausen-Röhrenformel $S \cdot R_i = \mu$	62
8.6	Auszug aus dem PSpice® User Guide (1998)	63
8.7	Batterieempfänger mit RE084.....	66

1. Die Hochvakuum-Röhrentriode

1.1 Allgemeines zur Triode, Geschichtliches, Info-Quellen u.a.m.

Die Hochvakuum-Röhrentriode ist eines der ältesten bekannten elektronischen Bauelemente zur externen Steuerung von Elektronenströmen.

Im Prinzip wird der Anodenstrom einer Diode mit einer zusätzlichen Elektrode, dem „Steurgitter“ unter gewissen Bedingungen sogar leistungslos beeinflusst. Damit konnte man z.B. Spannungen x-fach verstärken. Durch Kettenschaltung mehrerer solcher Verstärkerstufen ließen sich enorm hohe Gesamtverstärkungen realisieren, was sehr empfindliche Empfänger zu bauen erlaubte.

Nach [8] wurde die Elektronenröhre von zwei Erfindern unabhängig voneinander entwickelt:

Lieben, der ausdrücklich in seinem Patent die Verstärkung des elektrischen Signals als Erfindungszweck beim Patentamt des Deutschen Reiches nennt und der US-amerikanische Erfinder Lee de Forest. Er meldete die gasgefüllte Audionröhre am 25. Oktober 1906 als Röhre mit einer zusätzlichen dritten Elektrode als Steurgitter zur verlustlosen Steuerung des Anodenstroms, zum Patent an. Quelle: https://de.wikipedia.org/wiki/Elektronenröhre_-_cite_note-7

Lieben und De Forest führten einen jahrelangen Rechtsstreit.

Mehr Information über Vakuum-Röhren mit mehreren Elektroden findet man hinter dem Link: https://de.wikipedia.org/wiki/Elektronenröhre#Weitere_Elektroden [9].



Abb. 1 Ansicht Triode mit Verpackung nach [10]

Bildquelle von Abb. 1 ist [10]¹.

Ansichten von Trioden unterscheiden sich äußerlich nicht von Bildern der Dioden. Alle neuzeitlichen Quellen über Simulation von Röhrenschaltungen verwenden moderne Trioden wie z.B. Typen ECC81 bis ECC88- nur zur besseren Analyse von Audioverstärkern. Man möchte deren Eigenschaften wie verfügbare Leistung, Klirrverhalten, usw. vorhersagen. In diesem Bericht werden solche Röhren im Wesentlichen zu Vergleichszwecken für die Übereinstimmung verschiedener mathematischer Formulierungen behandelt. Der Fokus liegt auf dem grundlegenden Verständnis typischer Röhren-

schaltungen und insbesondere auf der Simulation von Schaltkreisen aus der Anfangs- und Blütezeit der Röhren (also der Mitte des 20. Jahrhunderts). Alte Fachbücher und Radiozeitschriften, speziell der Zeit nach dem 2. Weltkrieg, lieferten reichlich Material. Ganz oft kommen dort für Hochfrequenzzwecke Pentoden, wie die RV12P2000 in hochwertigen Wehrmachtsgeräten, später, bis in die 60er-Jahre des letzten Jahrhunderts im zivilen Rundfunkbereich zum Einsatz. Die bis heute verwendeten Trioden der ECC81- Reihe wurden damals gerade entwickelt. Ein Datenblatt von Telefunken² ergab Angaben über Eigenschaften und Einsatzbereich der speziellen Hochfrequenz-Triode RE084.

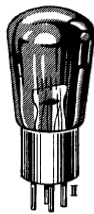
Aufgrund der gefundenen „guten“ HF- Eigenschaften wurde beschlossen, diese Triode als Stellvertreter für „Alte Trioden“ und als Vorlage für diesen Bericht zu verwenden, ihre Kennlinien und Daten aus den Unterlagen mit den Methoden aus Bericht #01 zu ermitteln und sie in die PSpice[®]-Bibliothek TUBE.LIB zusätzlichen zu den modernen Röhrentypen aufzunehmen.

¹ <http://www.jogis-roehrenbude.de/Roehren-Geschichtliches/Trioden/RE084/3.jpg>

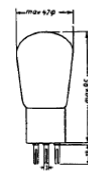
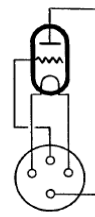
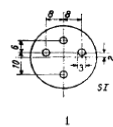
² Quelle: <http://www.jogis-roehrenbude.de/Roehren-Geschichtliches/Trioden/RE084/RE084.pdf> (12.06.18)

Der Auszug aus dem Telefunken Datenblatt der RE084 in Abb. 2 zeigt neben dem Zweck als „Audionröhre“, die Ansicht, das Sockelschaltbild, wichtige Betriebsdaten, Kennlinien, die Begriffe Steilheit, Durchgriff und Verstärkungsfaktor.

Audion-Röhre **RE 084**



Fadenspannung 3,8-4 Volt
 Heizstrom ca. 0,085 Amp.
 Anodenspannung max. 150 Volt
 Steilheit ca. 2,0 mA/V
 Durchgriff ca. 6%
 Verstärkungsfaktor $= \frac{1}{D} = \text{ca. } 16$
 Anodenstrom siehe Charakteristik
 Sockelanordnung (vgl. S. 139/1)
 Sockelschaltung (vgl. S. 140/1)
 Kolbengröße (vgl. S. 142/II)



Nr. 1

II

Codewort: nsoms

Abb. 2 Auszug aus dem Telefunken Datenblatt der RE084 (1.Seite im Anhang)

Unter dem Link [11] findet man in einer Tabelle mehr Daten, auch zu ähnlichen frühzeitlichen Telefunken-Röhren. Der Auszug davon zeigt für die RE084 allerdings schlechtere Kenndaten. Jedoch erklärt sich das relativ schnell, denn die Heizung ist dort mit 0.375 W (1.5 V; 250 mA) angegeben.

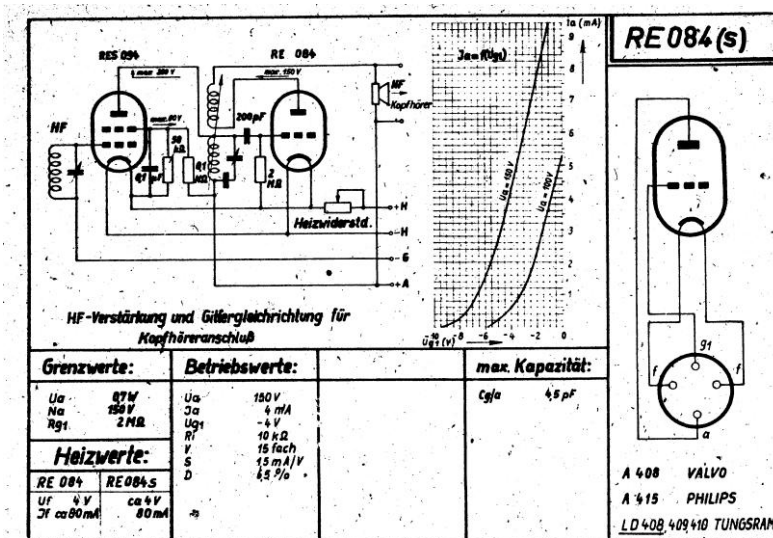


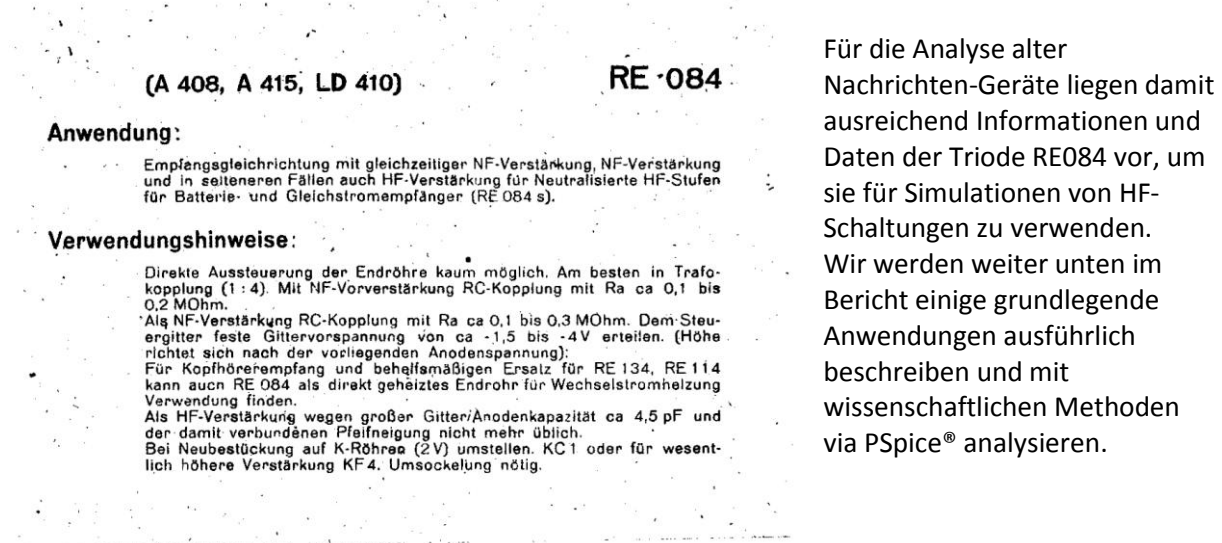
Abb. 3 Vorderseite der RE084- Karteikarte (11)

Anwendung als Audion (Schaltplan) in Abb. 3 zu sehen. Für die Bestimmung der Daten der Anodenstromformeln werden wir in Kapitel 2 und 3 diese Kennlinien verwenden. Vertauschte Angaben enthält das Arbeitsblatt bezüglich des Grenzwertes für die Verlustleistung $N_a = 0.7 \text{ W}$ und der maximal zulässigen Anodenspannung von 150 V.

Im Bereich der Anodenspannung 50 V bis 100 V ist die Steilheit 0.5 mA/V, der Durchgriff ca. 30% und der Innere Widerstand 67 kΩ. Wir verwenden diese Daten wegen der ungewöhnlichen Betriebsweise nicht weiter, da sie möglicherweise fehlerhaft sind. Die RE084-Kennlinie und eine Anwendung als Audion ist auch in der Röhrenkartei [12] enthalten. Die Vorderseite der Karte mit $I_a(U_g)$ -Kennlinien für 100 V u. 150 V Anodenspannung, Sockelbild,

sowie Grenz- und Betriebsdaten sind in Abb. 2, Abb. 3 und die

Die Rückseite, Abb. 4 enthält Verwendungshinweise und mehr Details.



Für die Analyse alter Nachrichten-Geräte liegen damit ausreichend Informationen und Daten der Triode RE084 vor, um sie für Simulationen von HF-Schaltungen zu verwenden. Wir werden weiter unten im Bericht einige grundlegende Anwendungen ausführlich beschreiben und mit wissenschaftlichen Methoden via PSpice® analysieren.

Abb. 4 Rückseite der RE084- Karteikarte [12]

1.2 Allgemeine Funktion und Kenngrößen der Hochvakuumtriode

Eine gute, sich selbst durch Texte im Bild erklärende Beschreibung der Triodenfunktion wurde bei Schadow [13] mit der Tafel 47 gefunden (Abb. 5). Die Bezeichnung der Ströme ist leider J statt der heutigen Bezeichnung I. Wesentliche Erkenntnisse aus der Abb. 5 sind:

- * Bildteil oben links: In der Röhre fließt der Anodenstrom I_a zwischen Katode und Anode. Er wird durch die Spannung am Gitter gesteuert. Als Strom-Anzeige dient ein Milliampere-meter.
- * Bildteil oben rechts: Wir unterscheiden zwei Stromkreise: Gitterkreis (Steuerkreis mit geringer Spannung) zwischen Gitter und Katode und Anodenkreis, an dem die verstärkte Spannung auftritt. Der erforderliche Arbeitswiderstand fehlt.
- * Bildteil Mitte rechts erläutert, was bei Ansteuerung mit negativer Gitterspannung geschieht: Die Steuerung geschieht leistungslos solange das Steuergitter negativ bleibt. Der Parallelschwingkreis zwischen Gitter und Katode wird dann wenig belastet. Entsprechend erreicht man höhere Schwingkreisgüte.
- * Bildzeile unten erklärt, wie sich die Ausführung der Wendelung (Steigungswinkel) des Steuergitterdrahtes auf die Eigenschaft „Durchgriff“ auswirkt. Je enger die Wicklung, desto geringer kann die Anodenspannung „durchgreifen“.

Die typische Gitterspannungs- Anodenstrom- Kennlinie $I_a = I_a(U_{gk}, U_a)$ der Triode beschreibt Schadow [13] in seiner Tafel 48 in Abb. 6. Besonders anschaulich werden dort im oberen Bildteil die Kenngrößen Steilheit, Durchgriff und Innenwiderstand mithilfe der Steuerkennlinie grafisch erläutert und konkret mit Zahlen belegt. Im unteren Bildteil wird die Entstehung von nichtlinearen Verzerrungen aufgrund der Arbeitspunktlage auf der Kennlinie erklärt.

Die Röhrenkenngrößen Steilheit, Durchgriff und Innenwiderstand sind elementar und gelten auch für Mehrgitterröhren wie Tetroden und Pentoden.

Die Definitionen der Röhrenkenngrößen sind:

Steilheit S:

Gl. 1 Steilheit der Anodenstrom-Gitterspannungskennlinie. Definition:

$$S = \Delta I_a / \Delta U_g \quad (\text{Änderung des Anodenstroms} / \text{Änderung der Gitterspannung})$$

Durchgriff D:

Gl. 2 Durchgriff. Definition

$$D = \Delta U_g / \Delta U_a \quad (\text{Änderung der Gitterspannung} / \text{Änderung der Anodenspannung}).$$

Verstärkungsfaktor μ :

Der Kehrwert des Durchgriffs ist, wie man an der Definition leicht sieht, die Angabe, um wie viel Volt sich die Ausgangsspannung bei Variation der Gitterspannung ändert.

Gl. 3 Definition des Spannungsverstärkungsfaktors

$$\mu = \Delta U_a / \Delta U_g$$

Innenwiderstand der Röhre als Strom-, bzw. Spannungsquelle:

Gl. 4 Innenwiderstand der Triode. Definition

$$R_i = \Delta U_a / \Delta I_a \quad (\text{Änderung der Anodenspannung} / \text{Änderung des Anodenstroms})$$

Eine wichtige Erkenntnis aus der $I_a(U_g, U_a=\text{const})$ - Kennlinie in Abb. 6 ist, dass sich die Steilheit S allein aus dieser Kennlinie bestimmen lässt, während für die Bestimmung von Durchgriff und dem Innenwiderstand zwei $I_a(U_g, U_a=\text{const})$ - Kennlinien mit unterschiedlichen Anodenspannungen notwendig sind. Man erkennt das daran, dass in den Formeln Gl. 2 und Gl. 4 das ΔU_a auftritt.

Inhaltlich greift der untere Bildteil von Abb. 6. Dort wird die Anwendung der Triode als einfacher Verstärker demonstriert. Gezeigt wird, wie der Arbeitspunkt gewählt werden muss, damit wenig Signalverzerrungen auftreten. Die Art der Verzerrungen wird deutlich. Wir werden diese Darstellung später im Kapitel über den Breitbandverstärker aufgreifen und mit Simulationen untermauern.

In Abb. 7 sind mehrere Kennlinienbeispiele für den Anodenstrom $I_a(U_g, U_a=\text{const})$ zu sehen.

Weiter wird im Lehrbuch „Die Grundlagen der Funktechnik für den Soldaten“ von Dr.-Ing. R. Bachström [14] von 1940 die Triodenfunktion anhand von Messschaltungen erklärt (Abb. 8) und bei Möbius [15], im Lehrbuch für angehende Funkmeister, ist besonders die Erklärung des Begriffs „Steilheit“ bemerkenswert.

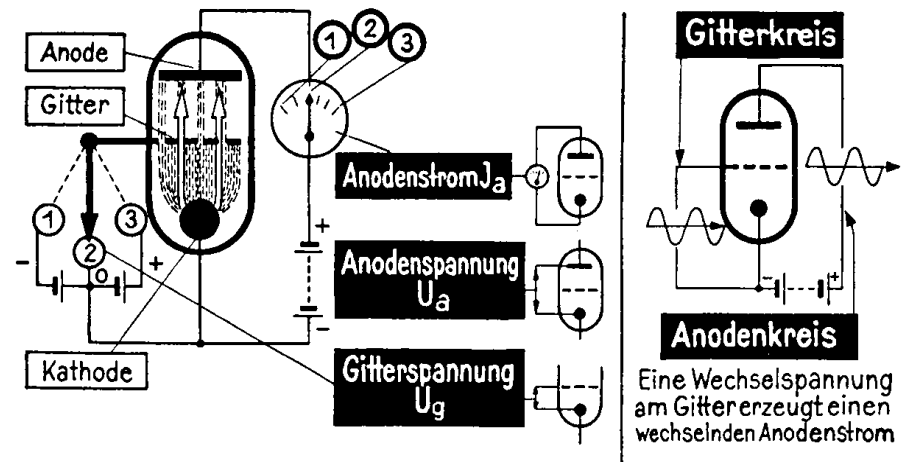
Die charakteristischen Kenngrößen der Triode ergeben als Produkt ‚Eins‘:

Gl. 5 Die Röhrenformel nach Barkhausen [16] und [17]

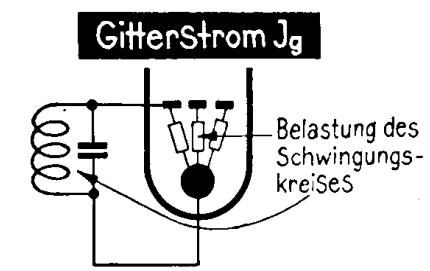
$$S \cdot D \cdot R_i = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_g} \cdot \frac{\Delta U_g}{\Delta U_a} \cdot \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a} = 1$$

Mithilfe der Röhrenformel lassen sich z. B. später die Ergebnisse zu den Parametern kontrollieren.

Dreipolröhren

TAFEL
47


Bei positiver Gitterspannung (selbst bei negativer bis etwa -1 Volt) wirkt das Gitter auch teilweise als Anode: im Gitterkreis fließt ein Elektronenstrom, der



Im allgemeinen ist der Gitterstrom unerwünscht, nach dem Ohmschen Gesetz $R = \frac{U_g}{J_g}$ stellt er eine Belastung dar. Soll das Gitter von einer Wechselspannung gesteuert werden, die keine Belastung verträgt, so ist eine negative Vorspannung nötig, die größer als der Scheitelwert der Gitterwechselspannung ist.

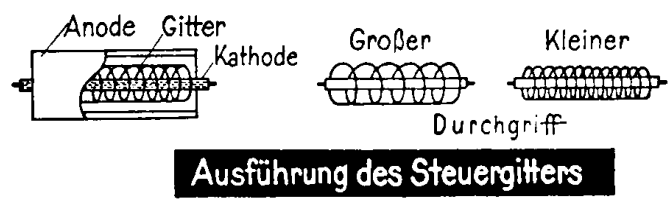
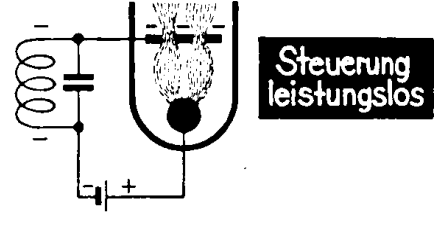


Abb. 5 Aufbau und Funktion der Triode nach Schadow [6]

Gitterspannungs- Anodenstromkennlinie

TAFEL
48

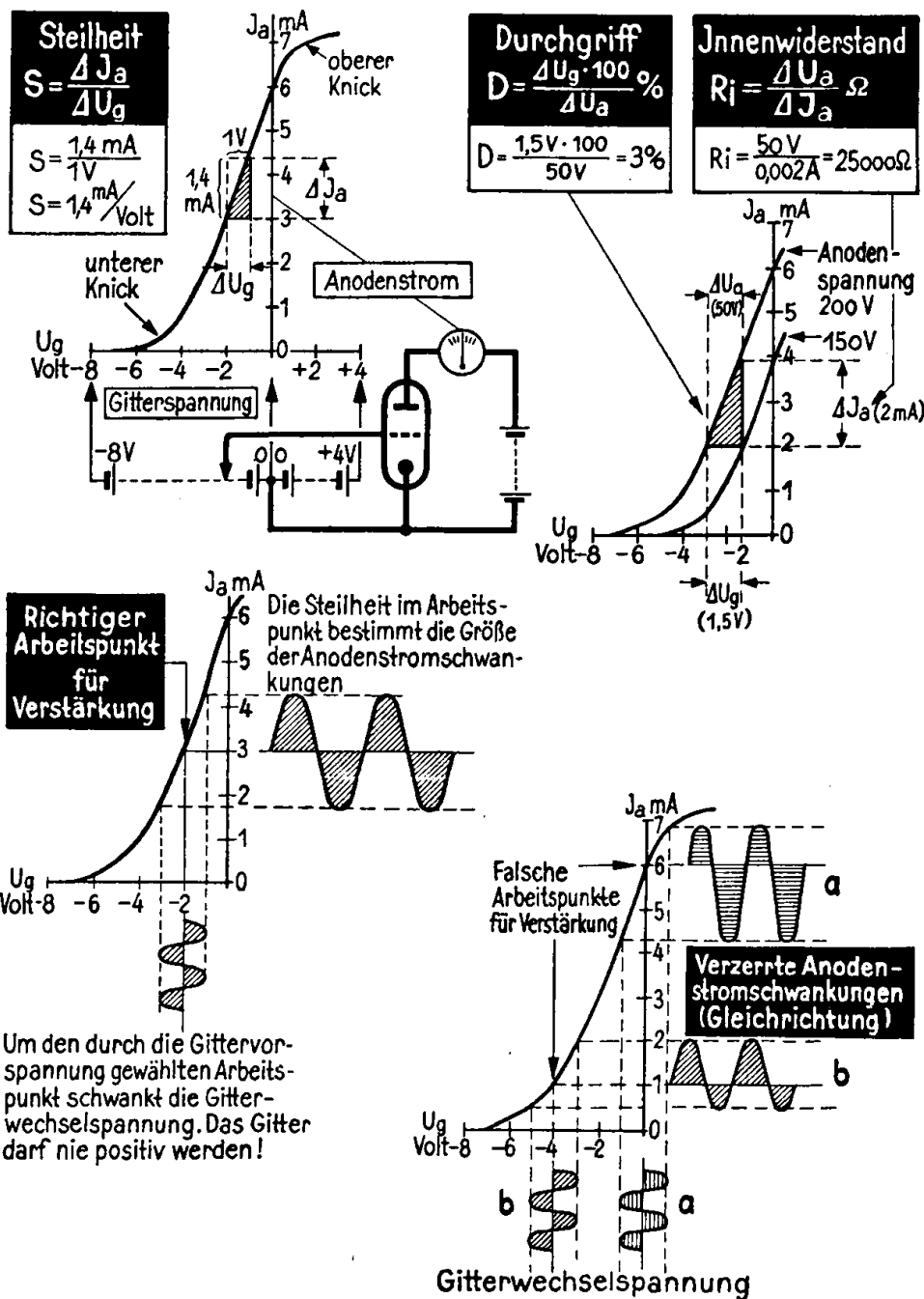


Abb. 6 Gitterspannungs- Anodenstromkennlinie der Triode nach Schadow [13]

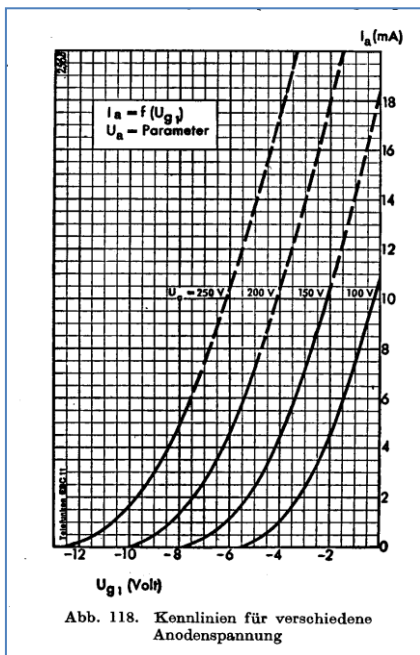


Abb. 7 $I_a(U_g)$ - Kennlinien für verschiedene Anodenspannungen

Im rechten Bildteil von Abb. 8 wird die zweite wichtige Kennlinienform, die Anodenstrom-Anodenspannungskennlinie $I_a(U_a)$ mit der Gitterspannung als Parameter gezeigt.

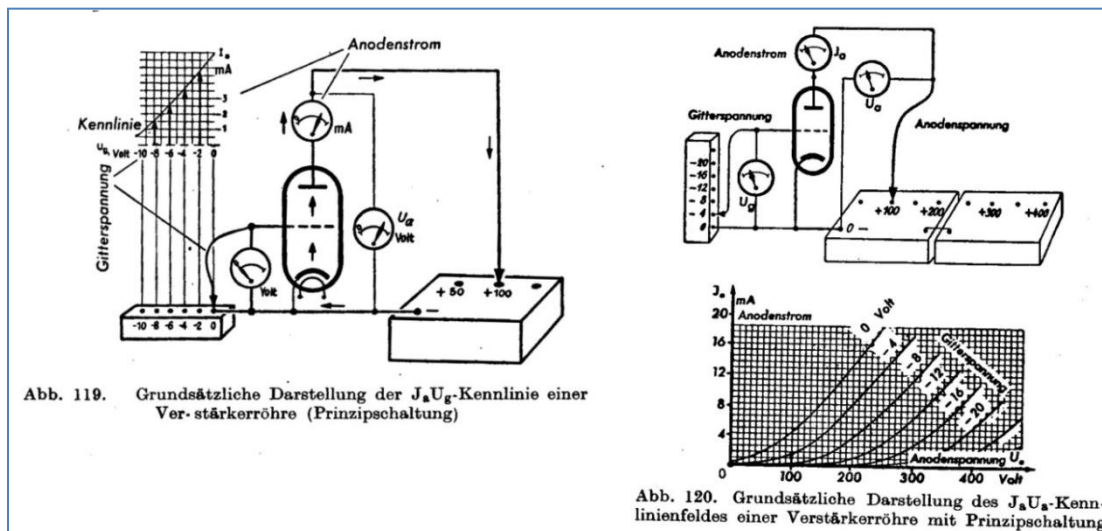


Abb. 8 Darstellungen für Anodenstrom als Funktion von der Anodenspannung. $I_a = FKT(U_a)$ [14]

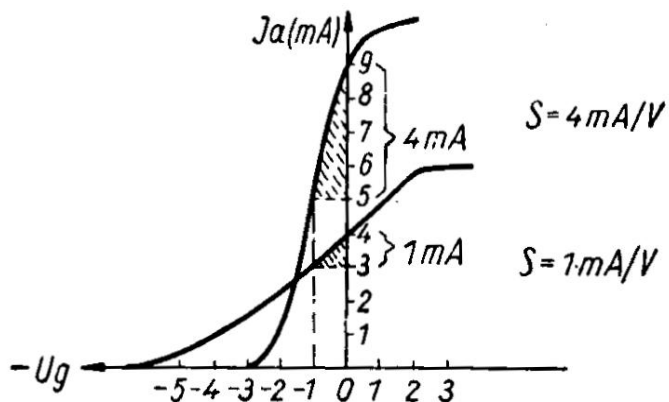


Abb. 9 Darstellung zur Bedeutung der Steilheit nach Möbius

1.3 Mathematische Modellformeln der Triodenkennlinie in PSpice®

Die Formeln für die Berechnung des Anodenstroms als Funktion von der angelegten Anodenspannung und der Spannung zwischen Steuergitter und Katode sind in vielen Literaturstellen ausführlich hergeleitet.

Es gibt in der PSpice®-Modellierung derzeit zwei Methoden, eine „Formel“ für eine Triodenkennlinie zu realisieren:

- Die Methode über physikalische Gegebenheiten. Meistens bezieht sich dieser Weg auf die oft vorkommende konzentrische Anordnung der Elektroden [18]. So ist das bei dem M. Leach [3]-Modell, mit dem wir bei unseren alten Röhren bevorzugt arbeiten. Drei Parameter sind in der Anodenstromformel enthalten.
- Über Heuristische Methoden [9].

Die Heuristische Methode beruht auf dem Prinzip „Versuch und Irrtum (Trial and Error)“, Heuristische Verfahren basieren auf Erfahrungen, dem Glück/ Zufall, eine Formel gefunden zu haben, die sich dem Zweck hervorragend anpassen lässt. Das heuristische Röhrenmodell wurde von N. Koren [2] zuerst dokumentiert. Sein Prinzip: Der zentrale Term der physikalischen Methode wird durch einen „geeigneten“ algebraischen Ausdruck mit fünf Parametern ersetzt. Der Formelausdruck in Kap. (3.1), erscheint sonderbar, aber in der Simulation zeigt sich gute Übereinstimmung zwischen Praxis und Theorie. Im Kap. 4 werden die Unterschiede zwischen der physikalischen Formel und der heuristischen bewertet.

Alle Formeln enthalten Parameter und Konstanten, deren Werte durch Messungen an realen Trioden vor langer Zeit ermittelt wurden. Die Messergebnisse finden wir in Datenblättern, die wir fast ausnahmslos heute im Internet finden. In diesem Bericht wird die Möglichkeit zur Bestimmung der Formelparameter aus einem Kennlinienbild benutzt.

2. Das physikalische Triodenmodell. Die Kennlinienformel

Die Rechnung des Anodenstroms I_a als Funktion von der angelegten Anodenspannung U_a und der Steuerspannung am Gitter basiert auf elektrodynamischer Feldtheorie in koaxialen Metallstrukturen, bei denen sich die Katode im Zentrum befindet, das Gitter als Drahtwendel die Katode umschließt und bei denen die Anode außen alles umschließt. Barkhausen[16] geht im Raumladungsbereich des Anodenstroms von der Formel der Diodenkennlinie aus Bericht 1 (Röhrendiode) aus, ersetzt jedoch die Anodenspannung durch eine Steuerspannung U_{st} . Die Steuerspannung umfasst die angelegte Spannung zwischen dem Gitter und der Katode U_{gk} und den Spannungsanteil $D \cdot U_{ak}$ der von der Anodenspannung U_{ak} her durch das Gitter quasi „durchgreift“. Der Faktor D wird deshalb als „Durchgriff“ bezeichnet. Bei einer idealen Triode ($D=0$) würde der Kathodenstrom nur von der Spannung U_{gk} beeinflusst. Bei der realen Triode gibt der Durchgriff im Prinzip als Zahl an, wie viel schwächer die Anodenspannung als die Gitterspannung den Kathodenstrom beeinflusst. Der Kehrwert des Durchgriffs wird als **Spannungsverstärkungsfaktor μ** bezeichnet (siehe oben). In guter Näherung kann man *analytisch* die Formel Gl. 6 für den Anodenstrom schreiben:

Gl. 6 -Formel für den Anodenstrom I_a der Triode im Raumladungsbereich nach Barkhausen[16]

$$I_a(U_g, U_{ak}) = k \cdot (U_{st})^{EX}$$

mit der Steuerspannung $U_{st} = U_{gk} + D \cdot U_{ak}$ und der Randbedingung $U_{st} \geq 0$, sonst $I_a(U_g, U_{ak}) = 0$

Bedeutung der Formelgrößen: Die Konstante k ist die Raumladungskonstante wie bei der Diode [19]. Der Exponent hat bei allen Autoren i.d.R. den Wert $EX = 3/2$ (wg. Rotationssymmetrie). Allerdings bot es sich bei den verschiedenen manuellen Testreihen an, auch diesen Exponenten zu variieren. Bei den heuristischen Röhrenmodellen wird EX praktisch immer variiert. Der Wert ist dort meist etwas

geringer als 3/2. Beim physikalischen Modell ergab sich jedoch ein Wert von ca. 1,6 günstiger als 1,5! **D** ist der Durchgriff. **U_{gk}** ist die Spannung zwischen Gitter und Kathode, **U_{ak}** die Spannung zwischen Anode und Kathode. Der Gültigkeitsbereich der Formel liegt zwischen oberhalb des Anlaufbereichs und unterhalb des Stromsättigungsbereichs.

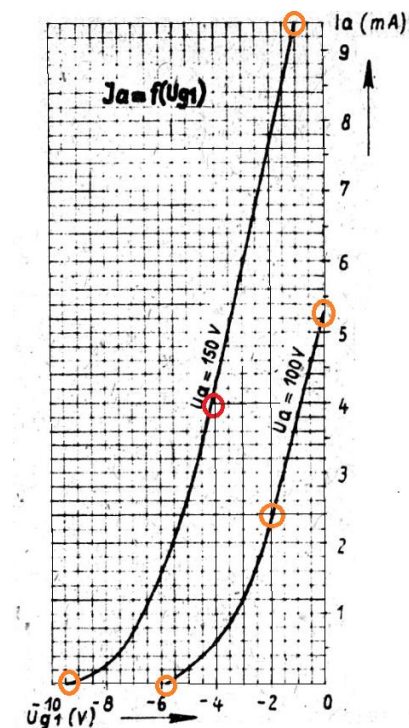
Wir werden die hier behandelte Triode RE084 als Verstärkerröhre, HF-Gleichrichter, Oszillator und Mischer ausschließlich so betreiben.

M. Leach [3], [1] u.a. verwenden eine modifizierte Form der Triodengleichung, bei der der Verstärkungsfaktor μ benutzt wird. Das hat den Vorteil, dass keine sehr kleine Zahlen auftreten, da wegen $\mu = 1/D$ der Zahlenwert $\gg 1$ ist.

Gl. 7 Modifizierte Formel für den Anodenstrom I_a der Triode im Raumladungsbereich nach [3]

$$I_a(U_g, U_{ak}) = k \cdot (\mu \cdot U_{gk} + U_{ak})^{EX} \quad \text{für } \mu \cdot U_{gk} + U_{ak} \geq 0, \quad \text{sonst } I_a(U_g, U_{ak}) = 0$$

2.1 Manuelle Bestimmung der Kennlinienparameter mit EXCEL®



Die Bestimmungsgleichung Gl. 6 enthält drei Parameter, die z.B. durch eigene Messungen oder einfacher aus den Steuer-Kennlinien mit zwei verschiedenen Anodenspannungen bestimmt werden können. Zur „klassischen“ rein rechnerischen Ermittlung der Kennlinien-Parameter k , EX und D , bzw. $\mu = 1/D$ benötigt man im Prinzip drei nichtlineare Gleichungen für drei Unbekannte (beim physikalischen, nicht heuristischen Modell!), die näherungsweise gelöst werden müssen. Man entnimmt dazu drei Arbeitspunkte jeweils aus den Steuerkennlinien, wie wir sie in Abb. 2 für die RE084 sehen. Vergrößert zeigt Abb. 10 die verwendeten markierten Punkte für die Anodenspannung 100V und 150V. Charakteristisch sind das pro Kennlinie drei Arbeitspunkte:

- a) I_{a_max} , $U_{g1}=0V$,
- b) ein ca. mittig liegender Zwischenpunkt,
- c) der Spannungspunkt, unterhalb der I_a gleich Null bleibt („Null-AP“).

Mit Berücksichtigung der o.g. Randbedingung $\mu \cdot U_{gk} + U_{ak} \geq 0$, sonst $I_a(U_g, U_{ak}) = 0$ kann man die drei Gleichungen schreiben:

Abb. 10 Vergrößerte Kennlinien aus Kartei Abb. 2

Gl. 8 Nichtlineares Gleichungssystem zur näherungsweisen Bestimmung der physikalischen Triodenparameter

- I. $I_a(0V, U_{ak}) = k \cdot (\mu \cdot 0 + U_{ak})^{EX}$
- II. $I_a(U_{gcenter}, U_{ak}) = k \cdot (\mu \cdot U_{gkcenter} + U_{ak})^{EX}$
- III. $0 = k \cdot (\mu \cdot U_{gk_{min}} + U_{ak})^{EX}$

Die Vorgehensweise zur näherungsweisen Lösung des Gleichungssystems ist typisch wie bei der Diode:

- Startexponent willkürlich, aber begründet zu $EX=1.5$ festlegen,
- Den unteren Kennlinienknickpunkt, den „Null-AP“ festlegen. Zugehörige Spannung U_{gk_min} aus dem Kennlinienbild ablesen. Der Stromwert liegt dort im Bereich von Mikro-, bzw. Nanoampere und wird einfach Null gesetzt. Der „Null“-Wert schwankt im Prinzip u.U. um mehrere Dekaden und kann

zwecks Optimierung später variiert werden. U_{gk_min} liefert den Näherungswert für das μ , den Spannungs-Verstärkungsfaktor, bzw. den Durchgriff. Der absolute Wert ist unkritisch. Bedingt durch den Wert Null für den Anodenstrom vereinfacht sich die Lösung des Gleichungssystems auf die Variation des Wertes für den Exponenten EX. Aus der dritten Gleichung erhalten wir

Gl. 9 Näherungsweise Bestimmung des Durchgriffs $1/\mu$

$$\mu = \frac{-U_{ak}}{U_{gk_min}}, \quad [\mu] = 1.$$

- Der Startwert für die Raumladungs-Konstante k ermittelt man mithilfe Gl. 10.

Gl. 10 Nullte Näherung der Konstanten k aus $I_a(U_g=0V, U_a)$ und Exponent 1.5

$$k = \frac{I_a(0V, U_{ak})}{(U_{ak})^{1.5}}, \quad [k] = A/V^{1.5}.$$

Für die manuelle Lösung des Problems nutzt man die Software Microsoft EXCEL®. Damit lässt sich sehr einfach testen, ob ein etwas variiertes Exponent zu besserer Übereinstimmung zwischen Formel und Vorlage führt. Bei niedrigerem EX- Wert als 1.5 wird z.B. die Kennlinie linearer und umgekehrt bei Erhöhung stärker gekrümmt, parabelähnlicher.

Das Lösungsverfahren nutzt die „Methode der kleinsten Quadrate“ [20]. Es erlaubt auch die Hinzunahme von mehr als drei Arbeitspunkten auf der Kennlinie. Methode ist die Minimierung einer Fehlerfunktion $ErrFKT^2$, die aus der Summe der quadratischen Abweichung zwischen Soll- und Istwert gebildet wird, also:

Gl. 11 Definition der Error-Funktion

$$ErrFKT^2 = \sum |Sollwert(i) - Istwert(i)|^2, \quad i=1, 2, \dots, N. \quad N \text{ ist Anzahl der Arbeitspunkte.}$$

Das Verfahren ist im Bericht Nr.1 über Röhrendioden ausführlich beschrieben. Je näher $ErrFKT^2$ an Null kommt, desto besser ist die Übereinstimmung zwischen Simulation und den Vorgabewerten. Das manuelle Optimierungsverfahren erfolgt iterativ.

Startwerte bestimmen oder berechnen:

- * Der Exponent EX, im Regelfall wird 1.5 als Startwert gesetzt [18].
- * Startwert für den Parameter k : Wert aus Gl. 7 berechnen.
- * Der μ -Wert wird mit Gl. 9 berechnet.

Nach Änderung eines Parameters ist der Wert der Errorfunktion zu prüfen. Ist er geringer, dann weiter in dieselbe Richtung verändern, falls nicht, verändert man den Wert in die Gegenrichtung.

2.1.1 Verwendete Daten, abgelesen aus dem Kennlinienbild Abb. 10.

V(G,K)/V	V(A,K)/V	Ia/mA
0	100	5,30
-2	100	2,35
-4	100	0,6
-5	100	0,21
-6	100	0,001

V(G,K)/V	V(A,K)/V	Ia/mA
0	150	11
-2	150	7,6
-4	150	4,2
-6	150	1,6
-9,5	150	0,001

2.1.2 Lösungen der Gleichungen. Ergebnisse mit Startwerten

$U_{ak} = 100 \text{ V}$: $EX=1.5$, $\mu = 16.6667$, $k = 5.30E-3 \text{ mA/V}^{(1.5)}$, $ErrFKT^2 = 0.485$
 Mit $1\mu\text{A}$ -„Nullstrom“ $\mu = 16.6118$,
 $U_{ak} = 150 \text{ V}$: $EX=1.5$, $\mu = 15.7895$, $k = 5.6665E-3 \text{ mA/V}^{(1.5)}$, $ErrFKT^2 = 0.790$
 Mit $1\mu\text{A}$ -„Nullstrom“ $\mu = 15.7564$,

2.1.3 Lösungen der Gleichungen. Ergebnisse nach manuellen Optimierungsversuchen

$U_{ak} = 100 \text{ V}$: $EX=1.62$, $\mu = 16.6667$, $k = 3.0498E-3 \text{ mA/V}^{(1.5)}$, $ErrFKT^2 = 0.251$
 Mit „Nullstrom“ $\mu = 16.5829$,
 $U_{ak} = 150 \text{ V}$: $EX=1.62$, $\mu = 15.7895$, $k = 3.1059E-3 \text{ mA/V}^{(1.5)}$, $ErrFKT^2 = 0.489$
 Mit „Nullstrom“ $\mu = 15.7372$.

Die Ergebnisse des vereinfachten Verfahrens sind dann für die Triode RE084(s) aktuell durch **Mittelwertbildung** entstanden:

Gl. 12 Beste Formel für $I_a(U_a)$ der RE084 nach M. Leach getestet mit $U_a = 150\text{V}$

$$I_a(U_g, U_{ak}) = (3.0779E - 6) \cdot (16.228 \cdot U_{gk} + U_{ak})^{1.62} \text{ mA}$$

Damit beträgt die $ErrFKT^2$ bei 100 V 0.402, bei 150 V 0.523 d.h. die Übereinstimmung ist teilweise sogar besser geworden.

Alte Wertetripel, die auch mit gutem Erfolg in LIB implementiert waren bevor sie durch die Mittelwerte ersetzt wurden, sind $EX=1.61$, $\mu = 15.6896$, $k = 3.2655E-3 \text{ mA/V}^{(1.5)}$.

Noch ältere Ergebnisse sind in verschiedenen Schaltungen in diesem Bericht genutzt, z.B. $EX=1.60$, $\mu = 15.12$, $k = 3.52689E-3 \text{ mA/V}^{(1.6)}$ und bis November 2018 $EX=1.5$, $\mu = 20.6934$, $k = 5.8243e-3 \text{ mA/V}^{(1.5)}$ in der Tube.LIB (Version 2).

Für die Simulationspraxis sind die Unterschiede eher marginal. Eine große Vereinfachung ist, dass man in der Bibliothek TUBE.LIB für das physikalische Triodenmodell nur das Wertetripel, die drei Parameter μ , k und EX zu ändern braucht, um quasi eine andere Triode zu erhalten.

Mithilfe der Software SCILAB 5.5.2 kann ebenfalls eine Optimierung durchgeführt werden. Allerdings wird dies im vorliegenden Falle der Triode aus Zeitgründen nicht getan, sondern erst bei der Pentode angewandt.

2.1.4 Die Umsetzung der Triodenkennlinie in PSpice®-Bausteine

An dieser Stelle wird das physikalische Modell der Triode in PSpice®-Modellierung erläutert. Die Randbedingung $U_{st} \geq 0$, sonst $I_a(U_g, U_{ak}) = 0$ wird wie bei der Diode mithilfe der mathematischen Funktionen $PWR(x,y)$ und $PWRS(x,y)$, bzw. mit der SIGN-Funktion realisiert. Siehe „Reference Guide“ von PSpice® (pspcref.pdf) [21].

In der Simulation von Schaltungen mit Röhren auf dem Computer (PC) gelten dieselben Vernachlässigungen wie im ersten Bericht über die Diode: Keine Heizung, keine Aufwärmzeit Kein Durchschlag bei negativer Anodenspannung, kein Betrieb bei Sättigungsstrom.

Die Kennlinie einer Hochvakuumtriode ist in Gl. 6 als Formel beschrieben. Wie bei M. Leach [3] erzeugen wir den Anodenstrom indem wir das Modul **EVALUE** der Symbol-Library abm.slb, in Kette mit der spannungsgesteuerten Stromquelle vom Typ **GVALUE** benutzen. Die Kettenschaltung wird nur deshalb gewählt, damit der Formelausdruck nicht unnötig lang wird. Das ist der Fall, wenn man nur GVALUE verwendet.

Bedeutung der Formelausdrücke:

Das erste Modul **EVALUE** liefert als „Expression“ (EXPR) die Ausgangsspannung am Punkt Z in Abb. 11 (Gl. 13):

Gl. 13 PSpice®-EVALUE- Formelausdruck für die Spannung am Zwischenpunkt Z

$$\text{EXPR} = V(Z, 0) = V(Z) = V(A, K) + \mu \cdot V(G, K) = U_{ak} + \mu \cdot U_{gk}.$$

Mit GVALUE erhalten wir nun den Anodenstrom aus der Zwischenpunktspannung $V(Z)$:

Gl. 14 PSpice®- GVALUE-Formelausdruck für den Anodenstrom $I_a(U(Z))$ zur Erfüllung der Randbedingung

$$\text{EXPR} = I_a(V(Z)) = k * (PWR(V(Z), EX) + PWRS(V(Z), EX)) / 2$$

Addiert man die Ausdrücke $PWR(x,y)$ und $PWRS(x,y)$ in Gl. 14 dann löschen sich die Äste der Kurven im negativen Abszissenbereich aus und verdoppeln sich die Funktionswerte im positiven x-Bereich. Das arithmetische Mittel der beiden Funktionen stellt somit den gewünschten Verlauf der Triodenkennlinie dar. In Abb. 11 ist die Realisierung der Anodenstromformel dargestellt. Das Bild selbst ist ein Auszug aus Abb. 13.

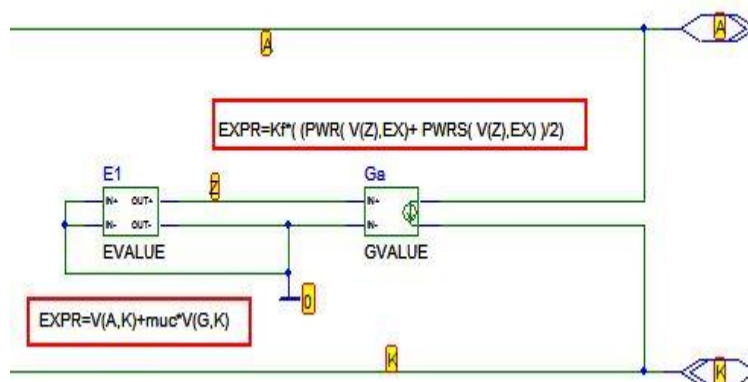


Abb. 11 PSpice®-Realisierung des Physikalischen Röhrenmodells

2.1.5 Test der PSpice®- Realisierung des Physikalischen Röhrenmodells

Für einen Formeltest muss zuerst eine Testumgebung geschaffen werden. Abb. 12 zeigt diese. Sie ist als Universalumgebung ausgelegt. D.h. mit ihr lassen sich Gleichstrom (DC-), Transientenanalyse,

sowie Wechselstrom-(AC)- Eigenschaften für Trioden ermitteln, also Kennlinien schreiben, Spannungsverstärkung ermitteln und Klirreigenschaften bestimmen. Die Umgebung, Abb. 12, besteht aus der Anodenstromquelle VP, der Gittervorspannungsquelle VG, geeigneten Anzeigen für U und I und einem Block, der die Schaltung für das Röhrenmodell enthält. Die Signalquelle Usig dient zur AC-Analyse, die hochohmige Resistanz Rload 1 GΩ stellt einen Leerlauf als Last dar. In späteren Anwendungen wird RLoad durch die Bauteile der nachfolgenden Stufe ersetzt. Die beiden Trennkondensatoren Cg und Ca besorgen die DC-Abblockung der Gleichspannungen.

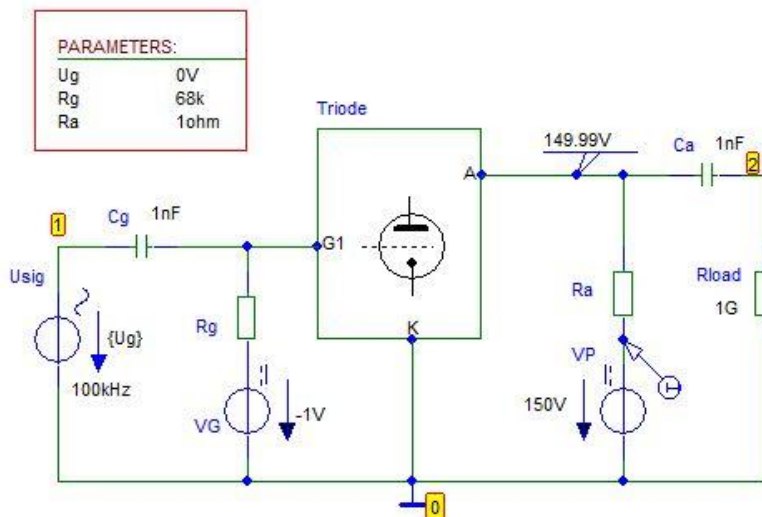


Abb. 12 Universelle PSpice®- Testumgebung für DC- und AC- Eigenschaften von Trioden

Abb. 13 zeigt das Schaltbild, das „Innenleben“ des Blocks mit vier Anschlüssen: Gitter, Katode, Anode und Masse (Ground, GND) und der Realisierung der Röhrenformel. Als Schnittstelle zur äußeren Schaltung dienen die drei „Interfaces“ G1, A, K. Der Masseanschluss wird nicht gesondert nach außen geführt. Blockbezeichnungen im Außen- und Innenbereich müssen identisch sein.

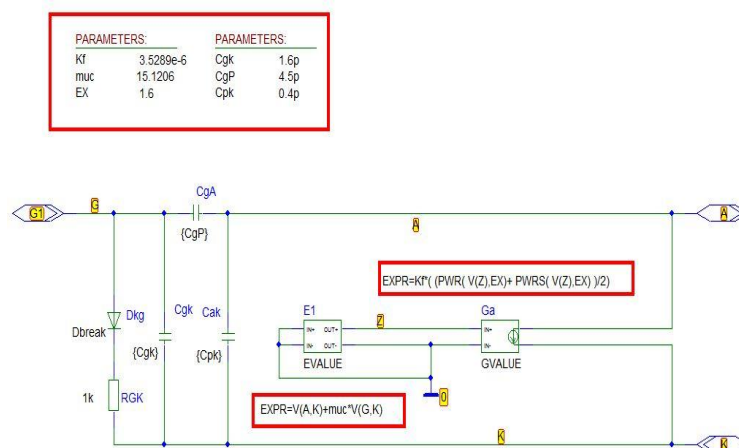


Abb. 13 PSpice®- Realisierung des Physikalischen Triodenmodells

Die inneren Röhrenkapazitäten werden im Modell vereinfachend als konzentrierte statische Kapazitäten mit konstanten Werten eingesetzt. In Wirklichkeit sind diese stromabhängig. Bemerkenswert am „Innenleben“ der Triode ist die intrinsische Halbleiterdiode Dkg zwischen Gitteranschluss und Katode, die dafür sorgt, dass der Anodenstrom bei positiven Gitterspannungen über ca. 0.7 V in die Sättigung geht, indem sie den Anodenstrom zur Masse umleitet. Der Widerstand

RGK begrenzt seinerseits den Gitterstrom. Der RGK-Wert ist unkritisch, weil positive Gittervorspannungen nur in Sonderfällen auftreten und selbst dort nicht über 1 V liegen. Hier wurde 1 k Ω als Kompromiss gewählt.

Bei früheren Versuchen wurde das Modell MBD101, eine Schottky-Diode, aus der eval.slb eingesetzt. Es ergaben sich jedoch bei verschiedenen Versuchen physikalisch unsinnige Ergebnisse, zum Teil mit negativ gerichteten Anodenströmen! Eine Untersuchung ergab, dass die Durchbruchsspannung B_v (Break Voltage) von nur 5 V schuld daran war! Standard-Silizium-Dioden sind ebenfalls nur bedingt tauglich, weil sie viel zu geringe Sättigungsströme (ca. $1E-15$ A) haben. Man muss dann mit dem Model-Editor umständlich den Strom auf ca. $1E-9$ A bringen. Die Fehlerquote beim Bearbeiten von LIBs mit der Studentenversion ist groß. Nur erfahrene PSpice®-Nutzer sollten das tun. Optimal ist der Diodentyp DBREAK, dessen Eigenschaften relativ einfach zu verändern sind. Aktuelle Dbreak-Eigenschaften sind:

```
.MODEL Dbreak D(IS=1N RS=.1 CJO=.1PF TT=1N)
```

Mit IS Sättigungsstrom in A, RS Serien-Bahnwiderstand in Ω , CJO Sperrschichtkapazität in F und TT der Minoritätsträger-Lebensdauer in Sekunden.

Das Ergebnis der Eingangskennlinien-Simulation mit den Mittelwert-Parametern aus Gl. 12 zeigt die Abb. 16. Die zugehörige Wertetabelle steht in Tabelle 1 im Kap 8.3.

2.1.6 Einbinden der Parameter in die PSpice Tube.LIB

Nach erfolgreichem Test werden alle folgenden Schaltungsuntersuchungen mit dem neuen Modell in der TUBE.LIB und dem dazu passenden Triodensymbol in der TUBE.SLB durchgeführt. Die Vorgehensweise zum Einbinden des Blocks als SUB-Circuit ist im Bericht Nr.1 beschrieben. Das Innenleben des Blocks wird somit zum Röhrenmodell für die RE084. Das kommentierte Listing des Unterschaltkreises (Subcircuit. **SUBCKT**) ist:

```
* Bibliothek Oldtubes
* Schematics Subcircuit RF Tube RE084 Physikalisches Modell
* Werte optimiert. Beschrieben im Bericht Nr.2
SUBCKT RE084 A G1 K ; Anode Gitter Katode
+PARAMS: Kf=3.0779E-6 muc=16.228 EX=1.62
+ Cgk=1.6p CgP=4.5p Cpk=0.4p
C_C1    G1 K {Cgk}
C_C2    G1 A {CgP}
D_V1   G1 1 DX ; FOR GRID CURRENT
C_C3    A K {Cpk}
E_E1   z 0 VALUE { V(A,K)+muc*V(G1,K) }
E_E2   2 0 VALUE { Kf*(PWR( V(z) ,EX)+PWRS(V(z),EX) )/2 }
G_Ganode A K 2 0 1; Umwandlung U(2,0) zum Ia(A,K)
R_RGK   1 K 1000; Begrenzung des Gitterstroms
.MODEL DX D(IS=1N RS=.1 CJO=0.1PF TT=1N)
.ENDS RE084
* $\$$ 
```

Das Listing ist für versierte PSpice®-User selbsterklärend, wichtige zusammengehörige Zeilen sind farblich markiert. Gegenüber Abb. 11 wurden die Zeilen für die Kettenschaltung aus Modul EVALUE E1 und GVALUE G nun auf drei Module in Kette geändert: Modul EVALUE E1, es enthält die Stammformel (bildet die Steuerspannung), dann Modul EVALUE E2 mit der Spannungsberechnung im negativen Vorspannungsbereich und als letzte Baugruppe GVALUE die Umwandlung der Spannung aus E2 (Knoten 2 nach 0) mit dem Faktor 1 A/V in den Anodenstrom. Nachteil des Modells: Negative Anodenspannungen werden nicht abgefragt. Im folgenden Abschnitt gibt es eine Lösung dazu.

2.1.7 Trioden-Modell aus dem OrCAD® Manual

Im Manual „Psub.pdf (ug: user guide), das den Installationen von Heinemann [22] auf CDROM beiliegt, findet man unter dem Kapitel „Control system parts“ ab Seite 213 das Beispiel „An instantaneous device example: modeling a triode“. Es behandelt die Darstellung der Triode mittels Komponenten aus der PSpice® Bibliothek abm.slb.

Dem Modell im Manual liegt das physikalische Modell nach Gl. 6 für die Triode zugrunde. Interessant ist wie in diesem Modell zwei Probleme gelöst werden:

1. Mit dem Modul abm3 wird der prinzipielle Verlauf der $I_a(U_g, U_a)$ -Kennlinie wie üblich realisiert. Der darauf folgende Hard-Limiter LIMIT begrenzt die Ausgangsspannung U-limiter auf Werte zwischen 0 V und maximal 1000 V.
2. Das Problem negativer Anodenspannungen wird zweistufig behandelt: Zuerst wird die Spannung zwischen Anode und Katode $\Delta U = \{U(\text{Anode}) - U(\text{Katode})\}$ mit dem Modul DIFF gebildet und diese danach mit dem Wert in der Tabelle im Modul TABLE³ multipliziert. Ausgangswert y liegt zwischen 0 und 1.

Die Tabelle beinhaltet drei Bereiche für Eingangs-, und Ausgangsspannungen:

$U(\text{Eingang}) \leq 0 \text{ V}$	$y = 0,$
$0 \geq U(\text{Eingang}) \geq 30 \text{ V}$	y wird linear interpoliert bis Wert 1,
$U(\text{Eingang}) \geq 30 \text{ V}$	$y = 1.$

Beide Spannungen (y und U-limiter) werden im Modul MULT miteinander multipliziert. Das ergibt die Steuerspannung U_{st} , die danach mit 1.5 potenziert wird $\{PWR(U_{st}, 1.5)\}$. Der Anodenstrom entsteht dann wie oben beschrieben mittels des Moduls GVALUE.

Alle weiteren Bauelemente dieses Triodenmodells sind klassisch wie oben beschrieben. Mehr Details sind dem Textoriginal im Anhang zu entnehmen. Abb. 14 zeigt die Details dieser wichtigen Darstellung, die sich um einiges vom oben beschriebenen Modell unterscheidet.

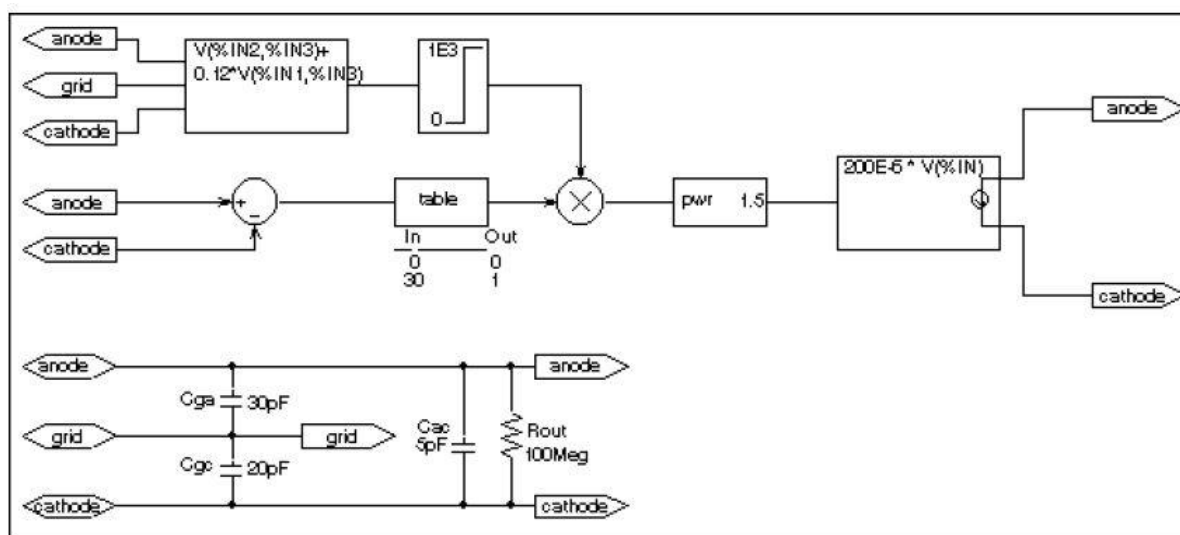


Figure 46 *Triode circuit.*

Abb. 14 Trioden Modell nach dem OrCAD® Manual Psub.pdf

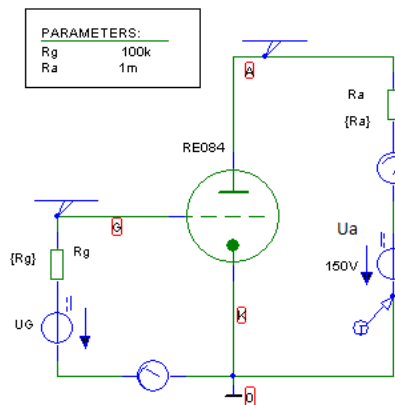
Dieses Modell wird in diesem Bericht nicht weiter verwendet. Es enthält jedoch eine elegante Lösung zur Berücksichtigung negativer Anodenspannungen.

³ Information zum Modul TABLE: Pspref.pdf Seite XX Overview.

2.2 Aktuelle Daten der Triode RE084 nach der Simulation mit PSpice®

In diesem Abschnitt wird die Qualität der entwickelten PSpice®-Kennliniendaten im Vergleich zum Telefunken Datenblatt untersucht. Zuerst die Kennlinien $I_a(U_g)$ und $I_a(U_a)$, danach die Daten Steilheit, Durchgriff, μ und Leistungsbilanz.

Abb. 15 zeigt die Schaltung zur Aufnahme der Betriebs-Kennlinien. Man erkennt den Auszug aus der Schaltung der Testumgebung Abb. 12. Neu im Schaltbild sind die Symbole IPROBE als analoges Amperemeter und der Stromindikator (IPROBE).



Besonderheit an den Testschaltungen ist die Möglichkeit zur Veränderung des Gitterableitwiderstandes R_g auf realistische Werte. Damit lässt sich die Spannungseinprägung von U_G verändern: Voll eingepreßt ist mit $R_G=0$. Üblich ist R_G im Bereich von $M\Omega$ in späteren Audion-Schaltungen, wo durch R_G eine Entladung des negativ geladenen Gitters verzögert wird. Hier ist das nicht nötig, als Kompromiss sind deshalb Werte zwischen $20\text{ k}\Omega$ und $150\text{ k}\Omega$ in Ordnung. Wir nutzen oft den E6-Normwert $68\text{ k}\Omega$.

Abb. 15 Schaltung zur Aufnahme von Triodendaten

2.2.1.1 Eingangskennlinienfeld

Das Ergebnis der Simulation mit den Mittelwert-Parametern aus Gl. 12 ergibt das Eingangskennlinienfeld I_a als Funktion von der Gittervorspannung. In der Grafik Abb. 16 sind neben den Kennlinien für 100 V und 150 V die jeweils zugehörigen, mittels Cursor abgelesenen Stromwerte eingetragen. Die genauen Werte stehen in der Tabelle 1. Der Wert bei 0 V wird später zu ca. 11.3 mA korrigiert. Im Original war dieser Anodenstrom zu ungenau ablesbar.

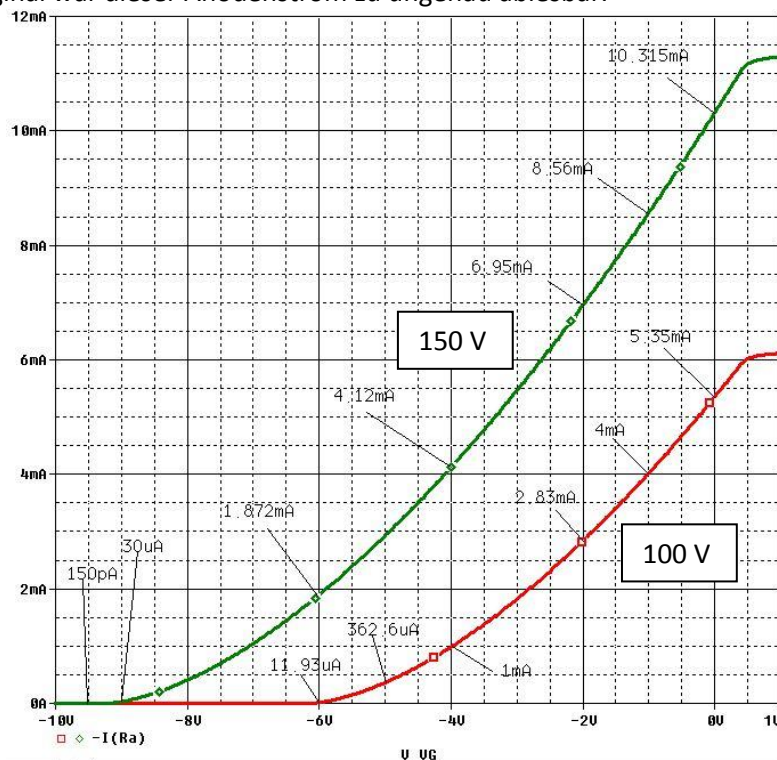


Abb. 16 Physikalisches Modell der RE084. Eingangskennlinien für $U_a=100\text{V}$ und 150V

Abweichungen in Prozenten anzugeben ist in unserem Falle nicht sinnvoll, weil alle Vorgabewerte auf ungenauen uralten Datenblättern beruhen. Außerdem ist allgemein bekannt, dass Röhren herstellungstechnisch bedingt, erheblichen Wertestreuungen unterlagen, bzw. unterliegen. Selbst wenn man via Internet einige Exemplare kaufen und vermessen würde, so ergäbe sich mit an Sicherheit grenzender Wahrscheinlichkeit erhebliche Abweichung. Trotzdem ist an der Tabelle 1 (Anhang) erkennbar, dass die gefundene PSpice®-Beschreibung gut für Lehr- und Demonstrationszwecke geeignet ist!

2.2.1.2 Ausgangskennlinienfeld

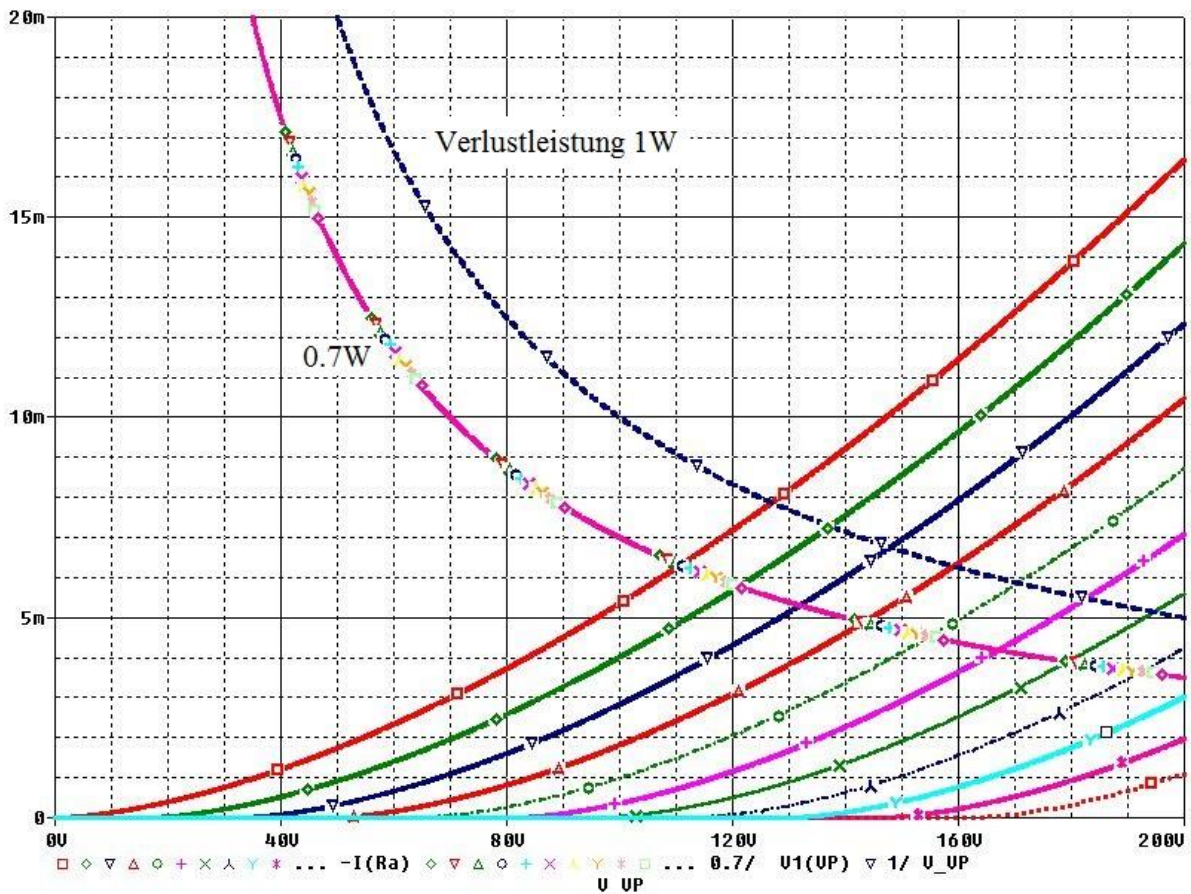


Abb. 17 Ausgangskennlinienfeld $I_a(U_a, U_g: 0V.. -10V, \text{Step } -1V)$ mit Verlustleistungskurven 0.7W und 1W

[Zum Inhaltsverzeichnis](#)

2.2.1.3 Steilheit

2.2.1.3.1 Steilheit mit Differentialquotient $D()$ in PROBE®

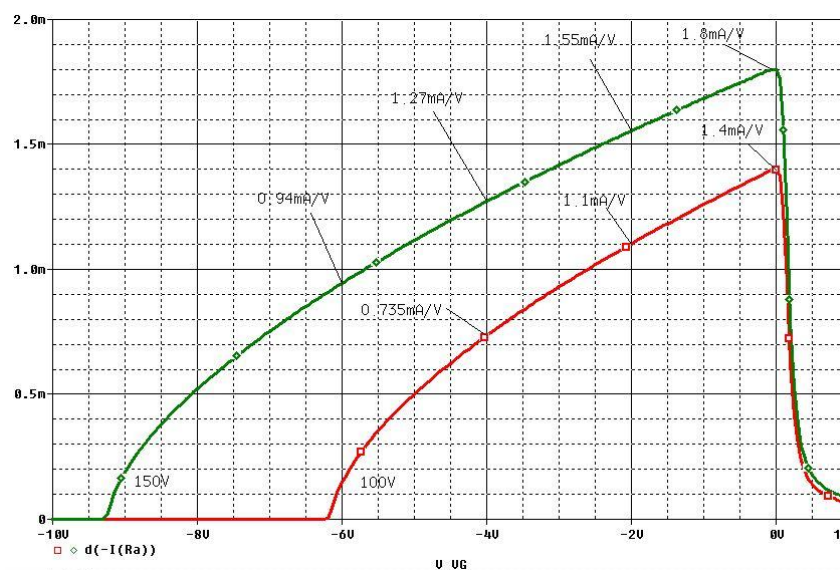


Abb. 18 Steilheit der RE084 als Funktion von der Gittervorspannung U_g

Die Steilheit, Darstellung in Abb. 18, berechnet sich direkt in PSpice®-PROBE aus der 1. Ableitung der Y-Achsenwert- Funktion nach der Funktion des X-Achsenwertes mit der Funktion $D(Y)$. Hier also angewandt auf die Eingangskennlinie $I_a(U_g)$, die Ableitung des Anodenstromes nach der Gitterspannung $d(I_a)/d(U_g)$. Das ist definitionsgemäß die Steilheit der Röhre. Näheres dazu findet man bei Schadow im Bild Abb. 6 und in Gl. 1. Die Ablesung liefert bei 150V Anodenspannung ca. 1.8mA/V. Ca. 2mA/V steht im Telefunken Datenblatt. Passt also!

Man erkennt am Diagramm, dass die Steilheit vom Arbeitspunkt abhängig mit wachsender Vorspannung ansteigt und keine Konstante ist. Das bedeutet allgemein, dass auch die charakteristische „Röhrgleichung“ $S \cdot D \cdot R_i = 1$ nur für einen speziellen Arbeitspunkt gilt! Die größte Steilheit ergibt sich im Bereich geringer Gittervorspannungen. Dort bleibt der Wert zwischen 0V und -3V „einigermaßen“ konstant bei (1.7 ± 0.2) mA/V.

2.2.1.3.2 Steilheit mit Differenzenquotient in PROBE®

In der Literatur [4] findet man eine Berechnungsmethode, die mit zwei Röhren gleichen Typs arbeitet. Man betrachte dazu Abb. 19. Eine Spannungsquelle U_g versorgt beide Gitter gleichermaßen. Eine Röhre erhält jedoch zusätzlich am Gitter 0.1V (im Bild) mit der U-Quelle DU addiert. D.h. die beiden Gitter unterscheiden sich um die Spannung DU . Die Anodenströme lassen sich an den Katoden-Widerständen R_1 und R_2 messen. Damit können wir den Differenzenquotienten aus Anodenstromdifferenz zur Gittervorspannungsdifferenz bestimmen. Der Grenzwert wird durch die genügend kleine Spannungsdifferenz DU gebildet. Etwas umständlich wurde hier nicht direkt die Spannung DU genutzt, sondern die Differenz aus den Gitterspannungen U_{g1} und U_{g2} gebildet.

Gl. 15 Berechnungsmethode der Steilheit durch Grenzwertbildung des Differenzenquotienten

$$\text{Steilheit } S = \lim_{\Delta U_g \rightarrow 0} (I_a2 - I_a1) / (U_{g2} - U_{g1})$$

Formeln packt man in PSpice® gerne in ein Makro, so auch hier mit den Bezeichnungen aus dem Bild:

$$\text{Steilheit_RE084} = (I(R2) - I(R1)) / (V(U_{g_2}) - V(U_{g_1}))$$

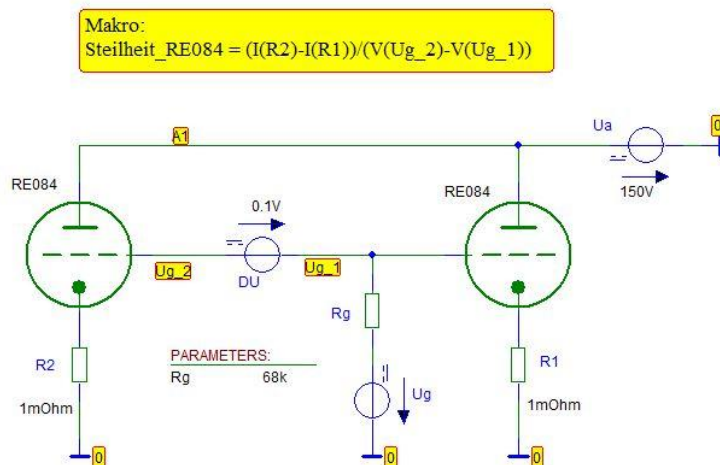


Abb. 19 Schaltung zur Bestimmung der Steilheit nach der Differenzenquotienten-Methode nach Potchinkov[1]

Die Auswertung liefert dieselben Werte wie im Bild Abb. 18. Eine weitere Grafik ist überflüssig.

2.2.1.4 Durchgriff und μ

Der Stromverstärkungsfaktor μ wurde oben definiert und berechnet. Er wird im Modell konstant angenommen und aus der Vorlagekennlinie im Mittel zu $\mu = 16.228$ bestimmt. Der Durchgriff, der Kehrwert von μ , ist demnach $D = 6.16\%$.

In diesem Abschnitt werden wir den Durchgriff mit der Differenzenquotienten-Methode bestimmen, wie sie in Abb. 6 von Schadow vorgestellt wurde.

Aus dem Eingangskennlinienfeld mit zwei Kennlinien für unterschiedliche Anodenspannungen liest man die Anodenstrom-Differenz und die zugehörige Vorspannungsdifferenz ab. Danach bildet man den Quotienten und erhält den Durchgriff mit der Formel.

Gl. 16 Durchgriff bestimmt aus Differenzenquotient

$$D = \Delta(Ug) / \Delta(Ua).$$

Man betrachte dazu Abb. 20. Daraus lesen wir für den mittleren Arbeitspunkt AP bei $Ug = -2V$ ab:

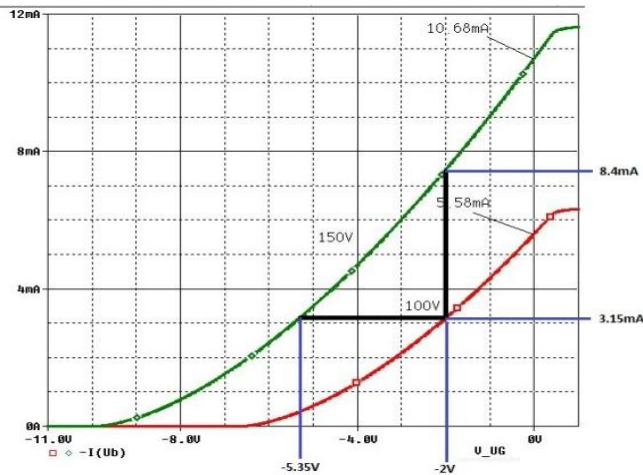


Abb. 20 Durchgriff- Bestimmung mit der Differenzenquotienten-Methode

Ausgangskennlinienfeld. Machen wir hier nicht, weil es keinen Nutzen bringt!

$$\Delta U_a = 50V, \Delta U_g = (-2 + 5.35)V.$$

Daraus $\mu = 14.9$ und wie erwartet $D = 6.7\%$.

Die Abweichungen zu $\mu \approx 16.2$ sind den Ableseungenauigkeiten geschuldet. Auch hier ist es nicht sinnvoll, Toleranzen anzugeben.

In jedem anderen AP ergeben sich unterschiedliche Werte. Dennoch ist anzumerken, dass der AP speziell in den mittleren bis oberen Kennlinienast gelegt wurde, weil dort die Kennlinie relativ „linear“ verläuft und später die Anwendungen hauptsächlich dort stattfinden werden. Die D- Bestimmung funktioniert auch mit dem

2.2.1.5 Innenwiderstand

In diesem Abschnitt werden wir den Innenwiderstand mit der Differenzenquotienten- Methode bestimmen, wie sie ebenfalls in Abb. 6 von Schadow vorgestellt wurde mit der Formel:

Gl. 17 Formel für den Innenwiderstand

$$R_i = \Delta(U_a) / \Delta(I_a).$$

Wir betrachten dazu wieder Abb. 20 und lesen dort ab: $\Delta U_a = 50V$, $\Delta I_g = (8.4 - 3.15)mA$ und erhalten $R_i = 50V / 5.25mA = 9.54 k\Omega$.

Was oben über die Genauigkeit gesagt wurde, gilt hier ebenso. Es ist nur ein Zahlenwert in der richtigen Größenordnung! Genauere Werte kann man mit PSpice® bestimmen. Wir benutzen dazu die Schaltung nach Abb. 21.

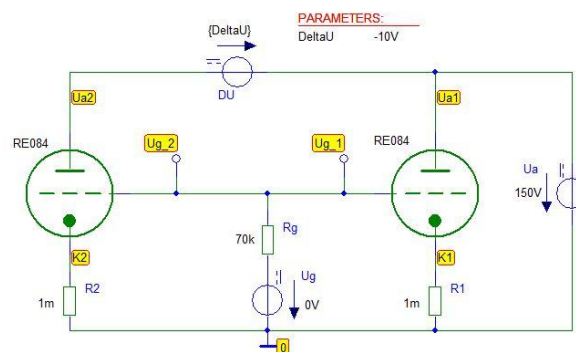


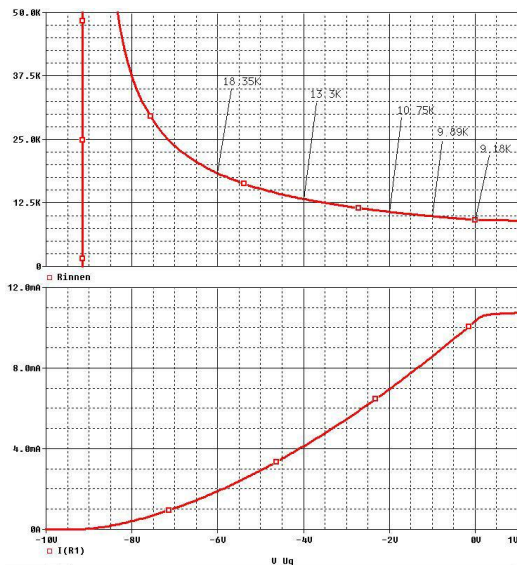
Abb. 21 PSpice®-Schaltung zur Bestimmung des Innenwiderstandes Rinnen nach Potchinkov[1]

Mithilfe des folgenden Makros

Gl. 18 Makro zur Berechnung des Röhreninnenwiderstandes nach Abb. 21.

$$R_{\text{innen}} = V(U_{a2}, U_{a1}) / (I(R2) - I(R1) + 2e-6)$$

errechnet PSpice® hier den Innenwiderstand für 150V Anodenspannung U_{a1} an Röhre 1, 140V an Röhre 2 und im Bereich von -10V bis +1V variiertes Gittervorspannung U_g . Der Summand $2E-6$ im Nenner des Makros verhindert Divisionsprobleme, falls beide Ströme zufällig einmal Null werden.



Im Bild wurde der relevante Innenwiderstands Bereich eingerichtet und die entscheidenden Werte mithilfe der Annotation-Funktion von PROBE® markiert. Ablesewerte sind:

U _g /V	Rinnen/Ω	R _i /Ω-Gl. 17
-6	18.35k	
-4	13.3k	
-2	10.75k	9.54k
-1	9.89k	9.54k
0	9.18k	
1	9.04k	

Der oben grob geschätzte Mittelwert mit R_i/Ω nach Gl. 17 passt gut zu den Simulationsergebnissen.

Abb. 22 Berechnung des Innenwiderstandes mit PSpice®

2.2.1.6 Leistungsbilanz und Arbeitsgerade

Im Ausgangskennlinienfeld, Abb. 17, sind die Verlustleistungshyperbeln für 0.7 W und 1 W eingetragen. Übersteigt der Anodenstrom im Arbeitspunkt AP den entsprechenden Leistungspegel, d.h. der AP verlagert sich in die Fläche oberhalb des Hyperbelastes, dann wird die Anodenverlustleistung überschritten. In der Praxis würde die Röhre u.U. Schaden erleiden. Der maximal zulässige Verlustleistungswert der RE084 ist im Datenblatt mit Na = 0.7 W angegeben. Eine Hyperbel für die Anodenverlustleistung mit gewünschtem Wert P_v erhält man in PROBE® mit der Formel:

$$\text{Gl. 19 Formel für die Hyperbel der Anodenverlustleistung } I_a(P_v, U_a) \\ I_a/A = P_v / W / (U_a/V)$$

Im PROBE®-Eingabebereich ist natürlich nur der Zahlenwert P_v in Watt geteilt durch die entsprechende Spannung an der Anode einzutragen.

Es ist einfach möglich, ins I_a-U_a-Diagramm, Abb. 17 zudem die Arbeitsgerade für einen bestimmten Arbeitswiderstand R_L (R_{Last}) einzutragen. Hierzu gibt man ins PROBE®-Eingabefeld die gegebene Versorgungsspannung U_b und den Anodenwiderstand R_L ein und erhält an der Ordinate den Anodenstrom

$$\text{Gl. 20 Formel für die Arbeitsgerade im } I_a\text{-}U_a\text{- Kennlinienfeld} \\ I_a \text{ in A: } (+U_b - U_a)/R_L$$

Beispieleingabe mit Bezeichnungen von Abb. 15 bei 150 V Anodenbatterie und R_L =27 kΩ: (150-V(A))/27k.

[Zum Inhaltsverzeichnis](#)

2.3 Kontrolle der Barkhausen-Röhrenformel

Nachdem Daten für alle Kenngrößen der Triode vorliegen, lässt sich die Barkhausen-Röhrenformel überprüfen. Wir verwenden dazu die modifizierte Form

Gl. 21 Modifizierte Röhrenformel

$$S \cdot R_i = \mu = \text{konstant} \approx 16.2$$

Vorüberlegung zur Konstanz des Produktes $S \cdot R_i$:

Im Abschnitt über *Steilheit* wurde erkannt, dass die Steilheit mit wachsender Vorspannung bis knapp über 0 V (Schwellspannung der Gitterstromdiode) ansteigt, jedoch keine Konstante ist, wie das oft angenommen wird. Analog dazu sehen wir am Bild 21, dass der Innenwiderstand im selben Bereich mit wachsender Vorspannung (asymptotisch) abfällt. Das bedeutet, dass das Produkt der beiden Größen $S \cdot R_i$ im Prinzip über einen bestimmten Bereich konstant sein kann.

Überprüfung:

Die Konstanz des Produktes $S \cdot R_i$ lässt sich zeigen obwohl das Produkt nicht direkt mit der Studentensoftware PSpice® dargestellt werden kann. Wir müssen deshalb einen Umweg wählen, in dem wir aus den oben enthaltenen PSpice®-Diagrammen in Kap.2.2 und darin aus den Abb. 18 und Abb. 22 Auszüge zwischen $-10V \leq U_{gv} \leq +1V$ mit U_{gv} -Schrittweite 50mV im Schematics Editor herstellen und diese als Text in Spalten mittels ‚Externe Daten einfügen‘ in ein EXCEL®-Arbeitsblatt einfügen. Damit wird die Berechnung des Produktes $S \cdot R_i$ ohne Probleme durchführbar und das Produkt kann grafisch dargestellt werden. Die zugehörige Tabelle befindet sich im Anhang. Die Grafik des Produktverlaufs zeigt Abb. 23.

Das Ergebnis ist wie erwartet: Im Bereich $-4.5 V \leq U_{gv} \leq +0.5 V$ ist die Abweichung des Produktes $S \cdot R_i$ vom Nennwert 16.3 geringer als 5%! $S \cdot R_i$ ist also nur in diesem Teilbereich verhältnismäßig konstant. Genaue Werte stehen im Anhang 8.5 zum Nachlesen. Für diesen Arbeitsbereich ist es sinnvoll, Mittelwerte für alle Trioden-Kenngrößen anzugeben, falls einmal konkrete Zahlenwerte für manuelle Rechnungen gebraucht werden:

$R_i = 11300 \Omega$, $S = 1.52 \text{ mA/V}$ und $\mu = 16.83$ bei 150V Anodenspannung.

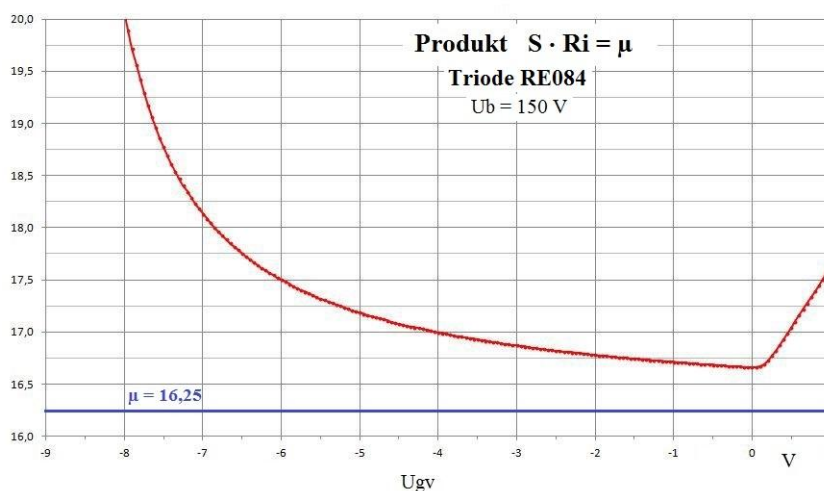


Abb. 23 Barkhausen- Röhrenformel $S \cdot R_i = \mu$ für die Triode RE084

Bleibt noch anzumerken, dass im Datenblatt unter ‚Betriebswerte‘ folgende Angaben stehen:

$U_a = 150 \text{ V}$, $I_a = 4 \text{ mA}$, $U_{g1} = -4 \text{ V}$, $R_i = 10 \text{ k}\Omega$, $V = 15$ fach, $S = 1.5 \text{ mA/V}$, $D = 6,5\%$.

Die Übereinstimmung mit unseren selbst gefundenen Modellparametern im Mittel ist realistisch gut!

3. Das Heuristische Triodenmodell

Beim heuristischen Röhren-Modell wird angeblich bessere Übereinstimmung zwischen gemessenen und simulierten Daten erzielt. Man muss dazu erwähnen, dass diese Simulationsmethode aus dem Elektroakustikbereich (ELA-Anlagen) stammt, wo offensichtlich Musiker kleinste Feinheiten heraushören, wenn man im Röhrenverstärker die Endstufenröhren wechselt. Sogar Hörproben für Gitarrenklänge gibt es im Internet! Für Musiker spielt es offensichtlich bei der Simulation eines Röhrenverstärkers schon eine Rolle, mit welcher Formel die Triode nachgebildet wird. Koren [2] hat das heuristische Röhren-Modell aus dem physikalischen Leach-Modell [3] (Child-Langmuir) weiter entwickelt. Alle PSpice®- Röhren-Bibliotheken (LIB), die man im Internet findet, arbeiten fast ausschließlich mit dem „neuen“, dem heuristischen Modell. Somit darf hier keinesfalls auf die Vorstellung dieses Röhrenmodells verzichtet werden. Jedoch wollen wir in diesem Bericht die „feinen Unterschiede“ herausfinden, Probleme entdecken und dokumentieren.

3.1 Das Heuristische Modell nach Koren

Ein simpler „Trick“ von Koren ist es, den Berechnungsteil für die Steuerspannung U_{st} in der Gl. 6 durch einen neuen Formelausdruck zu ersetzen. Während man bei der physikalischen, der Leach-Methode, drei Parameter (k, μ, EX) passend bestimmen muss, benötigt das heuristische Koren-Modell fünf Parameter ($Kg1, Kp, mu, EX, Kvb$). Mit diesen neuen Parametern erhält man die modifizierte Formel für den Anodenstrom I_a der Triode im Raumladungsbereich nach Koren [2]

Gl. 22 Modifizierte Formel für den Anodenstrom nach Koren ^{4 5}

$$U_{st} = \frac{U_{ak}}{kp} \cdot \text{LN} \left(1 + e^{kp \cdot \left[\frac{1}{\mu} + \frac{U_{gk}}{\sqrt{Kvb + U_{ak}^2}} \right]} \right),$$

$$I_a(U_{gk}, U_{ak}) = \frac{(U_{st})^{EX}}{Kg1} \quad \text{für } U_{st} \geq 0, \quad \text{sonst } I_a(U_{gk}, U_{ak}) = 0.$$

Letzteres wird bei Koren mathematisch durch die Signum-Funktion sgn realisiert:

Gl. 23 Bearbeitung der Abfrage $U_{st} > 0$

$$I_a(U_{gk}, U_{ak}) = \frac{(ABS(U_{st}))^{EX}}{Kg1} \cdot (1 + \text{sgn}(U_{st}))$$

Erklärung der Formelzeichen und Faktoren in Formeln Gl. 22 und Gl. 23:

U_{st} Steuerspannung in Volt,

U_{ak} Anoden-Katoden-Spannung in Volt,

U_{gk} Gitter- Katoden- Spannung in Volt,

$\mu = \mu$ Spannungsverstärkungsfaktor, $[\mu] = 1$,

EX Exponent; Wert nahe an 1.5 (Standard). Bei Koren nahe an 1.35

Faktoren für die heuristische Formelbeschreibung, von Koren als Hilfsvariable bezeichnet:

Kp $[Kp] = 1$. Koren schreibt „ k_p Affects operation in region of large plate voltage and large negative grid voltage“. Eigene Erfahrung zeigt, dass dem so ist. Der Wert ist unkritisch.

$Kg1^6$ Kehrwert der Steilheit mit $[Kg1] = \text{V}/\text{mA}$,

KVB Bei Koren „Knee volts“ genannt, obwohl die Einheit $[KVB] = \text{V}^2$ ist!

Typisch ist bei der modifizierten Formel der heuristisch gefundene algebraische Ausdruck

⁴ http://www.normankoren.com/Audio/Tubemodspice_article.html

⁵ http://www.normankoren.com/Audio/Tube_params.html

⁶ $Kg1$ unterscheidet sich jedoch um den Faktor 2 vom $Kg1$ mit der PWR- Definition!

Gl. 24 Typische Form der Heuristisch gefundenen Formel für die Triodenkennlinie

$$y = \text{LN}(1 + \text{EXP}(\text{const.} + x)).$$

Dabei dient die reelle Zahl „const.“ als Abszissenwertverschiebung.

Kennzeichen der Funktion sind der Grenzwert $y \rightarrow 0$ für $x \ll -1$ und $y \rightarrow$ Asymptote $y = \text{const.} + x$ für $x > \sim -\text{const.}$. Ein Bild dieser Funktion mit const. =4 (Wert 4 wurde willkürlich gewählt, damit ein relativer „Knick“ in die Nähe von $x = -6$ entsteht) ist in Abb. 24 dargestellt.

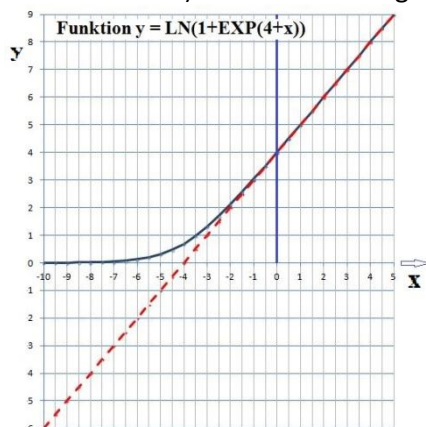


Abb. 24 Graph der Heuristischen Kennlinienformel $y = \text{LN}(1 + \text{EXP}(x + 4))$

Beim Betrachten von Gl. 24 und Gl. 25 stellt man fest, dass der Ordinatenwert y (proportional dem Anodenstrom) stets positiv ist und nur asymptotisch gegen Null geht!

Darum ist klar, dass die Abfrage $U_{st} \geq 0$ in Gl. 23 überflüssig ist. Alle o.g. Autoren nach Koren haben, ohne zu hinterfragen seine Bibliotheken übernommen. Zunächst wurde hier vermutet, dass es der Tatsache geschuldet ist, dass die Funktion $(U_{st})^{EX}$ Probleme bereitet. Dem ist nicht so! Mit dieser Erkenntnis kann das heuristische Koren-Modell nach Gl. 22 ohne die Abfrage geschrieben werden, d.h. der Ausdruck $(1 + \text{SGN}(U_{st}))/2$ entfällt. Es bleibt die zweistufige Berechnung, zuerst die Steuerspannung mit dem PSpice®-Modell EVALU berechnen, danach die Umwandlung der Spannung in den Anodenstrom mit dem Modell GVALUE gemäß $I = G \cdot U$:

Gl. 25 Neue Formulierung der heuristischen Anodenstromformel der Triode

$$U_{st} = \frac{U_{ak}}{k_p} \cdot \text{LN} \left(1 + e^{k_p \cdot \left[\frac{1}{\mu} + \frac{U_{gk}}{\sqrt{K_{vb} + U_{ak}^2}} \right]} \right)$$

$$I_a(U_g, U_{ak}) = \frac{(U_{st})^{EX}}{K_{g1}}$$

Die Erklärung der Formelzeichen und Faktoren ist gemäß den Formeln Gl. 22 und Gl. 23.

Folglich bleibt für die PSpice® -Simulation dasselbe Modell wie bei der physikalischen Methode bestehen. Im Prinzip sind nur zwei Zeilen modifiziert und die Parameter.

Zur Bestimmung der fünf Parameter gibt es mehrere Verfahren. Hier wurde das im ersten Bericht beschriebene manuelle Verfahren mit EXCEL® benutzt. Andere Verfahren sind im Internet hinreichend dokumentiert. Neben Matlab®- und SciLab® [23]- Optimierungsmethoden fand sich bei Lanier [7] eine manuelle halb grafische Methode PspiceCalc_v1_4 im Internet, mit der durch empirisches Verändern der Parameter im Kennlinienfeld I_a von U_a Kennlinien und Vorgabebild zur Übereinstimmung gebracht werden. Praktisch wurde das Kennlinienfeld des Physikalischen Modells mit PSpice® -PROBE® erzeugt, dann eine Grafik erstellt, diese in die Software importiert und dann so

lange die Parameter variiert bis die Bilder übereinstimmen. Eine zeitraubende, aber erfolgreiche Methode.

Im Abschnitt „4. Bewertung der Unterschiede“ wurde eine Feinabstimmung durchgeführt, indem in einer PSpice®-Schaltung, die beide Modelle enthält, Abb. 25, aufgebaut. Dadurch herrschen gleiche Bedingungen, gleiche Arbeitspunkte sind eingestellt. Nun genügt es, die Differenz beider Ströme zu betrachten und diese durch Parametervariation möglichst klein zu „trimmen“.

Resultat

Ermittelte Parameterwerte für beste Übereinstimmung zwischen beiden Modellen („Bestwerte“):

Physikalisches Modell: MU=16.228 Kf= 3.0779e-6 EX= 1.63

Heuristisches Modell: MU=16.9 EX=1.632 KG1=3250 KP=7000 KVB=410

3.2 Einbindung in die TUBE.LIB

Für das heuristische Modell kann der Datensatz für die TUBE.LIB wie folgt geschrieben werden:

```
* Datensatz. Heuristische Methode nach Koren LN(1+Exp())
.SUBCKT RE084 A G1 K ; Anode Gitter Katode
+PARAMS: MU=16.9 EX=1.632 KG1=3250 KP=7000 KVB=410
+ Cgk=1.6p CgP=4.5p Cpk=0.4p
C_C1 G1 K {Cgk}
C_C2 G1 A {CgP}
D_V1 G1 1 DX ; FOR GRID CURRENT
C_C3 A K {Cpk}
E1 z 0 VALUE=
+{V(A,K)/KP*LOG(1+EXP(KP*(1/MU+V(G1,K)/SQRT(KVB+V(A,K)*V(A,K)))))}
G1 A K VALUE={ PWR(V(z),EX)/KG1}
R_RGK 1 K 2000
.MODEL DX D(IS=1N RS=.1 CJO=0.1PF TT=1N)
.ENDS RE084
*$
```

Eine gesonderte Beschreibung dieses Datensatzes ist nicht erforderlich, zumal im nächsten Abschnitt gezeigt wird, dass beide Modelle gleichwertig sind. Dadurch kann man ein Bauteil in der TUBE.LIB, in der nur 20 Elemente zulässig sind, sparen. In der TUBE.LIB wird deshalb das heuristische Modell als Symbol nicht eingebunden.

[Zum Inhaltsverzeichnis](#)

4. Bewertung der Unterschiede

Wir wollen beide Modelle bewerten und bauen deshalb eine Schaltung auf, in der beide Modelle unter gleichen Bedingungen kombiniert sind. In Abb. 25 ist dies realisiert (abgeleitet aus Abb. 12). Für jedes Modell können alle gewünschten Größen abgerufen werden. Insbesondere ist damit möglich, die Anodenstromdifferenz: direkt auszugeben. An den analogen Amperemetern wird der Bias- Anodenstrom (AP: -2V; 150 V). sichtbar. Man erkennt die beiden Werte: Physik-Modell $I_a(-2V; 150 V) = 7.289 \text{ mA}$ und Heuristische Modell $I_a(-2V; 150 V) = 7.186 \text{ mA}$. Die Abweichung beträgt in diesem Simulationsstadium nur 1,4%! Man betrachte weiter Abb. 26.

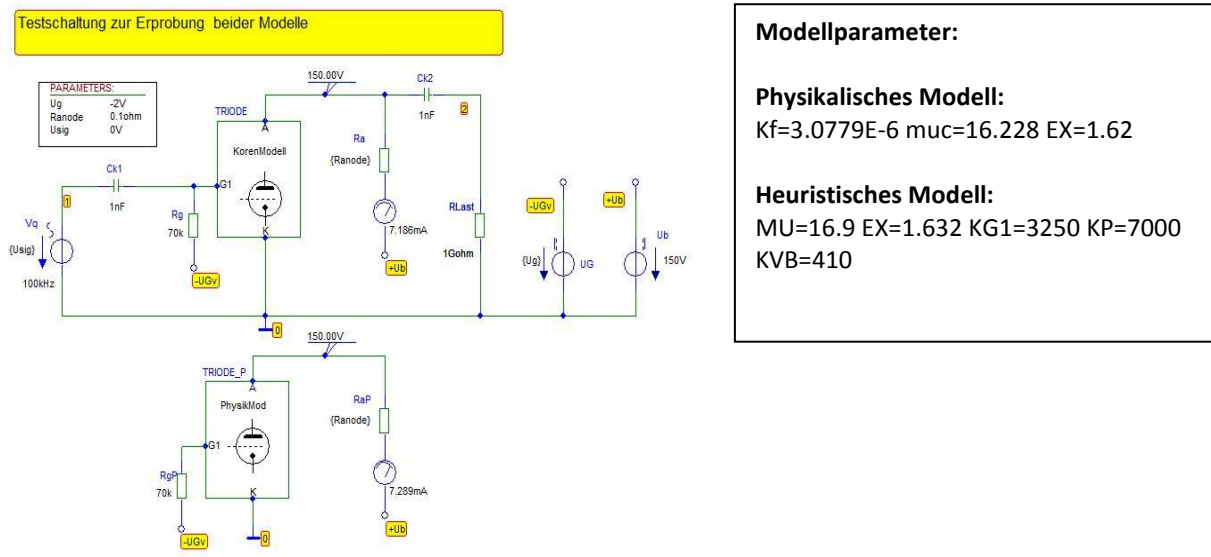


Abb. 25 Testschaltung zum Vergleichen der Triodenmodelle

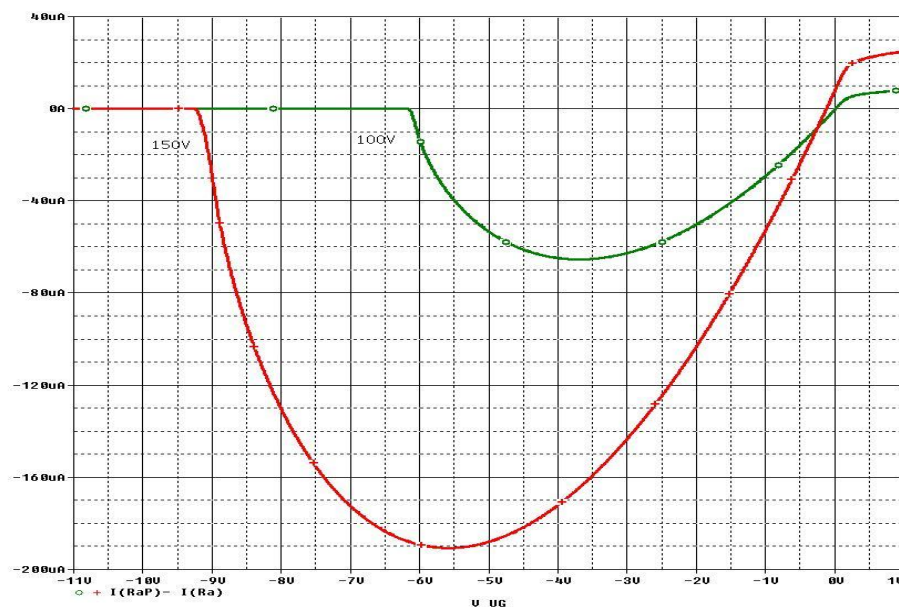


Abb. 26 Anodenstromdifferenz für 100 V und 150 V Anodenspannung. Parameter siehe Abb. 25

Erläuterung zu Abb. 26, der bildlichen Darstellung der Unterschiede im Anodenstrom: Die größte Abweichung der Ströme liegt jeweils im mittleren Gittervorspannungsbereich der Steuerkennlinie. Das ist bei 100 V Anodenspannung bei ca. -3.5 V Gittervorspannung der Fall, mit einer absoluten Stromabweichung von höchstens 65 μA gegenüber 1.5 mA und bei 150 V im Bereich um -5.5 V mit einer Abweichung von höchstens 190 μA bei 2.5 mA. Bezogen auf die dabei fließenden

Anodenströme entspricht das einmal einer Abweichung von besser als 4.3 % ($65\mu\text{A}/1.5\text{mA}$) und bei 150 V besser als 7.6 %.

Sehr empfindlich reagiert allerdings der Anodenstromverlauf auf Änderung des Exponenten EX: Bei Erhöhung von EX=1.62 auf 1.63 bei 150 V und $U_g = 0\text{V}$ verursacht das eine Anodenstromänderung von 0.4 mA! Für die Anwendungen in diesen Berichten spielt das jedoch keine Rolle.

Resümee:

Mithilfe dieser Betrachtung wurde deutlich, beide Formelbeschreibungen sind gleichwertig und beschreiben den realen, vom Hersteller gemessenen und dokumentierten Kennlinienverlauf gleichermaßen gut.

Als Folge werden wir zur Beschreibung von Röhrenschaltungen das Physikalische Modell mit seinen drei Parametern und nicht das Heuristische Modell mit fünf Parametern verwenden.

[Zum Inhaltsverzeichnis](#)

5. Klassische Anwendungen

In diesem Abschnitt werden bekannte, mit der Triode RE084 bestückte Röhrenschaltungen untersucht, z. B. die Anwendung als HF-Verstärker und als Audion in Abb. 3.

5.1 Der Breitband- Spannungsverstärker

Die erste untersuchte Schaltung ist der Breitband-Spannungsverstärker mit RC- Kopplung nach Schadow, im Folgenden als BBAMP bezeichnet (Abb. 6), simuliert. Schadow erklärt dort, wie durch die Wahl des Arbeitspunktes, also durch Wahl der Gittervorspannung charakteristische Verzerrungen besonders an den Kennlinienknicken entstehen. In PSpice® ist es relativ einfach, sich das Maß für Verzerrungen im Audibereich, den Klirrfaktor ausgeben zu lassen. Der BBAMP hat keine Gegenkopplung zur Signalverbesserung. Zur Analyse mit Signal-Wechselspannung modifizieren wir die Testschaltung nach Abb. 12. und erhalten folgende Testschaltung:

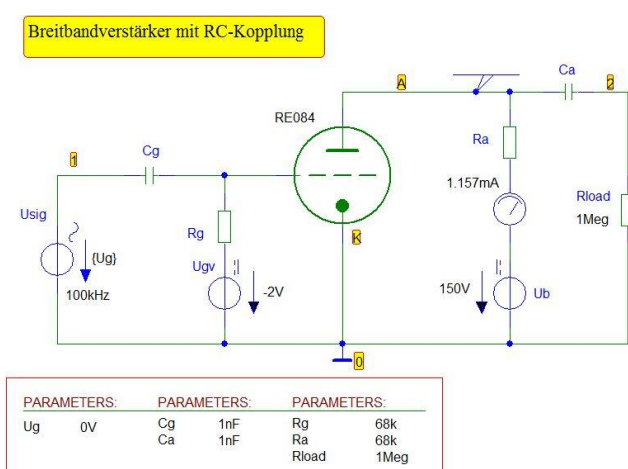


Abb. 27 Breitbandverstärker mit RC-Kopplung

Die Signalquelle Usig am Punkt 1 speist den BBAMP mit der Amplitude Ug. Sie kann, ebenso wie die Werte der Koppel-Kondensatoren und der Arbeits-Widerstände in der Parameterliste variiert werden. Die im Bild enthaltenen Bauelemente $C_g = C_a = 1 \text{ nF}$ und $R_g = 68 \text{ k}\Omega$ werden später auf 4.7 nF und auf $1 \text{ M}\Omega$ erhöht. Dadurch verschiebt sich die untere Grenzfrequenz weiter zu tieferen Frequenzen hin.

Schaltungsbeschreibung:

Über den Koppelkondensator C_g wird das Quellensignal an das Gitter gekoppelt, das seinerseits über den Gitterableitwiderstand R_g mit der Vorspannung aus der DC- Quelle U_{gv} versorgt wird. Momentan sind als Bias-Spannung $U_{gv} -2 \text{ V}$ eingestellt. Die Kathode K liegt direkt auf Masse. Der Anodengleichstromkreis enthält die Anodenspannungsquelle U_b (Bias-Wert 150 V), ein analoges Amperemeter zur Bias-Stromkontrolle und den Arbeitswiderstand R_a . Die verstärkte Wechselspannung liegt über R_a (Punkt A). Sie wird über den Koppelkondensator C_a an die externe Last R_{load} (mit $1 \text{ M}\Omega$ quasi Leerlauf) gleichstromfrei abgegeben (Punkt 2).

5.1.1 DC-Analyse. Aussteuerkennlinie.

Die Aussteuerkennlinie $I_a(U_{gv})$ entsteht, indem man die Gittervorspannung U_{gv} zwischen -10 V und ca. +1 V an der Abszisse variiert und I_a an der Ordinate aufträgt. Als Parameter dient der Anodenwiderstand R_a . Es ergeben sich zwei charakteristische Knickpunkte. Interessant ist zu sehen, wie sich die Kurvenform zwischen $R_a = 0 \Omega$, der ursprünglichen, gekrümmten Triodenkennlinie und den hochohmigen Werten (R_a : 10 k Ω , 33 k Ω , 68 k Ω) zur Geraden verformt (Linearisierung der Kennlinie).

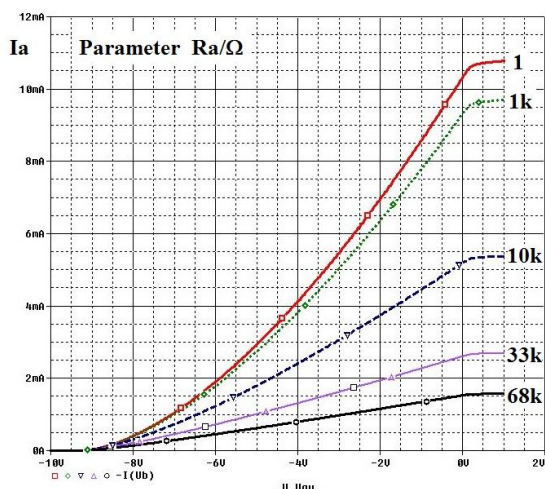


Abb. 28 DC- Aussteuerkurven als Funktion vom Arbeitswiderstand R_a . Betriebsspannung 150 V

Die Stromaussteuerung reduziert sich bei 68 k Ω auf ca. 1.5 mA. Damit ergibt sich eine maximale unverzerrte Ausgangsspannungsamplitude von 51 V. Die Spitze-Spitze- Aussteuerung ist somit 102 V, jedoch darf der Maximalwert der Ansteuerung dabei nicht über 0 V gehen, sonst entstehen Verzerrungen („Klippen“, Abschneiden der Amplitude). Man erkennt, eine negative Gittervorspannung ist unumgänglich, der AP muss im mittleren

Kennlinienbereich liegen. Beim Arbeitswiderstand $R_a = 68 \text{ k}\Omega$ sollte die Gittervorspannung U_{gv} bei ca. -3.5 V liegen.

5.1.2 AC- Analyse. Frequenzgang, Bode Diagramm

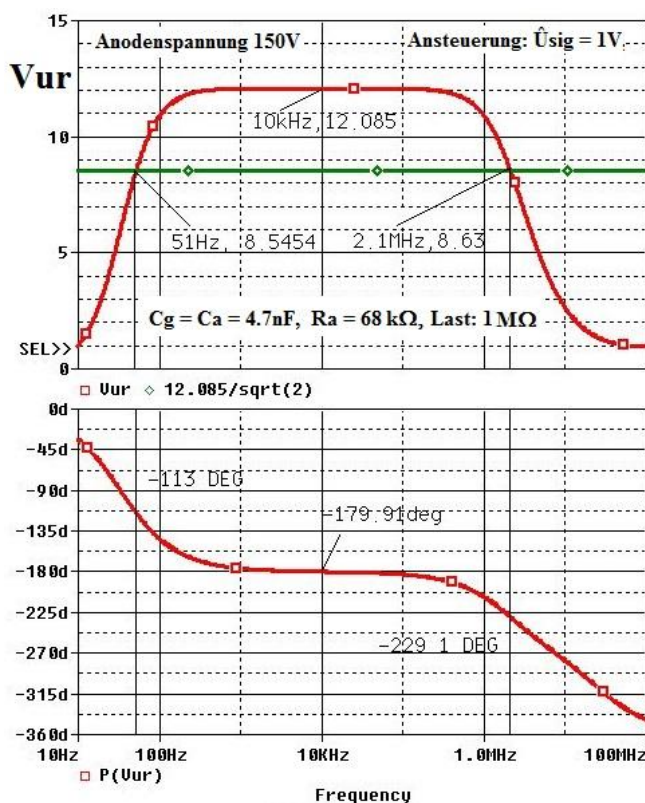


Abb. 29 Bode- Diagramm der Verstärkerstufe

Mithilfe der AC- Analyse wird der Frequenzgang der relativen Verstärkung

$$\text{Gl. 26 Relative Spannungsverstärkung } V_{ur} = U(2) / U(1)$$

berechnet (Bezeichnungen siehe Abb. 27). Die Formel ist als Macro V_{ur} abgespeichert und in Abb. 29 als Bode-Diagramm nach Betrag V_{ur} (oben) und Phasenverlauf $P(V_{ur})$ (unten) dargestellt. Alle Daten und Schaltungs-Parameter sind im Diagramm enthalten.

Ergebnis:

Maximale Verstärkung: 12.085 (\cong 21.64 dB) bei 10 kHz,
 Untere 3dB- Grenzfrequenz 50 Hz,
 Obere 3dB- Grenzfrequenz 2.1 MHz,
 Phase ist -180 deg zwischen ca. 1 kHz und 30 kHz. Bandbreite ca. 4.2 Dekaden.

5.1.3 Transientenanalyse. Linearität und Klirrfaktor

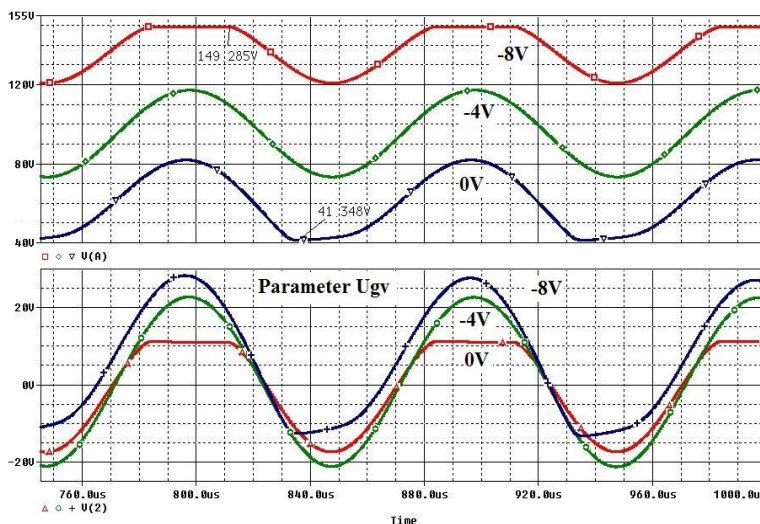
Die Transientenanalyse liefert die Darstellung im Zeitbereich, wie wir sie vom Oszillografenbild her kennen. Schadow zeigt in Abb. 6 den typischen Begrenzer- Effekt durch Klippen des Sinusbogens, der an den beiden Knicken der Steuerkennlinie bei Über-, bzw. Untersteuerung entsteht. Damit der Effekt deutlich wird, mussten in der Schaltung Abb. 27 einige Parameter verändert werden. Empirisch gefundene Bauelementewerte sind für diese Simulation abweichend:

- $C_g = C_a = 1 \text{ nF}$ (4.7 nF verursacht zu lange Ladezeiten bei hochohmigen Widerständen),
- $R_g = 100 \text{ k}\Omega$ (Wert ist kritisch! Darf weder zu niederohmig, noch zu hochohmig sein),
- $R_a = 68 \text{ k}\Omega$, $R_{load} = 1 \text{ M}\Omega$.

Spannungen:

- $U_{sig}(10 \text{ kHz}) = -2 \text{ V}$ (damit wird die Aussteuerung im AP auf $\pm 2 \text{ V}$ mit negativem Startwert festgelegt),
- $U_b = +150 \text{ V}$.
- Gittervorspannung:
Der Worst Case-AP liegt bei $U_{gv}=0 \text{ V}$, $U_a = 46.13 \text{ V}$, $I_a = 1.527 \text{ mA}$. $U_{gv}(\text{Bias-DC}) = -2 \text{ V}$,
- Optimaler AP ist bei $U_{gv}(\text{Bias-DC}) = -2 \text{ V}$ (resultiert aus der Klirrfaktorberechnung),

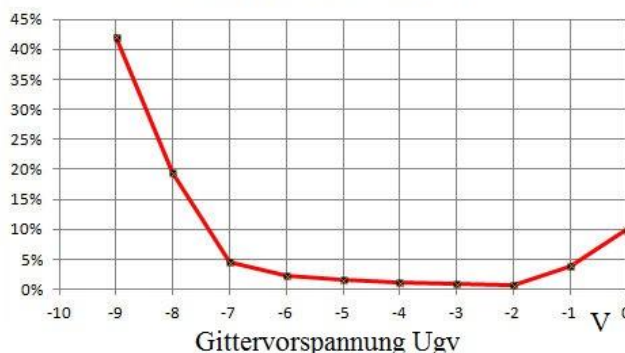
Das Simulationsergebnis für $U_{gv} = -8 \text{ V}$, -4 V und 0 V , zeigt folgende Abbildung zwischen $760 \mu\text{s}$ und 1 ms .



Man beachte erstens die Phasenumkehr des Eingangssignals: Hohe Amplituden treten bei hohen negativen U_{gv} auf. Zweitens sind die Fälle der Unter-, bzw. Übersteuerung gut zu erkennen. Bei -4 V U_{gv} ist keine Verzerrung erkennbar. Mehr Information über Verzerrungen liefert dann der Verlauf des Klirrfaktors über der Gittervorspannung im Abb. 31. Die genauen Zahlenwerte zum Bild befinden sich im Anhang.

Abb. 30 Transientenanalyse der Ausgangsspannung für -8 V , -4 V und 0 V U_{gv}

Klirrfaktor bei $U_{sig}=2 \text{ V}$



Als optimaler Arbeitspunkt für lineare NF-Verstärkung erweist sich bei -2 V Gittervorspannung. Jedoch liegen die Verzerrungen zwischen $-7 \text{ V} \leq U_{gv} \leq -1 \text{ V}$ unter 5% Klirrfaktor bei derselben 2 V -Aussteuerung.

Abb. 31 Verlauf des Klirrfaktors über der Gittervorspannung

5.2 Der Schmalbandverstärker für Hochfrequenz

5.2.1 Zweikreis Geradeaus-Empfänger

Auf der Vorderseite der Karteikarte Abb. 3 ist ein Teil eines Zweikreis-Geradeaus-Empfängers zu sehen: Speisende RX-Antenne (nicht enthalten), 1. Parallelkreis, Vorverstärkerstufe, 2. Parallelkreis, AM- Gleichrichter in Audionschaltung, Kopfhörer.

Die RX-Antenne und ihre Ankopplung sind auf dem Schaltbild der Karteikarte nicht eingezeichnet. Es fehlt auch der speisende AM-Sender. Wir benutzen den AM-Sender aus Bericht #1, der erlaubt uns, Frequenz, Nullphase (z.B. Wahl ob SIN oder COS), HF-Amplitude, NF- Amplitude und Modulationsgrad einzustellen. Real gelten bei unserer Simulation auf dem Schematics-Arbeitsblatt: U-Antenne = 1 mV, angezeigte Frequenz FC = 1000 kHz, Modulationsgrad m = 0.85).

Die für die Simulation aufbereitete Schaltung zeigt Abb. 32. Das Bild enthält alle Bauelemente-Parameter mit Werten (außer m und NF-Daten) im Rahmen oberhalb der Schaltung. Links im Schaltplan befindet sich am Label "RX-Antenne" die induktive Ankopplung des AM-Senders über die Koppelspule LAer zur Masse hin an den 1 MHz Parallelschwingkreis Lm1 und Ca1. Koppelspule und Schwingkreispulen sind wertegleich mit $Lm1 = Lm2 = 250 \mu\text{H}$ gewählt. Mit den Verlustwiderständen $Rv = 22 \Omega$ sind auch die unbelasteten Kreisgüten mit $Q = 71$ gleich und dementsprechend sind es auch die Drehkondensatoren Ca1 und Ca2 am Ausgangskreis mit $Ck1 = Ck2 = 91 \text{ pF}$. Leider ist das nicht optimal. Ck1 muss später korrigiert werden. Der Eingangskreis wird durch die Antenne belastet, weshalb dort eine schwache Kopplung normalerweise günstig ist. Durch eine Versuchsreihe wurde der Koppelfaktor cko mit dem relativ hohen Wert 0.6 optimiert. Aber: Geringe Werteänderung, z.B. von 0.60 auf 0.62 ergibt z.T. gewaltige Veränderung der Schwingkreis-Kurvenform⁷. Die Stabilität des Verstärkers wird dadurch wesentlich beeinflusst. Das wiederum ist kein Thema in diesem Bericht. Würde man vom Anschluss „RX-Antenne“ zur Masse hin eine Kapazität legen (z.B. mit Wert Ck1. Früher oft technisch realisiert), dann würde ein typisches induktiv gekoppeltes Zweikreisbandfilter entstehen, das bei geeigneter Dimensionierung hervorragende Eigenschaften bezüglich Bandbreite und Selektion hätte.

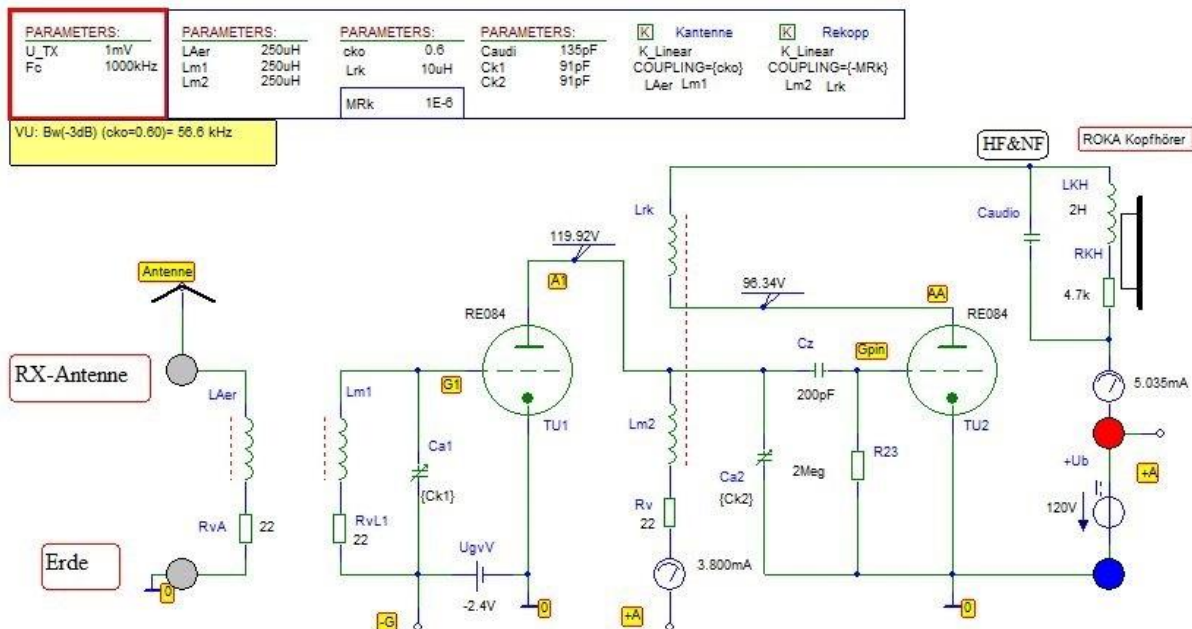


Abb. 32 Zweikreis-Geradeaus-Empfänger nach Abb. 3

⁷ Für den Kondensator Caudio am Kopfhörer gilt dasselbe. Näheres dazu im Text.

Der Schmalbandverstärker ist original mit einer Tetrode RES094, das nachfolgende Audion mit einer RE084 bestückt. Wir ersetzen hier ausnahmsweise die Tetrode durch die Triode RE084, weil in der Berichtsreihe Tetroden und Pentoden noch nicht behandelt wurden. Am Prinzip der Schaltung ändert sich nichts, es entfällt die Schirmgitterbeschaltung. Der Verstärker selbst hat die Aufgabe, das schwache Antennensignal ausreichend hoch zu verstärken, damit der Empfänger möglichst empfindlich wird. Die Gittervorspannung -2.4 V bringt den Arbeitspunkt mittels der DC-Quelle UgvV in den linearen Teil der Kennlinie. Die Anode A1 ist direkt am Hochpunkt des Ausgangs-Parallelkreises angeschlossen und der Schwingkreis-Fußpunkt liegt wechselstrommäßig über die Anodenspannungsquelle, der DC-Quelle +Ub. (120 V) an Masse und damit an Katode. Gute DC-Stromversorgungen (Batterien) haben grundsätzlich extrem geringe Innenwiderstände für Wechselstrom und stellen somit einen Kurzschluss dar.

Der Anodengleichstrom der Vorstufe (3.8 mA im vorliegenden Bias-Fall) fließt über die Induktivität Lm2 (plus Verlustwiderstand $22\ \Omega$) über das Amperemeter (IPROBE) und dem BUBBLE +A zur DC-Quelle +Ub.

Im Originalschaltplan besteht die Kapazität des Ausgangskreises aus einer Reihenschaltung von Drehkondensator Ca2 und einem festen C. Der Grund ist, dass beide Drehkondensatoren auf einer Achse sitzen und im Gleichlauf über das gesamte Nutz- Frequenzband sein müssen. Das wird in der Praxis durch die Reihenschaltung bewirkt. In der Simulation entfällt das Fest-C. Hier arbeiten wir nur mit Festfrequenz, um das Prinzip darzustellen. Zudem wird ein Bauelement gespart.

Vom Hochpunkt des Ausgangskreises wird die verstärkte Antennenspannung über die typische Audion-RC- Kombination ($200\ \text{pF}$, $2\ \text{M}\Omega$) an das Gitter des Audions geführt.

Im Prinzip ist am Gitter der Zweikreis-Vorverstärker zu Ende und es folgt das Audion mit induktiver Rückkopplung als AM- Demodulator. Der Gitterableitwiderstand $2\ \text{M}\Omega$ belastet den Ausgangskreis wenig.

5.2.2 Frequenzgang des Geradeaus-Empfängers mit AC-Analyse

Die Abb. 33 zeigt das Bode-Diagramm des Vorverstärkers in zwei Teilbildern: Oben der Frequenzverlauf des Verstärkungsbetrags und unten die zugehörigen Phasengänge. Dargestellt sind:

Macro 1. VU-gesamt = Gesamtverstärkung bezogen auf die Antenne:

$VU_{\text{overall}} = V(\text{Gpin}) / V(\text{Antenne})$. Im Bild entspricht die Spannung Ug(Audion) der Spannung V(GPin) des Macros.

Macro 2. Verstärkung der Vorstufe allein zwischen den Gittern der Vorstufenröhre und dem Steuergitter des Audions: $VU_{\text{HFamp}} = V(\text{Gpin}) / V(\text{G1})$.

Alle Kurven wurden mit der Antennenspannung $U_{\text{Antenne}} = 1\ \text{mV}$ (entspr. $0.7\ \text{mV}$ effektiv) aufgenommen. Weitere Parameter lassen sich in Abb. 32 ablesen.

Alle Kurvenscharen zeigen den typischen Verlauf eines Einzelschwingkreises bezüglich Betrags- und Phasenverlaufs: Glockenförmiger Betragsverlauf mit Spitze bei Mittenfrequenz F_c ca. $1\ \text{MHz}$, Phasenverlauf linear fallend innerhalb der 3dB- Bandbreite. $\Delta\phi = \pm 45\ \text{DEG}$ an den Bandgrenzen.

Zusammengefasste Ergebnisse der AC- Analyse der Vorstufe:

- VU_{overall} Grüne Kurve: Maximum $VU = 48$ (=33.6 dB),
3dB- Bandbreite $\Delta B = \text{ca. } 45\ \text{kHz}$ mit Belastung, unbelastet theoretisch: ca. $14\ \text{kHz}$ ($\Delta B = F_c / Q_0$),
- VU_{HFamp} Rote Kurve : Maximum $VU = 10.35$ (=20.3 dB)
3dB- Bandbreite $\Delta B = \text{ca. } 99\ \text{kHz}$ mit Belastung.

Die Bandbreite lässt sich durch die Rückkopplung stark beeinflussen. Die Auswirkungen werden in diesem Bericht im nächsten Abschnitt kurz untersucht. Mit der erreichten Verstärkung kann man die Empfindlichkeit abschätzen: Am Audion-Gitter erwarten wir etwa $350\ \text{mV}$. D.h. an der RX-Antenne sollten dann ca. $350\ \text{mV} / 50 = 7\ \text{mV}$ anliegen. Als U_{TX} wurden deshalb $7.1\ \text{mV}$ gewählt, d.h. die Antenne liefert genau eine effektive Spannung von $5\ \text{mV}$. In der Praxis erreicht man in Geradeaus-Empfängern mit mehr als einer Vorstufe sogar Empfindlichkeiten bis in den μV -Bereich herunter!

Allerdings wurde diese Technik wegen der Gefahr der aufbaubedingten Instabilität mehrstufiger Verstärker (Schwingneigung) bald wieder aufgegeben. Ein weiterer Nachteil war, dass das Audion bei jedem Sender- und Lautstärkewechsel nachgestimmt werden musste. All das wurde durch die Technik des Überlagerungs-Empfängers abgelöst. Dort wird das Audion als Demodulator nur einmalig auf die Zwischenfrequenz abgestimmt.

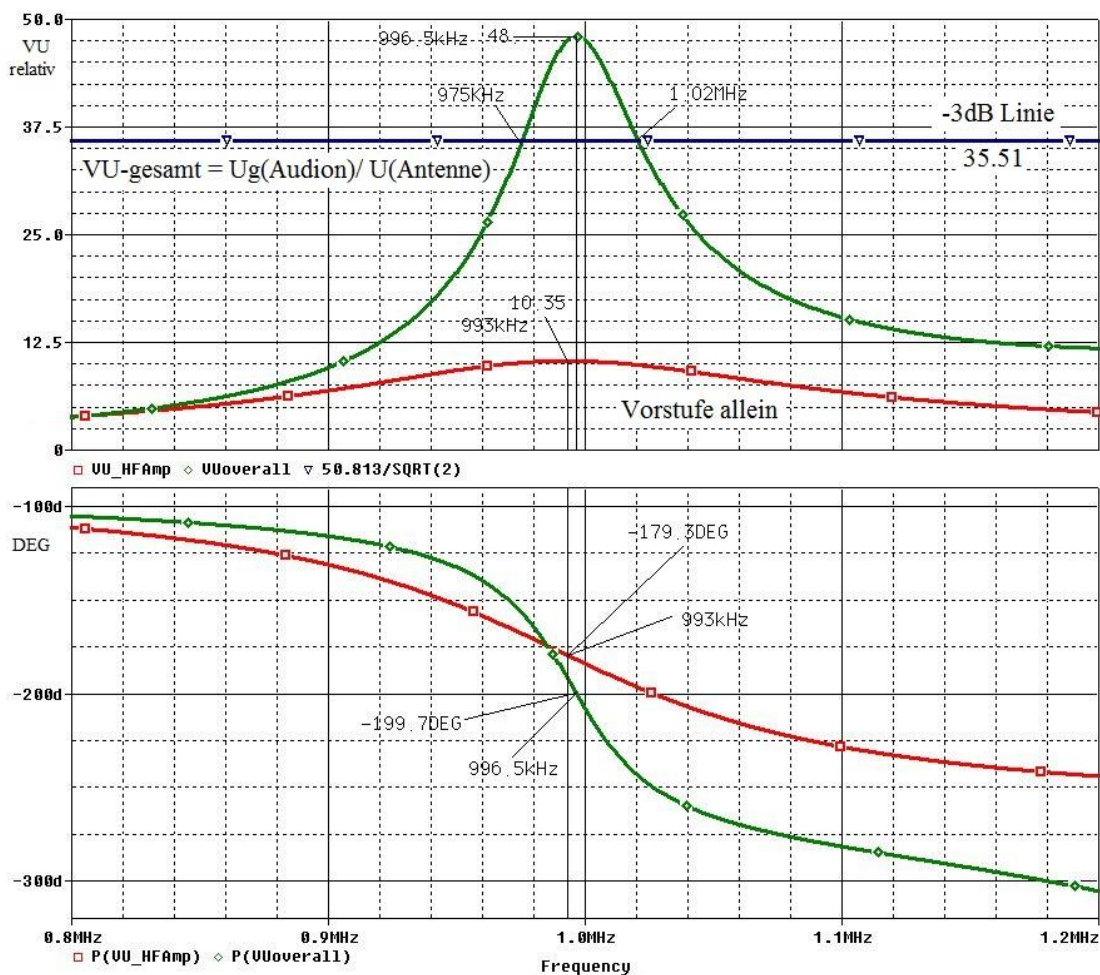


Abb. 33 Bode-Diagramm von Vorstufe und Gesamtanlage

5.3 Das Audion als AM- Demodulator. Gittergleichrichtung

Die zweite RE084-Röhre dient im Empfänger als Demodulator für das amplitudenmodulierte HF-Signal aus der Antenne. Den Demodulatortyp nennt man „Audion“ oder auch „Gittergleichrichter“.

5.3.1 Funktionsweise

Im Audion erfolgt die Rückgewinnung der NF aus der HF durch Gittergleichrichtung an einem der beiden Kennlinienknicke. Beim Arbeitspunkt mit hoher negativer Vorspannung, also am unteren Kennlinienknick, nennt man die Schaltung „Anodengleichrichter“. Sie wird in einem anderen Bericht behandelt. Da das Gitter hier zunächst keine gesonderte Vorspannung erhält, erfolgt die Gleichrichtung am oberen Knick⁸. Das Gitter wirkt hier wie eine Anode gegenüber der Katode, d.h. positive Halbwellen der anliegenden Spannung laden das Gitter (Label Gpin) über den Kondensator

⁸ In einigen Wehrmachtsempfängern mit Audion wird der Gitterableitwiderstand an einen Teil der positiven Heizbatteriespannung gelegt. Dadurch kann der Einsatzpunkt der HF- Gleichrichtung optimiert werden! Mehr dazu später.

C_z^9 negativ auf. Die Entladung erfolgt über den hochohmigen Ableitwiderstand R23 so langsam, dass sich u.U. bei großen Signalen der Arbeitspunkt etwas in den fallenden Kennlinienast verschiebt. C_z hat im Audion die Funktion des Lade- C 's eines Gleichrichters. Es findet somit Gleichrichtung durch Abschneiden positiver Halbwellen statt. Negative Halbwellen fallen in den quasi linearen oberen Teil der Kennlinie und beeinflussen wesentlich den Anodenstrom des Audions. Mithilfe der Transienten-Analyse wird der Gleichrichtereffekt gut sichtbar (Kap. 5.3.2). Der überlagerte NF- Strom im Anodenstrom wird dann im Kopfhörer in Schall umgewandelt. Die Kopfhörerimpedanz wurde durch eigene Messungen an einem alten Wehrmachts- Kopfhörer (Fa. ROKA, 1943) ermittelt: $R_{KH}=4.2\text{ k}\Omega$, $L_{KH}=2\text{ H}$). Spulen mit vielen Windungen haben eine eigene, relativ große Wicklungskapazität, die als Teil der Summen-Kapazität Caudio (135 pF) berücksichtigt wird. I. d. R. befindet sich an dieser Stelle in jeder Standard- Audionschaltung die HF-Abblockung mit einem relativ kleinen C, denn die HF soll nicht an den Kopfhörer gelangen, sondern soll im Rückkopplungszweig Verwendung finden. Im Prinzip liegen also an dieser Stelle des Schaltplans zwei Kapazitäten parallel, das Rückkopplungs-C zur Masse hin und die Wicklungskapazität des Kopfhörers zum Pluspol der Anodenbatterie. Wir ersetzen beide C 's durch Caudio und testen dessen Wirkung auf die Gesamtverstärkung mit dem Macro VUoverall.

Im Anodenstromzweig liegt die Induktivität L_{rk} zwecks induktiver Rückkopplung. Durch sie fließt der mit NF überlagerte HF- Anodenstrom. Koppelt man nun einen Teil des HF-Anodenstroms induktiv phasengleich an die Schwingkreisspule L_{m2} , dann kann der Schwingkreis L_{m2} , C_{a2} entdämpft werden. Es kann sogar ein selbstschwingender Oszillator entstehen, was dann allerdings den Empfang i.d.R. unbrauchbar macht. Die HF- Bandbreite wird durch die Rückkopplung u.U. so gering, dass der Demodulator dann nicht mehr für Audio- Übertragungen taugt, bestenfalls für den Empfang von Morsezeichen. Zum Zwecke des Tastfunk-Empfangs wurde das oft praktiziert. Für die Variation der Koppelstärke bietet die Schaltung zwei voneinander abhängige Möglichkeiten an:

- Das Koppel-Bauelement K_{Linear} (K_{Rekopp}) mit Koppelfaktor COUPLING {MRk}.
 $0 < MRk \leq 1$ (im Bild quasi abgeschaltet, weil mit $MRk = -1E-6$ keine messbare Rückkopplung existiert). Mit dem Minuszeichen vor dem Koppelfaktor lässt sich die Spule L_{rk} „umdrehen“, also aus Gegenkopplung Mitkopplung machen.
- Sehr kritisch hat sich die Dimensionierung der RC-Audion-Gitterkombination gezeigt, über das die Signalspannung aus dem Anodenkreis der Vorstufe an das Gitter G_{pin} gelangt. Ursprünglich sind als C_z 200 pF vorgesehen. Durch mehrfaches Testen des Gleichrichtereffekts mit der Transienten-Analyse, vor allem dem Betrachten der teils auffällig großen Entladezeiten der Flanken des abfallenden Teil des primitiven NF-Rechtecksignals („Abgemagerte Rechteckfunktion“ aus drei Teilschwingungen), konnte der Wert von $C_z = 50\text{ pF}$ als Bestwert ermittelt werden. Der Ladezeiteffekt ist in Abb. 30 gut zu erkennen (blaue Kurve, Ugv -8 V).
- Der Weg des HF- Stromstärkeanteils im Anodenstrom I_a kann über den Kondensator Caudio zur Masse hin verändert werden. Allerdings ist der C-Wert sehr kritisch! Im Falle, dass L_{rk} und Caudio in Resonanz sind, ist die Anode [AA] gegen Masse kurz geschlossen, d.h. maximaler HF-Strom fließt. Durch wiederholtes Testen wurde herausgefunden, dass mit Caudio ca. 200 pF die VUoverall ca. 800 erreicht, was in der Praxis Selbsterregung bedeutet. Empirisch hat sich der Wert Caudio = 135 pF bewährt: Gesamtverstärkung ist ca. 50-fach (= 33.6 dB), was für unsere Demo-Zwecke ausreicht.

⁹ Original $C_z = 200\text{ pF}$; wird später auf 50 pF erniedrigt

5.3.2 Transientenanalyse des Audion-Demodulators. Tonfunk

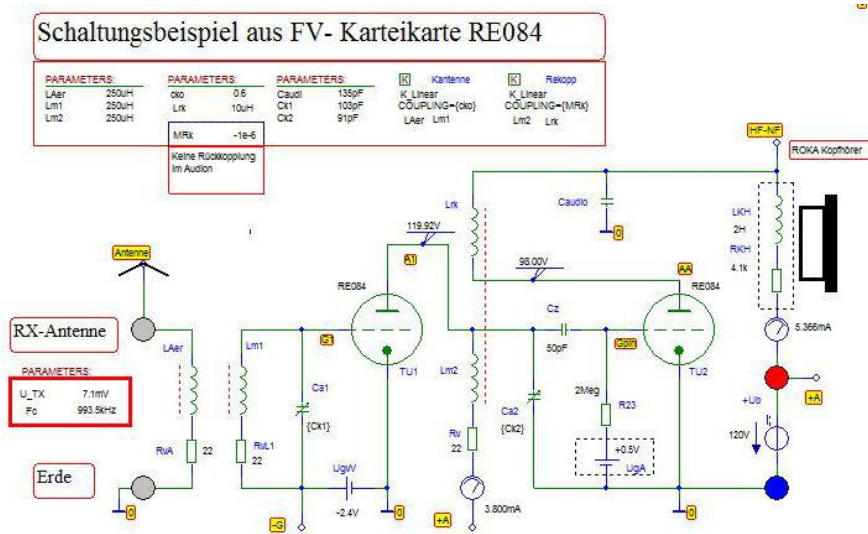


Abb. 34 Ergänzte und verbesserte Audionschaltung

In diesem Abschnitt wird die Funktion des Audions als AM-Demodulator untersucht. Das Schaltbild zeigt gegenüber Abb. 32 leichte Veränderungen der Schaltung und einiger Bauelementewerte, die den laufend wachsenden Erkenntnissen geschuldet sind:

1. Die Kapazität Ca1 des Eingangskreises hat jetzt 103pF. Damit verschwindet nahezu ein zu hoher Sockel in der Verstärkungskurve zwischen ca. 1.05 MHz und 1.3 MHz. Dies ist in diesem Bericht nicht extra dargestellt. Offensichtlich ist die Dimensionierung der Schaltungsnachbildung noch nicht optimal.

2. In der Gitterzuleitung der Audionröhre TU2 wurde eine DC- Batterie UgA mit +0.5V eingebaut. Damit wird der Arbeitspunkt des Audions zwecks Optimierung des Empfangs leicht in den positiven Bereich der Kennlinie verschoben. Das bewirkt mehr Annäherung an den oberen Kennlinienknick (Si-Diode im Ersatzbild) bei ca. 0.7 V und verbessert die Gleichrichtereffektivität. In den Empfängern mit Rückkopplungs-Audion, z.B. dem bekannten Tornisterempfänger Eb „Berta“ (bestückt mit Röhren RV2P800) wird diese Vorspannung UgV durch ein Potentiometer von 150 Ω aus der 2 V-Heizbatterie erzeugt. Damit liegt der Arbeitspunkt des Audions näher am Knick und es verbessert sich der Gleichrichtereffekt. Deutlich wird das in den Diagrammen mit der Transientenanalyse.

3. Das Cz der RC-Audion-Kombination wird von 200pF auf 50pF erniedrigt (Beschrieben in Kap 5.3.1.).

5.3.2.1 Der AM-Sender für Tonfrequenz

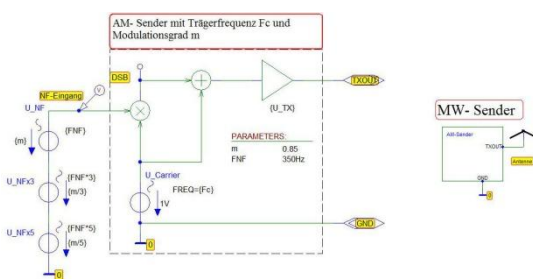


Abb. 35 Mittelwellen-Messsender für Tonfrequenz

Links in Abb. 35 ist die Schaltung des AM-Messsenders zu sehen. Besonders ist das modulierte Niederfrequenzsignal zu erwähnen. Es stellt die nach dem 3. Glied abgebrochene Fourierreihe einer Rechteckfunktion mit 350 Hz Grundfrequenz dar. Rechts im Bild ist das Blocksymbol des Generators zu sehen, in dem die Schaltung untergebracht ist. Mit dem Block wird die aufwändige Schaltung für Betrachter übersichtlicher gestaltet.

Die Spannungsquellen am NF-Eingang können durch z.B. einen Morsezeichengeber ersetzt werden. PSpice® hat dafür geeignete Elemente, z.B. DSTIM1. Damit erweitern sich die Darstellungsmöglichkeiten auf Digitalsignale. Wir untersuchen dies später.

5.3.2.2 Die Tonfrequenz Auswerteschaltung



Abb. 36 Auswerteschaltung für den Audion- Anodenstrom

Die NF-Auswerteschaltung dient nur Anzeigezwecken während der PSpice®-Simulation. Mit ihrer Hilfe trennt man nach der Demodulation die überlagerte NF von der HF und der hohen Anodenspannung und beeinflusst dabei die Audionschaltung und den Kopfhörer selbst nicht. Das PSpice®-Baelement GAIN wirkt als Puffer mit unendlich hohem Eingangswiderstand, 0 Ω Innenwiderstand im Ausgang und Verstärkungsfaktor 1. Das RC-Glied Ck, R27 ist ein Hochpass mit der Grenzfrequenz $F_g=0.034$ Hz. Er besorgt die DC-Trennung und lässt jedoch die gesamte, am Anschluss „HF-NF“ enthaltene NF unbehindert durch. Das Signal am Anschluss NFOut ist quasi das, was der Kopfhörer wiedergibt.

5.3.2.3 Ergebnisse der Zeitbereichsanalyse (Transientanalyse)

Abb. 37 zeigt die Ergebnisse der Zeitbereichsanalyse (Transient) im eingeschwungenen Zustand zwischen 2ms und 10ms mit Sender: 989 kHz, 7.1 mV, $m=0.85$ nach Vorstufe, bzw. Audion.

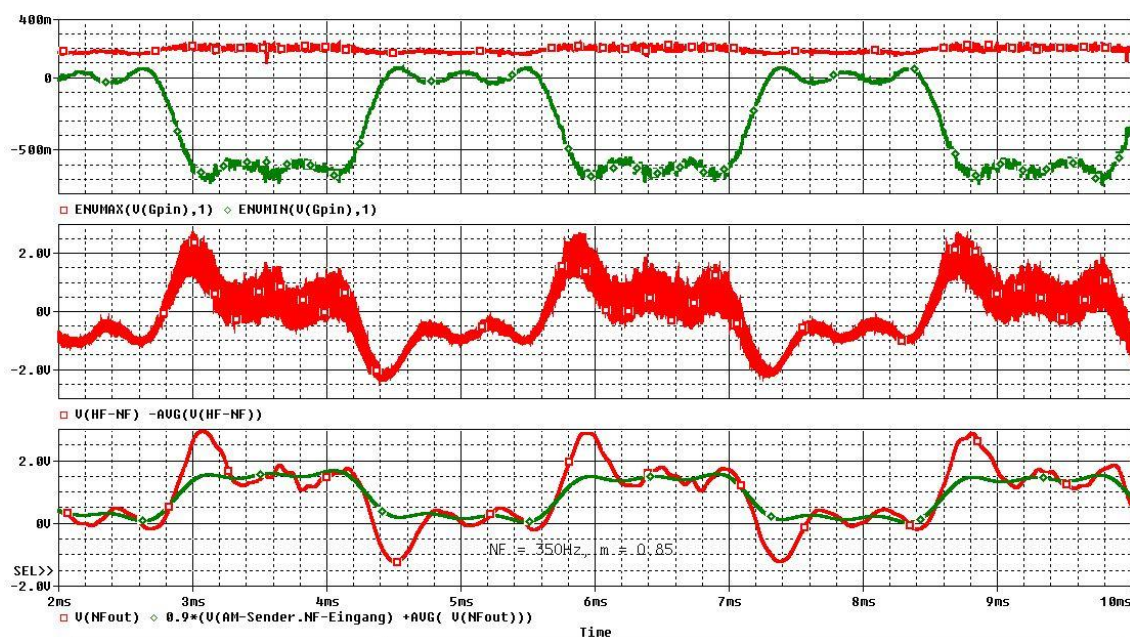


Abb. 37 Auswertung der Transientenanalyse

Untere Diagrammzeile in Abb. 37

Das NF-Modulationssignal ist ein bandbreitenbegrenztes Rechtecksignal mit 350Hz Grundfrequenz. Oberschwingungen sind 1050 Hz ($3 \cdot F_{NF}$) und 1750 Hz ($5 \cdot F_{NF}$). Damit ist der NF-Sprachbereich grob abgedeckt, allerdings ist der Modulationsgrad mit $m=0.85$ höher als in der Praxis. Dieses NF-Signal ist in grüner Farbe als Kurve $0.9 \cdot (V(AM-Sender.NF-Eingang) + AVG(V(NFout)))$ eingetragen. Es bedeutet das ursprüngliche NF-Signal des Senders $V(AM-Sender.NF-Eingang)$, verschoben um den Mittelwert des demodulierten Signals. So kann sich das Auge des Betrachters ein besseres Bild für die Übereinstimmung machen. Das demodulierte NF-Signal ist die rote Kurve der Bildzeile mit dem charakteristischen Überschwinger und der überhöhten Welligkeit gegenüber dem Original. Physikalisch bedeutet es, dass die NF- Oberschwingungen bei der Demodulation zu sehr betont werden. Der NF-Frequenzgang der Audionschaltung steigt mit wachsender Frequenz an, d.h. die Tiefpasswirkung ist im Sprachbereich noch nicht wirksam.

Amplitudenanpassung bewirkt der Faktor 0.9. Er sorgt nur für eine verbesserte optische Übereinstimmung zwischen Original und Wiedergabe. Der Wert ist rein empirisch gefunden, hat keine physikalische Bedeutung.

Mittlere Diagrammzeile in Abb. 37:

Hier ist die Spannung am Punkt (HF-NF), das demodulierte „Rohsignal“ zu sehen. Da es mit der hohen Anodenspannung überlagert ist, muss diese als Mittelwert $\text{AVG}(V(\text{HF-NF}))$ wieder vom Rohsignal subtrahiert werden. Deutlich sichtbar ist der Rest des überlagerten HF-Signals als rotes Band.

Obere Diagrammzeile in Abb. 37:

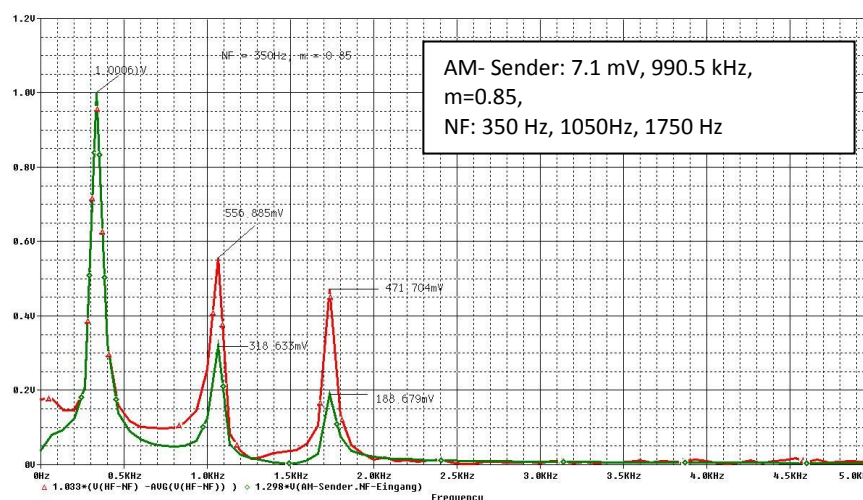
In der oberen Diagrammzeile wird die Spannung am Steuergitter des Audions $V(\text{Gpin})$ ausgewertet. Da hier das HF-Signal sehr stark zu Buche schlägt (es wäre eine große rote Fläche zwischen den beiden Kurven), das HF- Abbild aber gerade unwichtig ist, werden nur die Einhüllenden in zwei Kurven mit PSpice®- Befehlen dargestellt:

1. Obere Einhüllende (rot): $\text{ENVMAX}(VU_{\text{Overall}},1)$
Deutlich wird hier der Begrenzer-Effekt bei ca. +0.15V sichtbar. Das „Rechteck“ ist gequetscht. Typische Gleichrichtung!
2. Untere Einhüllende (grün): $\text{ENVMIN}(VU_{\text{Overall}},1)$
Das Bild der Gitterspannung zeigt hier keine Verzerrungen, jedoch erkennt man ein deutliches Rauschen zu kleineren Amplituden hin unterhalb von ca. -0.55 V.

Deutlich ist die 180° Phasendrehung zwischen Gitter- und Anodenspannung bei der oberen und mittleren Bildzeile zu beobachten.

5.3.2.4 Spektrum im NF- Bereich

In Abb. 38 ist das NF- Spektrum aufgetragen. Daten des AM-Senders: 7.1mV, 990.5kHz, $m=0.85$.



Als NF dient das „abgemagerte“ Rechteck aus den drei Frequenzen: (350 Hz; $0.85 \text{ V} = m$), (1050 Hz; $m/3$), (1750 Hz; $m/5$). Zum besseren Vergleich wurden im Bild die Grundsicherungen jeweils auf 1 V gesetzt, so dass die anderen Amplituden direkt ins Verhältnis gesetzt werden können. Auf

Abb. 38 Zur Audio-Bandbreite des Audions. Rot: Sendesignal, Grün: Wiedergabe

diese Weise kann man den NF-Frequenzgang bis

2 kHz direkt ermitteln und den Rest bis 4.5 kHz (genormte AM – Ton-Rundfunkbandbreite) abschätzen. Das reicht für diese Berichtszwecke. Andere Methoden sind bekannt, wurden aber an dieser Stelle nicht erprobt. Ergebnis:

Bezogen auf die Grundsicherung 350 Hz gilt bei ca. 1 kHz 1.75-fache Pegelerhöhung (+4.85 dB) und bei 1750 Hz 2.5-fach (8 dB). Schlimmstenfalls ergibt sich also bei 5 kHz eine Pegelerhöhung um den Faktor 10.5, falls man von linearem Anstieg ausgeht. Das ist unrealistisch, wird aber in einem späteren Bericht separat untersucht.

5.3.3 Transientenanalyse der Audion-Demodulators bei Tastfunk

In der Anfangszeit der Funktechnik gab es ausschließlich die Übertragung von Morsezeichen zur Nachrichtenübertragung. Den Morsecode gibt es schon seit 1837. Das Übertragungsverfahren ist simpel: Man muss nur den Oszillator im Takte der Morsezeichen ein- und ausschalten! Empfang erfolgte i.d.R. mittels Kopfhörer. Dabei hat sich das Ohr als hervorragender selektiver Schallempfänger erwiesen, besonders wenn das zu empfangende Signal bei konstanter Tonhöhe lag. Das war beim Tastfunk gegeben. Enorme Entfernungen waren überbrückbar. Lange Zeit war der Audion-Empfänger üblich, aber nur in Frühzeit des Morsefunks kamen Trioden zum Einsatz. Es bot sich jetzt und hier an, die Funktion des Audions bei getastetem Sender zu untersuchen.

5.3.3.1 Morsezeichen-Übertragung: Der getastete Sender

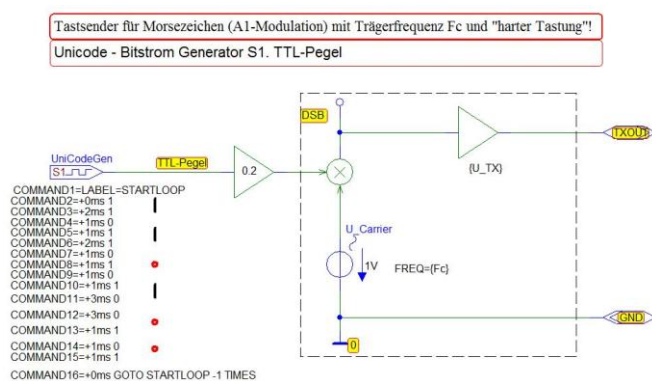


Abb. 39 Sender für Morsezeichen

aufwändiger und wird in dieser Arbeit nicht angewandt.

An der Quelle DSTIM1 sind 16 Einzelbefehle (Command##) einzurichten. Takt- Grundfrequenz ist 1 kHz. Das Zeichen Morse-Punkt und der Zeichenzwischenraum dauert je 1 ms, der Morse-Strich 3 ms. Der erste und der letzte Befehl steuert die Schleife damit sich die Zeichenfolge automatisch wiederholt, sobald man die Simulationszeit größer als die Gesamtdauer der Befehle macht. Die Einzelbefehle sind aus dem Bild selbsterklärend. Da die UniCode- Quelle TTL-Pegel (0 V-+5 V) abgibt, muss eine Pegelkorrektur durch den Baustein GAIN mit dem Verstärkungsfaktor 0.2 erfolgen. Dadurch entsteht eine Folge von 1 V-HF-Impulsen im Takte der Zeiten innerhalb der Quelle S1. Die Grafik zum Ausgangssignal befindet sich in der Auswertungsgrafik. Die Morsezeichenfolge im Signal ist ,q w'.

5.3.3.2 Das Audion als Empfänger für Morsezeichen

Morsezeichenempfang ist prinzipiell eine besonders schlichte, relativ betriebssichere Methode zur Informationsübertragung. Hohe Empfindlichkeit und geringer Bandbreitenbedarf kennzeichnet sie. Für unser PSpice®-Modell bedeutet es z.B., dass die Gesamtverstärkung VUoverall höher werden sollte als bisher, um mit geringeren Antennenspannungen auszukommen. Dies erledigen wir hier durch ausschließliches Ändern der Rückkopplungsstärke MRk. Am Empfänger Abb. 34 nehmen wir zudem folgende Werteänderungen vor:

1. Die Rückkopplung wird auf $MRk = 0.05$ gesetzt (Wert empirisch ermittelt, indem mit AC-Analyse MRk zwischen 0.01 und 0.1 variiert wurde). Konsequenzen:

Mittenfrequenz an Gpin:	989 kHz,
Bandbreite:	11.094 kHz,

- VUoverall(Fc): 234 (= +47,3 dB), das bedeutet eine Empfindlichkeitssteigerung um den Faktor 4.68.
2. Gitter DC-Vorspannung U_{gA}: +0.5V bleibt. Tests ergaben, dass der Wert optimal ist.
 3. Tastsender U_{TX}: 282 μ V, entsprechend 200 μ V effektive Antennenspannung, ca. 1/5 vom Wert der ursprünglichen Antennenspannung.
 4. Sendefrequenz Fc: 1004 kHz. Der Arbeitspunkt liegt an der oberen Schwingkreisflanke.

Alle Parameter sind in Abb. 34 zu finden.

5.3.3.3 Ergebnisse der Zeitbereichsanalyse (Transientanalyse)

Oben im dreizeiligen Zeit-Diagramm Abb. 40 sind die HF-Pakete mit den Morsezeichen q w getastete 1 MHz- Antennenspannung (grün) zu sehen. Amplitude bei ‚Ein‘ 282 μ V. Zeitbereich 0 bis 26 ms.

Mittlere Zeile: Spannung am Punkt (HF-NF), bereinigt um den eigenen Mittelwert (rotes Signal). Damit wird die Anodenspannung eliminiert. Abgesehen vom Überschwinger ist die Signalamplitude ca. 10 mV. Das ist ausreichend für Kopfhörer!

Die Ursache des massiven Überschwingers beim Ein- und Ausschalten konnte bisher noch nicht sicher ermittelt werden. Im Gitterstrom ist er bereits erkennbar. Überlagert ist dem Einschwingvorgang von Null auf Eins eine halbe Periode einer 30 μ s Sinusschwingung (ca. 33 kHz). Im Bild ist er aufgrund der schlechten Auflösung nicht sichtbar, jedoch wurde der Vorgang in Abb. 41 besser aufgelöst dargestellt.

Untere Zeile: Das Morsezeichen-Signal am Kopfhörer zeigt sich in bester Qualität, wenn man von dem überproportionalen Überschwinger absieht. Für die Praxis des Tastfunks war das unerheblich, weil es im Prinzip sogar den persönlichen Höreffekt des Funkers verbessert.

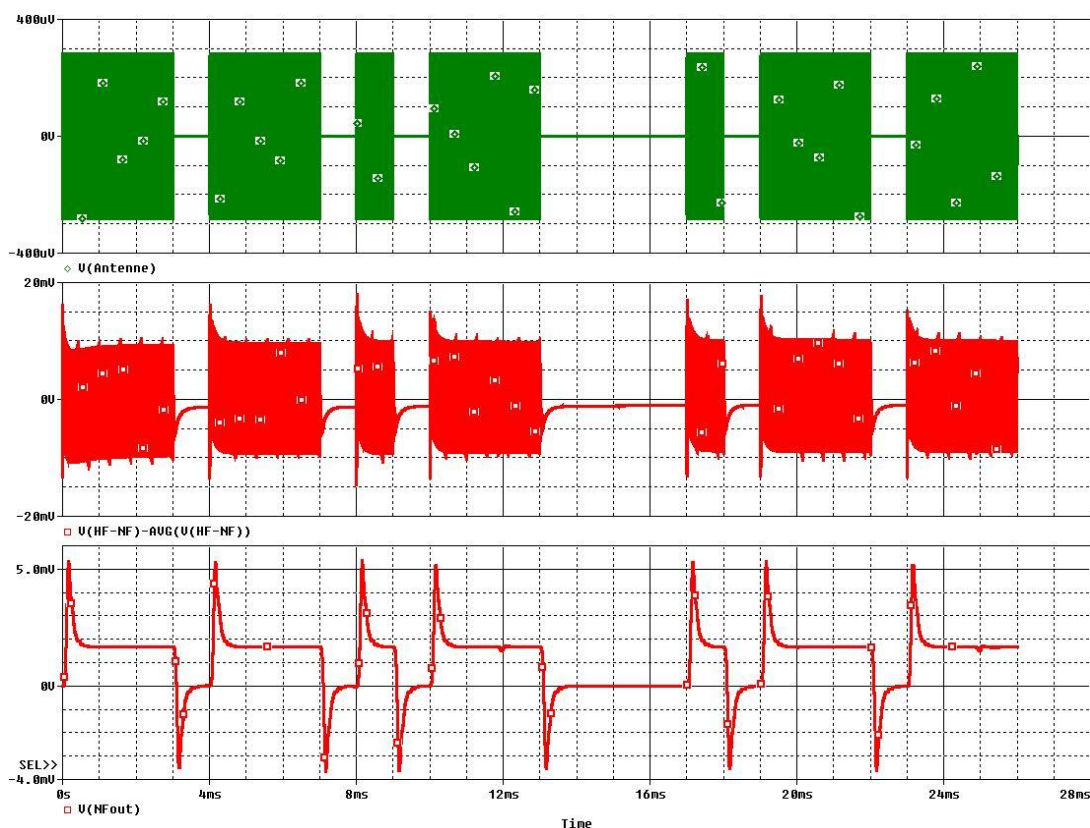


Abb. 40 Auswertung des demodulierten getasteten Signals

Im Zoom-Bild, Abb. 41 ($7.99\text{ms} < \text{TIME} < 8.03\text{ms}$), wurde in der oberen, zusätzlichen Zeile der Gitterstrom eingetragen. Man beachte das oben beschriebene Einschwingverhalten.

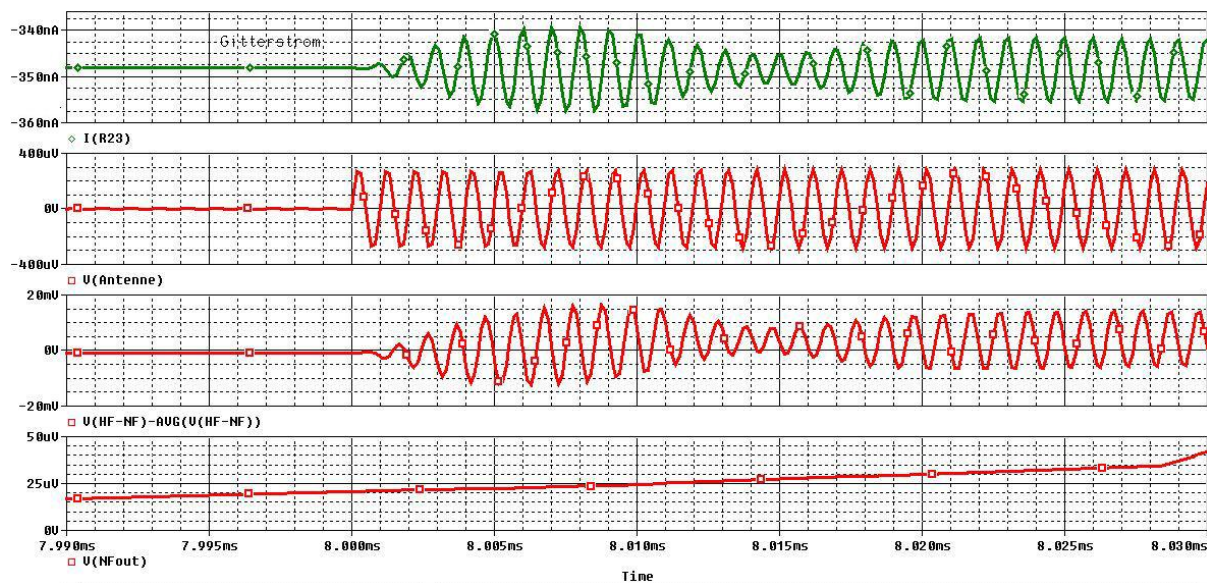


Abb. 41 Signale aus Abb. 40 ergänzt um den Gitterstrom $I(R23)$ im Zeitbereich 7.99ms bis 8.03ms

5.4 Spezifisches NF-Klirren aufgrund der Trioden-Kennlinie

Derzeit erlebt die Röhrentechnik im Audibereich eine Renaissance. Auf Nachfrage bei Musikern erfährt man oft, das läge am speziellen „Sound“, den Röhrenverstärker anders als Halbleiterverstärker mit ihrem extrem geringen Klirrfaktor haben. Vermutlich ist es also Nostalgie, die diesen Hype ausmacht. Gleich wie der Grund ist, der Effekt ist es wert, untersucht zu werden. Bei der Betrachtung der Zeitdiagramme der NF-Ausgangsspannung der demodulierten HF des Audions bei rechteckähnlicher NF- Modulation fällt eine eigenartige Verformung der „Wellen“ im Rechteck auf. Charakteristisch bekommt die Welligkeit am hohen Spannungsbereich des Rechtecks größere Wellen-Amplituden, während am gegenüberliegenden Bereich des Rechtecks die Amplituden kleiner werden, also die Welligkeit optisch „abflacht“.

Der Grund für diesen speziellen Verzerrungs- Effekt wird in diesem Abschnitt erklärt. Zum Testen brauchen wir keine Röhre RE084 aus der Bibliothek. Es genügt, den rein mathematischen Verlauf der Trioden-Kennlinie ohne Extras wie z.B. die Begrenzung der Steuergitterspannung durch eine Diode zu kennen. Das wird mit dem Formel Ausdruck EXPR im idealisierten Baustein „TriodenKennlinie“, Typ GVALUE, bereits ausreichend erfüllt. Wir brauchen auch keine Anodenspannung dafür.

5.4.1 Schaltung zum Test der speziellen Verzerrungen

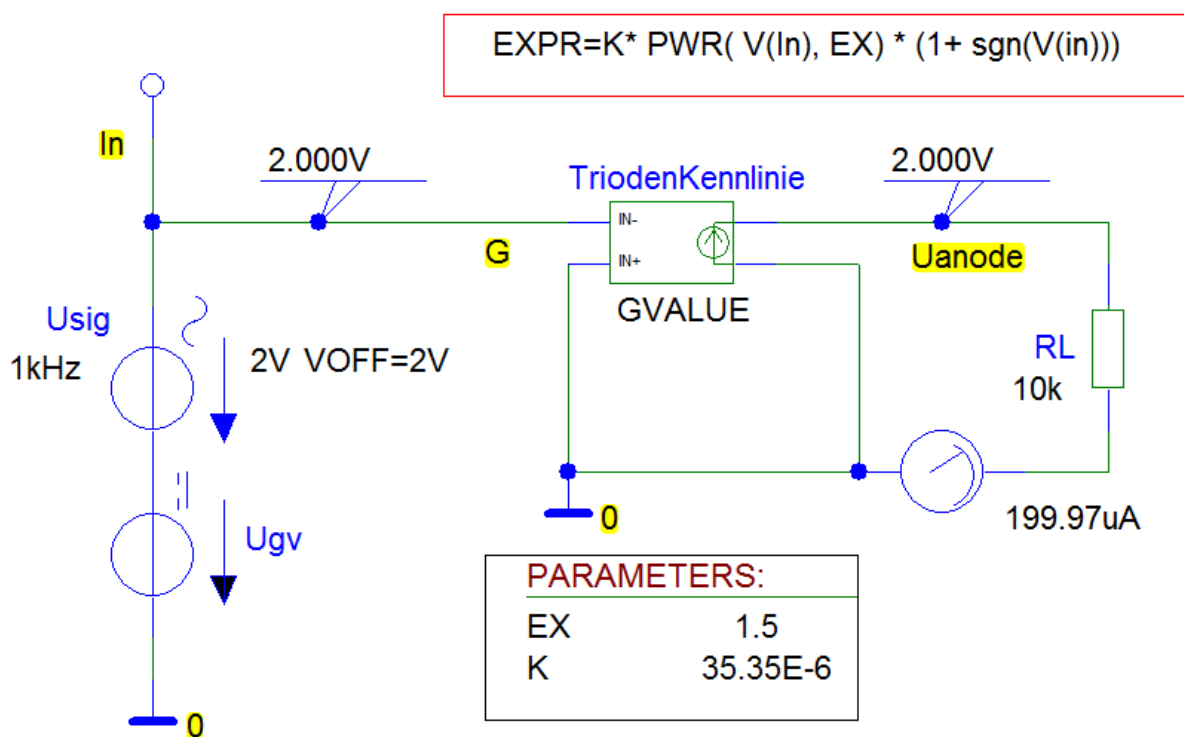


Abb. 42 Schaltung zum Untersuchen der Verzerrungen durch eine Trioden-Kennlinie

Mit der Schaltung nach Abb. 42 können die typischen Verzerrungen mit einem simplen Sinussignal analysiert werden. Schaltungsbeschreibung:

Die beiden Parameter EX und K der Triodenkennlinie sind empirisch gefunden und so gewählt, dass Ein- und Ausgangsspannung am Widerstand RL im Arbeitspunkt auf denselben Wert, hier 2 V kommen. Sichtbar ist das an den beiden IPROBE- Markern. Selbstverständlich würde das auch mit anderen Spannungswerten funktionieren, aber aus bisheriger Erfahrung ist 2 V ein guter Kompromiss.

Am Eingang ,In' des GVALUE- Bausteins liegt als NF-Spannung nur eine Sinus-Quelle U_{sig} mit 2 V- Aussteuerung und 1 kHz, die der Offsetspannung 2 V überlagert ist. Mit der Offsetspannung wird die Verschiebung des Arbeitspunktes auf der Steuerkennlinie in PSpice® umgesetzt.

Zwecks Analyse des Rechtecksignals ergänzen wir später den 1kHz Sinus um weitere Sinus-Quellen mit derselben Offset-Spannung jedoch der Frequenz 3 kHz und $|U_{sig}|/3$ und 5 kHz mit $|U_{sig}|/5$. Wir realisieren damit die abgebrochene Fourierreihe. Die Schaltung wird nicht extra abgebildet.

Die Quelle U_{dc} (Typ VDC) hat die Amplitude 0V und dient nur dazu, die Abszisse als Achse mit variabler Gittervorspannung U_{gv} mit DC-Sweep-Analyse zu realisieren.

Am 10 k Ω - Lastwiderstand RL greift man die Ausgangsspannung U_{anode} ab.

5.4.2 DC-Sweep-Analyse

Mithilfe der DC-Sweep-Analyse können wir exemplarisch die Steuerkennlinie aufnehmen. Die Kennlinie hat keinen direkten Bezug auf unsere Triode RE084, nur der prinzipielle Verlauf ist gleich.

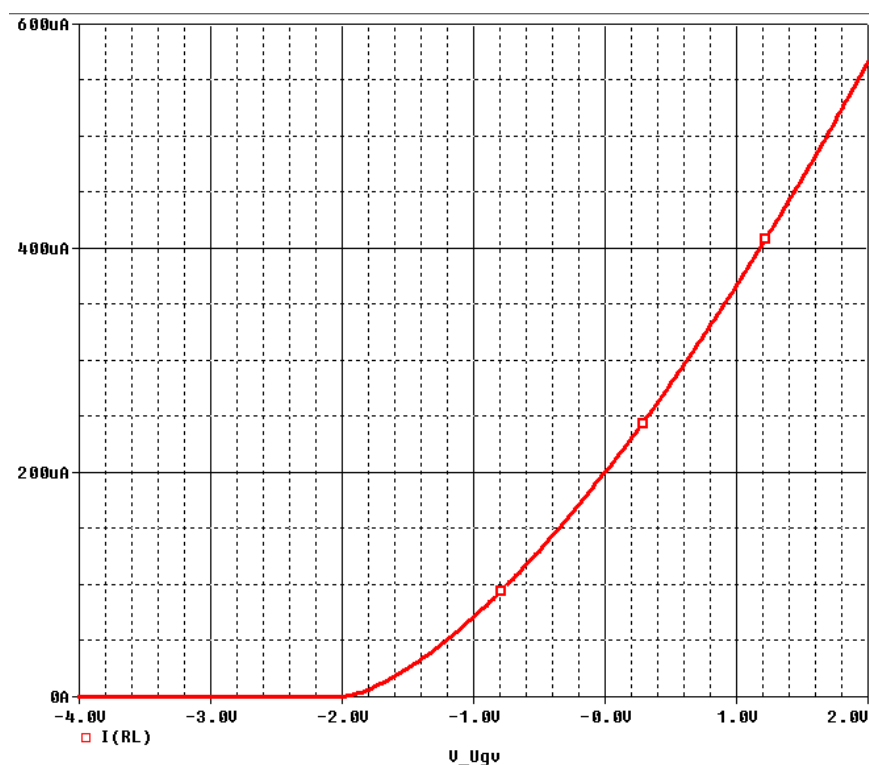


Abb. 43 Strom-Spannungs-Kennlinie zum Testen des Klirrvhaltens

Die Aussteuerung erfolgt für die Untersuchung mit 2 V- Amplitude um den Nullpunkt von V_{Ugv} herum. Unsere Testkennlinie kann also maximal um 4V-Spitze-Spitze ausgesteuert werden. Bereits optisch wird klar, dass Spannungen unterhalb von -2V keinen Stromfluss hervorrufen. Ein typischer Begrenzer-Effekt!

5.4.3 Ergebnisse im Zeitbereich

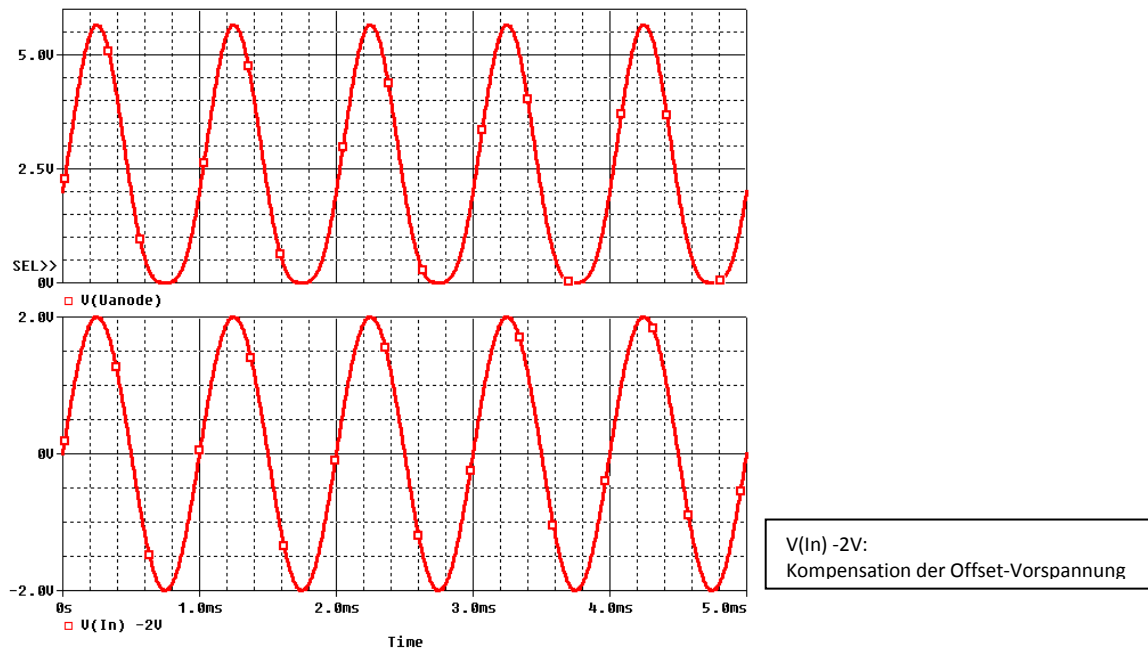


Abb. 44 Test des Klirrvhaltens im Zeitbereich

Die typischen Verzerrungen des Sinus-Signals erkennt man in der oberen Bildzeile: Im oberen Bereich geringe Verzerrung, klassischer Bogenverlauf, im unteren Sinusbereich eine typische Stauchung, ein komprimierter Sinusverlauf. Klarheit bringt die spektrale Darstellung Abb. 45. Dort ist in der unteren Bildzeile das spektral reine Eingangssignal des Generators dargestellt und oben das zugehörige Ausgangssignal. Wichtige Zahlenwerte sind eingetragen, bzw. findet man in der folgenden Tabelle.

5.4.4 Ergebnisse im Frequenzbereich

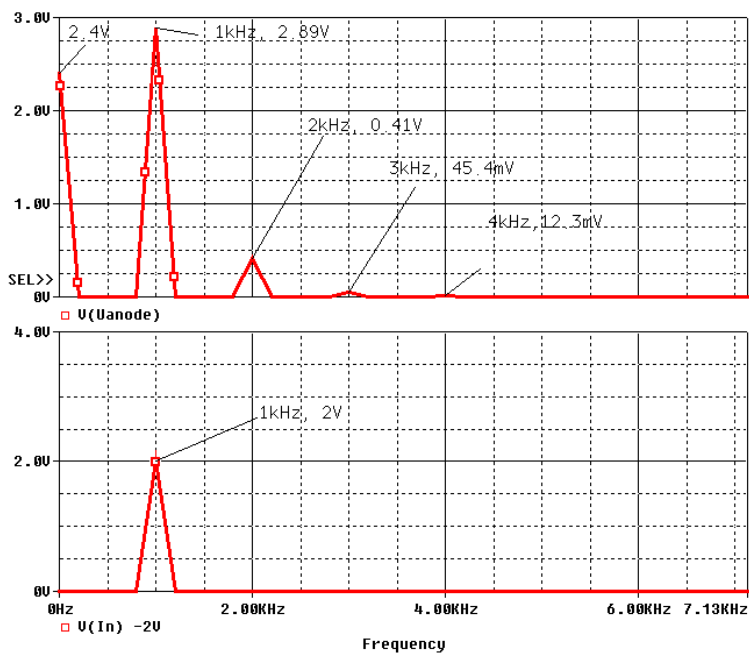


Abb. 45 Test des Klirrvhaltens im Frequenzbereich

Die folgenden Zeilen zeigen die genauen Spannungswerte zu Abb. 45. Sie sind ein Auszug aus dem File „1x_Effekt GVALUE (DCswp).out“:

**** FOURIER ANALYSIS

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(ln)

DC COMPONENT = 2.000001E+00

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	1.000E+03	2.000E+00	1.000E+00	3.104E-05	0.000E+00
2	2.000E+03	3.667E-07	1.834E-07	-8.638E+01	-8.638E+01
3	3.000E+03	1.354E-07	6.773E-08	-1.015E+02	-1.015E+02
4	4.000E+03	1.425E-08	7.127E-09	-7.975E+01	-7.975E+01
5	5.000E+03	7.140E-08	3.571E-08	1.103E+02	1.103E+02
6	6.000E+03	9.035E-09	4.518E-09	-1.524E+02	-1.524E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.989035E-05 PERCENT

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(Uanode)

DC COMPONENT = 2.400479E+00

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	1.000E+03	2.880E+00	1.000E+00	-6.358E-05	0.000E+00
2	2.000E+03	4.113E-01	1.428E-01	-9.000E+01	-9.000E+01
3	3.000E+03	4.568E-02	1.586E-02	-5.768E-03	-5.577E-03
4	4.000E+03	1.244E-02	4.320E-03	9.000E+01	9.000E+01
5	5.000E+03	4.783E-03	1.661E-03	-1.799E+02	-1.799E+02
6	6.000E+03	2.234E-03	7.757E-04	-9.000E+01	-9.000E+01

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.437663E+01 PERCENT

Die wichtigsten Angaben sind farbig unterlegt. In der Spalte „Normalized Component“ stehen die Werte der Teilklirrfaktoren

Gl. 27 Teilklirrfaktor. Definition

$$k\# = |U(\#\text{kHz})| / |U(1\text{kHz})|.$$

Die Phasenlagen (Phase/DEG, Normalized Phase) der einzelnen Schwingungen interessiert in dieser Untersuchung nicht.

Der Gesamtklirrfaktor (Total Harmonic Distortion) ist eingangsseitig, also vom Generator aus betrachtet natürlich 0% (2E-5 %) und vergrößert sich am Ausgang bei dieser relativ großen Aussteuerung auf 14.37%. Es fällt auf, dass die 1. Oberschwingung, die doppelte Frequenz mit 0.41 V besonders stark ist. Bezogen auf die Grundschwingung (2.88V) ist der Teilklirrfaktor

$$K2 = |U(2\text{kHz})| / |U(1\text{kHz})| = 0.4113 \text{ V} / 2.88 \text{ V} = 0.1428$$

(blau unterlegt) so gut wie identisch mit dem gesamten Klirrfaktor 0.1437. D.h. die erste Oberschwingung bestimmt vor allem das gesamte Klirrverhalten einer Triode.

Diese Spektralkomponente ist verantwortlich für den besonderen „Sound“ eines Röhrenverstärkers!

5.4.5 Ergebnisse im Zeitbereich bei Rechtecksignal mit 5 kHz-Bandbreite

Der Vollständigkeit halber wurde in Abb. 46 die Verzerrung eines bei der 5. Oberschwungung abgebrochenen Rechtecksignals dargestellt. Das Generatorsignal befindet sich in der oberen Bildzeile und das Ausgangssignal in der unteren. Im Gegensatz zu Abb. 44 beträgt hier die Amplitude der Aussteuerung 1 V um den Bias-Punkt 1 V herum.

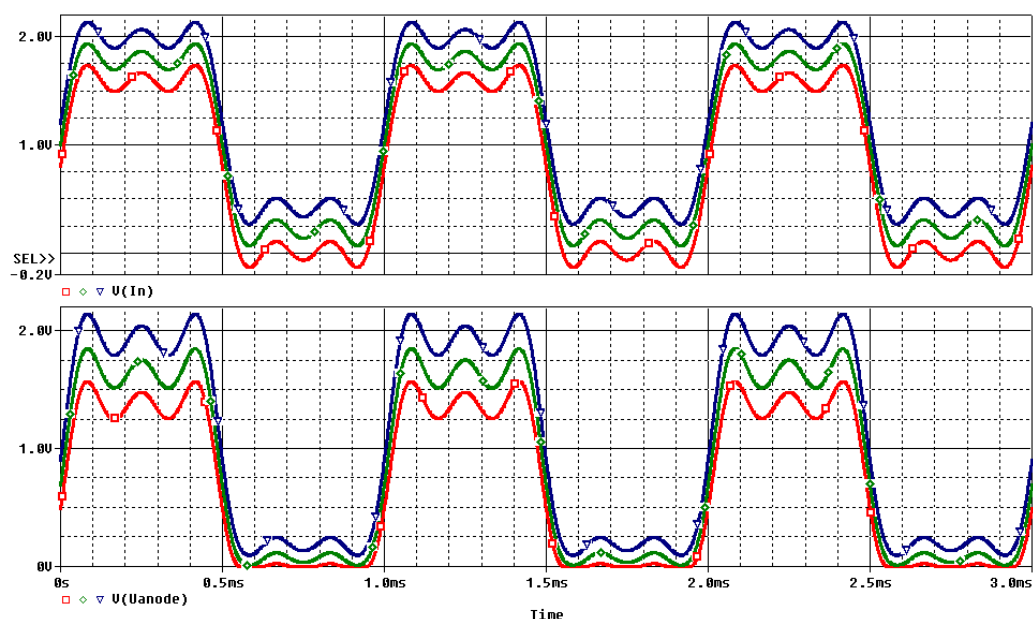


Abb. 46 Typische Verzerrungen durch die Trioden-Kennlinie bei 5 kHz Bandbreite

Das „Abflachen“ der Welligkeit im einen Teil des Quasi-Rechtecks wird deutlich, ebenso die Überhöhung der Welligkeit im gegenüberliegenden Rechteckteil. Auf die Darstellung des Spektrums wird verzichtet, weil es keine Besonderheiten gegenüber der Abb. 45 aufweist. Höchstens ist der deutlich höhere Wert von k_4 erwähnenswert.

6. Nachlese, Erkenntnisse, kurze Zusammenfassung

Ziele:

Die Funktion der Triode als elektronisches Bauelement verstehen und als Bauelement in PSpice® zu integrieren, um zahlreiche Schaltungsbeispiele mit Trioden untersuchen zu können. Die Triode war das erste Bauelement, mit dem man analog mit einem kleinen Strom, bzw. einer Spannung einen großen Strom steuern konnte. Sie hat deshalb besonders hohe historische Bedeutung für die gesamte Entwicklung der Elektronik, der Nachrichten- und Hochfrequenztechnik lange Jahrzehnte vor Transistoren, Integrierten Schaltungen und Computern.

Simulationsmethode:

Nachbildung von Bauteilen und Schaltungen mit dem Netzwerkanalyseprogramm PSpice® (Vers. 9.1) und dem „Schematics Editor“, eine weit verbreitete Software der Firmen Cadence Design Systems® und OrCAD® auf Windows® Systemen. Die Studentenversion 9.1 lässt sich frei aus dem Internet herunterladen. Im Seminar an der Hochschule Emden-Leer in Emden werden seit 2006 in jedem

Semester umfassend alle Benutzer- Grundlagen mithilfe der Editionen von R. Heinemann [22] vermittelt.

Mathematische Beschreibung der Kennlinie für die Simulation:

Zunächst wurden zwei Modelle in Literatur und Internet gefunden und untersucht:

1. Das physikalische Trioden-Modell (Leach) mit drei Parametern und
2. Das heuristische Trioden-Modell (Koren) mit fünf Parametern.

Modell-Einschränkungen bei der PSpice®- Nachbildung sind die gleichen wie bei der Vakuum-Diode: Keine Heizung, keine Aufwärmzeit Kein Durchschlag bei negativer Anodenspannung, keine Schaltungen bei denen Trioden im Sättigungsstrombereich arbeiten.

Später wurde im PSpice®-User Guide „Pspug.pdf“ eine weitere Möglichkeit zur Realisierung einer Triode gefunden und die Unterschiede dokumentiert. Ein Manual-Auszug befindet sich im Anhang.

Basis aller Untersuchungen und Simulationen

1. Steuer-Kennlinien $I_a(U_g)$ aus dem Telefunken Datenblatt der RE084.
2. Buchauszüge von Schadow erklären bildlich die Funktion der Triode.
3. Franzis Verlag-Karteiblatt von 1949 enthält als Schaltungsbeispiel eines Zweikreis-Geradeaus-Empfängers, dessen Teile als Berichtsgrundlage dienen.

Untersuchte Schaltungen, speziell untersuchte Eigenschaften:

1. Der Breitband Spannungsverstärker. Frequenzgang mit AC-Analyse, Aussteuerung, Linearität, Klirrfaktor mit Transientenanalyse.
2. Die HF- Schmalband-Verstärkerstufe im Mittelwellenband aus dem Franzis Verlag-Karteiblatt. Frequenzgang im Kleinsignalbetrieb.
3. Das Audion mit induktiver Rückkopplung aus dem Franzis Verlag-Karteiblatt als AM-Demodulator. Die Rückkopplung bleibt während der Simulationen ausgeschaltet, ausgenommen beim Morsezeichenempfang.

Analysearten: AC und Transient angewandt auf das

- Audion als NF- Sprachband- Demodulator,
- Audion als Tastfunk- Empfänger.

Erfreulicherweise ist es gelungen, eine vernünftige Übereinstimmung zwischen teilweise in alten Lehrbüchern gut dokumentierter Theorie und der modernen Simulationspraxis auf dem PC zu erzielen. Es konnte durch Simulation gezeigt werden, dass beide Triodenmodelle gleichwertig sind.

Eine spezielle Untersuchung der Triodenkennlinie hatte zum Ergebnis, dass die erste Oberschwingung als Spektralkomponente für den besonderen „Sound“ eines Röhrenverstärkers verantwortlich ist.

[Zum Inhaltsverzeichnis](#)

7. Verzeichnisse

7.1 Literaturverzeichnis

- [1] A. Potchinkov, Simulation von Röhrenverstärkern mit SPICE, Praxis Hrsg., Bde. %1 von %2ISBN 978-3-8348-0642-0, G. F. GmbH, Hrsg., Wiesbaden: Vieweg & Teubner, 2009.
- [2] N. Koren, „<http://www.normankoren.com/Audio/index.html>;“, Norman Koren Vacuum tube audio page. http://www.normankoren.com/Audio/Tubemodspice_article.html. [Online]. [Zugriff am 19 09 2017].
- [3] J. A. F. W. Marshall Leach, „SPICE Models for Vacuum-Tube Amplifiers,“ *Journal Audio Eng. Soc.*, Vol.43, No. 3, pp. 117- 120, March 1995.
- [4] A. D. Adrian, „History of vacuum tube theory, SPICE models,“ 30 März 2014. [Online]. Available: http://www.andreadrian.de/roehrenverstaerker/hvtt_20140331.pdf. [Zugriff am 6 7 2018].
- [5] O. P. A/D, „User's Guide,“ 9300 SW Nimbus Ave. Beaverton, OR 97008 USA, 1998.
- [6] H. Jeroen, „hosenlander.nl/triodecalculator,“ Hosenlander, jan 2014/oct 2015. [Online]. Available: <http://hosenlander.nl/triodecalculator/index.html>. [Zugriff am 23 11 2018].
- [7] Lanier, James E. Gas Dynamics Lab, „Amateur Radio and Audio. PSpice Model Design,“ <http://www.chemroc.com/K4BPM.html>, [Online]. Available: <http://www.chemroc.com/PSpice.html>.
- [8] V. Autoren, Feb. (älteste Bearbeitung) 2004. [Online]. Available: https://de.wikipedia.org/wiki/Elektronen%C3%B6hre#Weitere_Elektroden.
- [9] Unbekannt, Zuletzt aufgerufen 05/2018. [Online]. Available: <https://de.wikipedia.org/wiki/Heuristik>.
- [10] J. G. Röhrenbude, „www.jogis-roehrenbude.de,“ [Online]. Available: <http://www.jogis-roehrenbude.de/Roehren-Geschichtliches/Trioden/RE084/3.jpg>. [Zugriff am 12 2018].
- [11] J. (. Gittel. [Online]. Available: <http://www.jogis-roehrenbude.de/Roehren-Geschichtliches/Trioden/Trioden.htm>. [Zugriff am 2018].
- [12] Franzis Verlag (FV), Röhren-Dokumente. Vorläufige Röhrendaten. Letzter Band, danach Beilage zur Funkschau., München: Franzis Verlag (FV), 1.4.1952..
- [13] R. Schadow, Funkwerktechnik, Berlin: Weidmannsche Verlagsbuchhandlung., 1944.
- [14] R. Dr.-Ing. Bachstroem, Die Grundlagen der Funktechnik für den Soldaten, Berlin: Verlag von Julius Springer, 1940.
- [15] K. Möbius, Flugfunkwesen. Teil 1. Physikalische Grundlagen der Funktechnik., Berlin-Charlottenburg 2: Volkman Nachf. E. Wette, 6.Aufl. 1944. .
- [16] H. Barkhausen und E. Woschni, Lehrbuch der Elektronen-Röhren und ihrer technischen Anwendungen. Bd.1, 11.Aufl. Hrsg., Hirzel, 1965.
- [17] H. Barkhausen und E. Woschni, Lehrbuch der Elektronen-Röhren und ihrer technischen Anwendungen. Bd.2, 9.Aufl. Hrsg., Hirzel Verlag, 1964.
- [18] G. Meinke, Handbuch der Hochfrequenztechnik. 3. Auflage, Heidelberg, Berlin, New York: Springer Verlag, 1965.
- [19] W. Dr. Bitterlich, Einführung in die Elektronik, Wien- New York: Springer- Verlag, 1967.
- [20] I. u. K. S. Bronstein, Taschenbuch der Mathematik, Zürich und Frankfurt: Verlag Harri Deutsch, 6. Auflage 1966.
- [21] Cadence Design Systems, *PSpice Reference Guide. pspcref.pdf*, OrCAD®, Second online edition 31 May 2000.

-
- [22] R. Heinemann, PSpice. Eine Einführung in die Elektroniksimulation, München: Carl Hanser Verlag. ISBN: 3-446-40749-9 , 2006.
- [23] S. enterprises, „www.scilab.org,“ Open source software for numerical computation, 2009. [Online]. Available: <https://www.scilab.org>. [Zugriff am 23 12 2017].
- [24] J. Gittel, „<http://www.jogis-roehrenbude.de/Batterie-Roehrenradios.htm>,“ [Online]. Available: <http://www.jogis-roehrenbude.de/Batterie-Roehrenradios.htm>. [Zugriff am 16 05 2019].
- [25] P. Tobin, PSPICE for Digital Communications Engineering, Dublin. ISBN: 1598291629: Morgan and Claypool Publishers, 2007.
- [26] P. Tobin, PSPICE for Analog Communications Engineering (Synthesis Lectures on Digital Circuits and Systems #9), Dublin: Morgan , 2007.
- [27] H. G. Mende, Das Radio-Baubuch. Moderne Schaltungstechnik in Worten, Bildern und Daten, Bielefeld: ART. Allgemeine Rundfunk-Technik GMBH., 1949.
- [28] R. Kollak und R. Wigand, Funktechnik in Frage und Antwort. 5. Auflage, Berlin SW 68: Weidmannsche Buchhandlung , 1941.
- [29] Friedrich-Stejskal, Radio- Taschenbuch für Rundfunkmechaniker und Radiofreunde., Bonn: Ferd. Dümmers Verlag, 1952.
- [30] G. Dr. Anders, W. Dr. Hagemann und P. Dr. Neumann, Funktechnik in Frage, Berlin SW68: Weidmannsche Buchhandlung, 1934.
- [31] M. Sanden, Das PSpice Design Center Arbeitsbuch, Karlsruhe: Fächer Verlag; ISBN: 3-98004099-0-2, 1994.
- [32] D. / . H. Traeger, PSpice, eine Einführung, Teubner Studienskripten; ISBN: 3-519-10143-2 , 1992.
- [33] J. S. D. Ehrhardt, Simulieren mit PSpice. Eine Einführung in die analoge und digitale Schaltkreissimulation, Braunschweig: Vieweg; ISBN: 3-528-14921-3, 1995.
- [34] Franzis Verlagsmitarbeiter, *Röhrenkartei*, München: Franzis Verlag, 1949.
- [35] K. Möbius, Flugfunkwesen Teil 1. Physikalische Grundlagen der Funktechnik, Berlin Charlottenburg 2: C.J.E. Volckmann Nachf. E. Wette, 1944.
- [36] Internet, <https://de.wikipedia.org/wiki/R%C3%B6hrendiode>.
- [37] J. Margolin, *The Road to the Transistor*, Internet: <http://www.jmargolin.com/history/trans.htm>.
- [38] General Electric. Electronic TUBES. ET-T965, 5Y3-GT. *Twin Diode for Full-Wave Power Rectifier Applications*, USA, 10-1955.
- [39] M. Schepers, „HISTORISCHE ELEKTRONENRÖHREN IN NEUEM GEWAND,“ Projektarbeit, Hochschule Emden-Leer, 2016.
- [40] D. E. Nesper, Kompendium der Funktechnik. Ein Funklexikon., Zweigniederlassung Berlin: Union Deutsche Verlagsgesellschaft , März 1931.
- [41] Franzis Verlag (FV), „Röhren-Dokumente. Vorläufige Röhrendaten. Letzter Band,“ *danach Beilage zur Funkschau. Stand vom 1.4.1952., 1 4 1952..*
- [42] D. E. Nesper, Kompendium der Funktechnik. Ein Funklexikon., Zweigniederlassung Berlin SW 19. : Union Deutsche Verlagsgesellschaft, März 1931.
- [43] Telefunken-Vertreter-Gemeinschaft "TEVEG" E.V. (Herausgeber), Handbuch für Funkfreunde., 2.Aufl. 20.10.1926.
- [44] (. R. Wigand, Senden und Empfang kurzer und ultrakurzer Wellen. Teil 1: Empfangstechnik. Lehrmeister- Bücherei Nr.951, Minden: Albr. Philler Verlag Minden (Westf), 1951- 1956.
- [45] (. R. Wigand, Senden und Empfang kurzer und ultrakurzer Wellen. Teil 2: Sendetechnik. Lehrmeister- Bücherei Nr.1001., Albr. Philler Verlag Minden (Westf), 1956, 1956.
- [46] (. R. Wigand, Senden und Empfang kurzer und ultrakurzer Wellen. Teil 3: Ultrakurzwellen. Band 1: UKW-Empfangstechnik., Albr. Philler Verlag Minden (Westf), 1957, Lehrmeister- Bücherei

-
- Nr.1081. 1957.
- [47] (. R. Wigand, Senden und Empfang kurzer und ultrakurzer Wellen. Teil 3: Ultrakurzwellen. Band 2: UKW-Sendetechnik., Albr. Philler Verlag Minden (Westf), Lehrmeister- Bücherei Nr.1082, 1957.
- [48] (. R. Wigand, Senden und Empfang kurzer und ultrakurzer Wellen. Teil 3: Ultrakurzwellen. Band 3: UKW-Meßtechnik., Albr. Philler Verlag Minden (Westf), 1957, Lehrmeister- Bücherei Nr.1084, 1957.
- [49] R. Stock, Geschichte des Militärfunks., Militärverlag, Berlin. ISBN 978-3-360-02706-1, 2011.
- [50] QRV. Amateur-Radio-Magazin, QRV. Amateur-Radio-Magazin für Kurzwellenamateure. IV. Jahrgang., Stuttgart: Herausgeber: K. Schips; W. Körner, Verlag Körner , Januar 1950.
- [51] AEG-Telefunken, Fachbereich Röhren, Ulm, Röhre und Transistor als Vierpol, Ulm, 1.Ausg. 1967.
- [52] F. Cubasch, Spezialröhren. Eigenschaften und Anwendungen., Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH., 1960.
- [53] F. Jacobs, Lehrgang Radiotechnik. Sonderausgabe aus der Radio-Praktiker- Bücherei., München.: Franzis- Verlag München., 1958.
- [54] H. S. E.-. E. H. 7. d. R.-P.-. B. 4. A. 1. F.-. V. München., Einkreis- Empfänger. Heft 74 der Radio-Praktiker- Bücherei., München.: Franzis- Verlag, 1960.
- [55] H. Sutaner, Das Spulenbuch. Heft 80/80a der Radio-Praktiker- Bücherei., München.: Franzis-Verlag, 1957.
- [56] General Electric, „5Y3-GT. For Full-Wave Power Rectifier Applications (German Type: GZ34),“ General Electric, Juni 1950.
- [57] D.-I. W. E. Meyer, „Wirkungsweise und Dimensionierung neuzeitlicher Funkempfänger. Kurzwellenempfänger E 52 (Köln),“ *Sonderdruck aus der Fernmelde- Praxis. Nr.18/50, 5/51, 9/51, 21/51*, DK 621.396.62 1952. Franz Westphal Verlag, Wolfshagen-Scharbeutz.
- [58] O. Kappelmayer, Gute Antennen. Besserer Empfang! Deutsche Radio-Bücherei / Band 93, Berlin-Tempelhof: Deutsch-Literarisches Institut J. Schneider, 1942.
- [59] Philips Electronic Tube HANDBOOK, „AB1_AB2_Philips_Datenblatt.PDF,“ Philips, 1953.12.12, 1999.06.26.
- [60] Philips, „AB2 Duodiode. Datenblatt S.37 u. 38,“ Philips Miniwatt, 1935. Bearb. 2000.01.30.
- [61] H. Schroeter, „Port of Norman Koren's matlab routines to SCILAB [Tube charts: Ia(Ua)],“ <https://www.scilab.org>, Jan. 2014.
- [62] Franzis Verlag, F. Kunze, E. Schwandt, Jürgen Schwandt , RTT. Röhren-Taschen-Tabelle, München 37: Franzis Verlag , 9. völlig neu bearbeitete Auflage, 1963.
- [63] K. H. S. W. W. J. & S. H. Siemens, „Dokumentation des Projektstudiums nach 10 Jahren,“ in s *In: von Carlsburg, G.-B., Bildungswissenschaft auf der Suche nach globaler Identität. Educational Sciences in Search of Global Identity*, Frankfurt (M.), Lang, 2013, pp. 153-204.
- [64] K. H. S. W. W. J. & S. H. Siemens, „Dokumentation des Projektstudiums nach 10 Jahren,“ in s *Bildungswissenschaft auf der Suche nach globaler Identität.*, Frankfurt, 2013, p. Educational Sciences in Search of Global Identity.
- [65] D. W. Meinel, Hilfsbuch für den Filmvorfürer in Frage und Antwort, Düsseldorf: Wilhelm Knapp Verlag Düsseldorf, 1952. 12.Auflage.

7.2 Abbildungsverzeichnis

Abb. 1 Ansicht Triode mit Verpackung nach [10].....	5
Abb. 2 Auszug aus dem Telefunken Datenblatt der RE084 (1.Seite im Anhang)	6
Abb. 3 Vorderseite der RE084- Karteikarte (11).....	6
Abb. 4 Rückseite der RE084- Karteikarte [12]	7
Abb. 5 Aufbau und Funktion der Triode nach Schadow [6]	9
Abb. 6 Gitterspannungs- Anodenstromkennlinie der Triode nach Schadow [13]	10
Abb. 7 $I_a(U_g)$ - Kennlinien für verschiedene Anodenspannungen	11
Abb. 8 Darstellungen für Anodenstrom als Funktion von der Anodenspannung. $I_a = FKT(U_a)$ [14].	11
Abb. 9 Darstellung zur Bedeutung der Steilheit nach Möbius	11
Abb. 10 Vergrößerte Kennlinien aus Kartei Abb. 2	13
Abb. 11 PSpice®-Realisierung des Physikalischen Röhrenmodells.....	16
Abb. 12 Universelle PSpice®- Testumgebung für DC- und AC- Eigenschaften von Trioden.....	17
Abb. 13 PSpice®- Realisierung des Physikalischen Triodenmodells	17
Abb. 14 Trioden Modell nach dem OrCAD® Manual Psug.pdf	19
Abb. 15 Schaltung zur Aufnahme von Triodendaten	20
Abb. 16 Physikalisches Modell der RE084. Eingangskennlinien für $U_a=100V$ und $150V$	20
Abb. 17 Ausgangskennlinienfeld $I_a(U_a, U_g: 0V.. -10V, Step -1V)$ mit Verlustleistungskurven $0.7W$ und $1W$	21
Abb. 18 Steilheit der RE084 als Funktion von der Gittervorspannung U_g	22
Abb. 19 Schaltung zur Bestimmung der Steilheit nach der Differenzenquotienten-Methode nach Potchinkov[1]	23
Abb. 21 PSpice®-Schaltung zur Bestimmung des Innenwiderstandes Rinnen nach Potchinkov[1]	24
Abb. 20 Durchgriff- Bestimmung mit der Differenzenquotienten-Methode	24
Abb. 22 Berechnung des Innenwiderstandes mit PSpice®	25
Abb. 23 Barkhausen- Röhrenformel $S \cdot R_i = \mu$ für die Triode RE084	26
Abb. 24 Graph der Heuristischen Kennlinienformel $y=LN(1+EXP(x+4))$	28
Abb. 25 Testschaltung zum Vergleichen der Triodenmodelle	30
Abb. 26 Anodenstromdifferenz für $100 V$ und $150 V$ Anodenspannung. Parameter siehe Abb. 25....	30
Abb. 27 Breitbandverstärker mit RC-Kopplung	32
Abb. 28 DC- Aussteuerkurven als Funktion vom Arbeitswiderstand R_a . Betriebsspannung $150 V$	33
Abb. 29 Bode- Diagramm der Verstärkerstufe	33
Abb. 30 Transientenanalyse der Ausgangsspannung für $-8V, -4V$ und $0V$ U_{gv}	34
Abb. 31 Verlauf des Klirrfaktors über der Gittervorspannung	34
Abb. 32 Zweikreis-Geradeaus-Empfänger nach Abb. 3.....	35
Abb. 33 Bode-Diagramm von Vorstufe und Gesamtanlage	37
Abb. 34 Ergänzte und verbesserte Audionschaltung	39
Abb. 35 Mittelwellen-Messender für Tonfrequenz	39
Abb. 37 Auswertung der Transientenanalyse	40
Abb. 36 Auswerteschaltung für den Audion- Anodenstrom.....	40
Abb. 38 Zur Audio-Bandbreite des Audions. Rot: Sendesignal, Grün: Wiedergabe.....	41
Abb. 39 Sender für Morsezeichen.....	42
Abb. 40 Auswertung des demodulierten getasteten Signals	43
Abb. 41 Signale aus Abb. 40 ergänzt um den Gitterstrom $I(R_{23})$ im Zeitbereich $7.99ms$ bis $8.03ms$.	44
Abb. 42 Schaltung zum Untersuchen der Verzerrungen durch eine Trioden-Kennlinie	45
Abb. 43 Strom-Spannungs-Kennlinie zum Testen des Klirrvhaltens.....	46
Abb. 44 Test des Klirrvhaltens im Zeitbereich	47
Abb. 45 Test des Klirrvhaltens im Frequenzbereich	47
Abb. 46 Typische Verzerrungen durch die Trioden-Kennlinie bei $5 kHz$ Bandbreite	49
Abb. 47 Auszug Blatt1 aus dem Telefunken Datenblatt der RE084	57

Abb. 48 Datenblattauszug Telefunken Triode RL12T2 Blatt 1 Allgemeine Datenübersicht.....	58
Abb. 49 Datenblattauszug Telefunken Triode RL12T2 Blatt 2 Kennlinien	59
Abb. 50 Auszug aus dem PSpice® User Guide (1998) S.213.....	63
Abb. 51 Auszug aus dem PSpice® User Guide (1998) S.214.....	64
Abb. 52 Auszug aus dem PSpice® User Guide (1998) S.215.....	65
Abb. 53 3-Röhren-Batterie-Empfänger Quelle: Internet	66

7.3 Formelverzeichnis

Gl. 1 Steilheit der Anodenstrom-Gitterspannungskennlinie. Definition:.....	8
Gl. 2 Durchgriff. Definition	8
Gl. 3 Definition des Spannungsverstärkungsfaktors	8
Gl. 4 Innenwiderstand der Triode. Definition.....	8
Gl. 5 Die Röhrenformel nach Barkhausen [16] und [17]	8
Gl. 6 -Formel für den Anodenstrom I_a der Triode im Raumladungsbereich nach Barkhausen[16]...	12
Gl. 7 Modifizierte Formel für den Anodenstrom I_a der Triode im Raumladungsbereich nach [3]	13
Gl. 8 Nichtlineares Gleichungssystem zur näherungsweise Bestimmung der physikalischen Triodenparameter	13
Gl. 9 Näherungsweise Bestimmung des Durchgriffs $1/\mu$	14
Gl. 10 Nullte Näherung der Konstanten k aus $I_a(U_g=0V, U_a)$ und Exponent 1.5	14
Gl. 11 Definition der Error-Funktion.....	14
Gl. 12 Beste Formel für $I_a(U_a)$ der RE084 nach M. Leach getestet mit $U_a = 150V$	15
Gl. 13 PSpice®-EVALUE- Formelausdruck für die Spannung am Zwischenpunkt Z	16
Gl. 14 PSpice®- GVALUE-Formelausdruck für den Anodenstrom $I_a(U(Z))$ zur Erfüllung der Randbedingung.....	16
Gl. 15 Berechnungsmethode der Steilheit durch Grenzwertbildung des Differenzenquotienten.....	22
Gl. 16 Durchgriff bestimmt aus Differenzenquotient.....	23
Gl. 17 Formel für den Innenwiderstand	24
Gl. 18 Makro zur Berechnung des Röhreninnenwiderstandes nach Abb. 21.	24
Gl. 19 Formel für die Hyperbel der Anodenverlustleistung $I_a(P_v, U_a)$	25
Gl. 20 Formel für die Arbeitsgerade im I_a - U_a - Kennlinienfeld	25
Gl. 21 Modifizierte Röhrenformel	26
Gl. 22 Modifizierte Formel für den Anodenstrom nach Koren	27
Gl. 23 Bearbeitung der Abfrage $U_{st} > 0$	27
Gl. 24 Typische Form der Heuristisch gefundenen Formel für die Triodenkennlinie	28
Gl. 25 Neue Formulierung der heuristischen Anodenstromformel der Triode.....	28
Gl. 26 Relative Spannungsverstärkung.....	33

7.4 Abkürzungsverzeichnis

Hinweis: Elektrische Größen und Einheiten in Serifenschrift, andere Angaben in ARIAL!

Bezeichnung	Einheit	Bedeutung
AM		Amplitudenmodulation
Ap		Arbeitspunkt
Carrier	Hz	Träger, Trägerfrequenz
Doku		Dokumentation
DSB		<u>D</u> oppelseiten <u>b</u> and
EMV		Elektromagnetische Verträglichkeit

Err		Errorfunktion, Fehlerfunktion, Err: Maß für Abweichung, Wert Err=0 bedeutet vollständige Übereinstimmung
EXCEL®		Tabellenverarbeitungssoftware der Firma Microsoft™
FV		Franzis Verlag München
HF-		Hochfrequenz-
Ia	A, mA	Anodenstrom
Id	A, mA	Diodenstrom
LIB, Library		Bibliothek
MinErrorFKT		Fehlerfunktion, gebildet aus der Summe der kleinsten quadratischen Abweichung
NF-		Niederfrequenz-
NOTEPad™		Texteditor der Firma Microsoft™
OrCAD®		Registrierter Markenname
PC		Personal Computer
Plate		Anode
PSpice®		Registrierter Markenname der OrCAD®- Simulationssoftware
pspcref		PSpice®- Referenz Manual. Teil der Installation.
Pw	W	Wirkleistung in Watt
RX		Receiver, Empfänger
R _v	Ω	Verlustwiderstand
SLB		Symbol- Library, Symbol Bibliothek
Sp.n		n-te Spalte in EXCEL- Arbeitsblatt
τ	s	Zeitkonstante
Trafo		Transformator
TRAN		Transienten- Analyse, Zeitbereichsanalyse
TX		Transmitter, Sender
Ua	V	Anodenspannung. Spannung zwischen Anode und Katode
Ud	V	Sperrschichtspannung einer Halbleiterdiode
User		Benutzer
Ukat	V	Spannung an Katode bezogen auf Masse
WORDPad™		Texteditor der Firma Microsoft™
XLS-		Datei- Endung eines EXCEL®- Files
ZF	Hz	Zwischenfrequenz

[Zum Inhaltsverzeichnis](#)

8. Anhang

8.1 Datenblatt-Auszug Telefunken RE084

Die Audion-Röhre RE 084

ist eine Spezialröhre sehr hoher Leistung.

Bei der Wirkungsweise des Audions ist neben dem Gleichrichtereffekt die Verstärkung von besonderem Interesse, auf deren Steigerung bei dieser Röhre besonderer Wert gelegt wurde, was zum Ausdruck kommt in dem niedrigen Durchgriff und der in Anbetracht des geringen Heizstromes als außerordentlich hoch zu bezeichnenden Steilheit. Die hohe Leistung der RE 084 hat eine erhöhte Schwingneigung zur Folge, worauf bei der Wahl der Rückkopplung zu achten ist. Bei der Verwendung der RE 084 als Audion in älteren Empfängern (z. B. als Ersatz für RE 064 oder RE 144) wird unter Umständen die Verwendung niedrigerer Anodenspannungen oder eine Verkleinerung der Rückkopplungsspule erforderlich sein.

Die Röhre RE 084 eignet sich ferner für die Verwendung als erste Niederfrequenzverstärkerstufe hinter dem Audion. In diesem Falle erhält sie zweckmäßig eine negative Gittervorspannung. Die Größe der Vorspannung bei verschiedenen Anodenspannungen ist nachfolgender Tabelle zu entnehmen:

Anodenspannung	Neg. Gittervorspannung
80	—
100	0—1,5
120	1,5—3
150	3—4,5

Die Verwendung der RE 084 in Hochfrequenzverstärkerstufen dürfte im allgemeinen auf Schwierigkeiten stoßen wegen der durch die hohe Leistung und die verhältnismäßig hohe Gitter-Anoden-Kapazität hervorgerufenen Schwingneigung.

8.2 Datenblatt RL12T2 Leistungstriode

TELEFUNKEN

RL12T2

NF-Verstärker-Triode

Technische Daten und Streuwerte

1. Allgemeine Daten

Heizspannung 12,6 V
 Heizstrom 155–185 mA

Oxydkathode, indirekt geheizt, Serienschaltung von 2 Röhren zur Heizung aus 25 V Starterbatterien zulässig. Bei Betrieb einer einzelnen Röhre aus 25 V Starterbatterie ist ein Vorschaltwiderstand von $75 \pm 3 \Omega$ zu verwenden.

Kapazitäten:

C Gitter-Kathode $2,9 \pm 0,3$ pF
 C Gitter-Anode $2,8 \pm 0,4$ pF
 C Anode-Kathode $0,95 \pm 0,2$ pF

Max. Länge mit Knopf (abschraubbar) 69 mm
 Max. Länge (mit Patronenfassung) 69 mm
 Max. Durchmesser (mit Patronenfassung) 43 mm
 Sockel 6 pol. Stiftsockel

2. Maximale Betriebsdaten

Anodenspannung 220 V *)
 Anodenverlustleistung 2 W
 Spannung Faden-Schicht 100 V
 Außenwiderst. zwischen Faden und Schicht 20 k Ω
 Kathodenstrom 30 mA
 Gitterwiderstand:

a) bei fester Vorspannung 1,0 M Ω
 b) bei autom. Vorspannung 1,5 M Ω

*) Einschaltspannung kalt 250 V

3. Anodenruhestrom

Bei Anodenspannung 130 V
 Gittervorspannung 0 V
 Heizspannung 12,6 V
 beträgt Anodenstrom 23–34 mA
 (Bei Heizspannung 10,5 V; I_{20} (min.) 20 mA)

4. Anodenschwanzstrom

Bei Anodenspannung 220 V
 Anodenstrom 0,4 mA
 Heizspannung 12,6 V
 beträgt Gitterspannung –20–26 V

5. Gitterstromersatz

Bei Anodenspannung 130 V
 Heizspannung 12,6 V
 Gitterstrom 3×10^{-7} A
 beträgt Gitterspannung –1 bis 0 V

Patent: Lg.-Nr. 1170 nach Heeres-Zeichnung 024b 3603
 Fassung Lg.-Nr. 1-2 nach Heeres-Zeichnung 024b 3604
 Außerdem besteht noch:
 Patentschaltung nach Heeres-Zeichnung 024b 3643

Verbindliche Angaben für Wehrmacht-Entwicklungen sind den technischen Lieferbedingungen TL 24 b/7017 (Herausgaben vom OKH) zu entnehmen.

Sockelanschlüsse gegen den Sockelknopf gesehen
 Patronenfassung: Lg.-Nr. 1680
 Ringfassung: Lg.-Nr. 1684
 Gewicht der Röhre: ca. 15 g

6. Normaler Arbeitspunkt für N-F-Übertragerverstärkung*)

a) Anodenspannung 130 V
 Anodenstrom 6,5 mA
 Heizspannung 12,6 V
 Steilheit 1,5–2,1 mA/V
 Verstärkungsfaktor ca. 11
 Innenwiderstand ca. 6 k Ω
 Gitterspannung –6,2 bis 8,8 V
 Kathodenwiderstand 1,1 k Ω

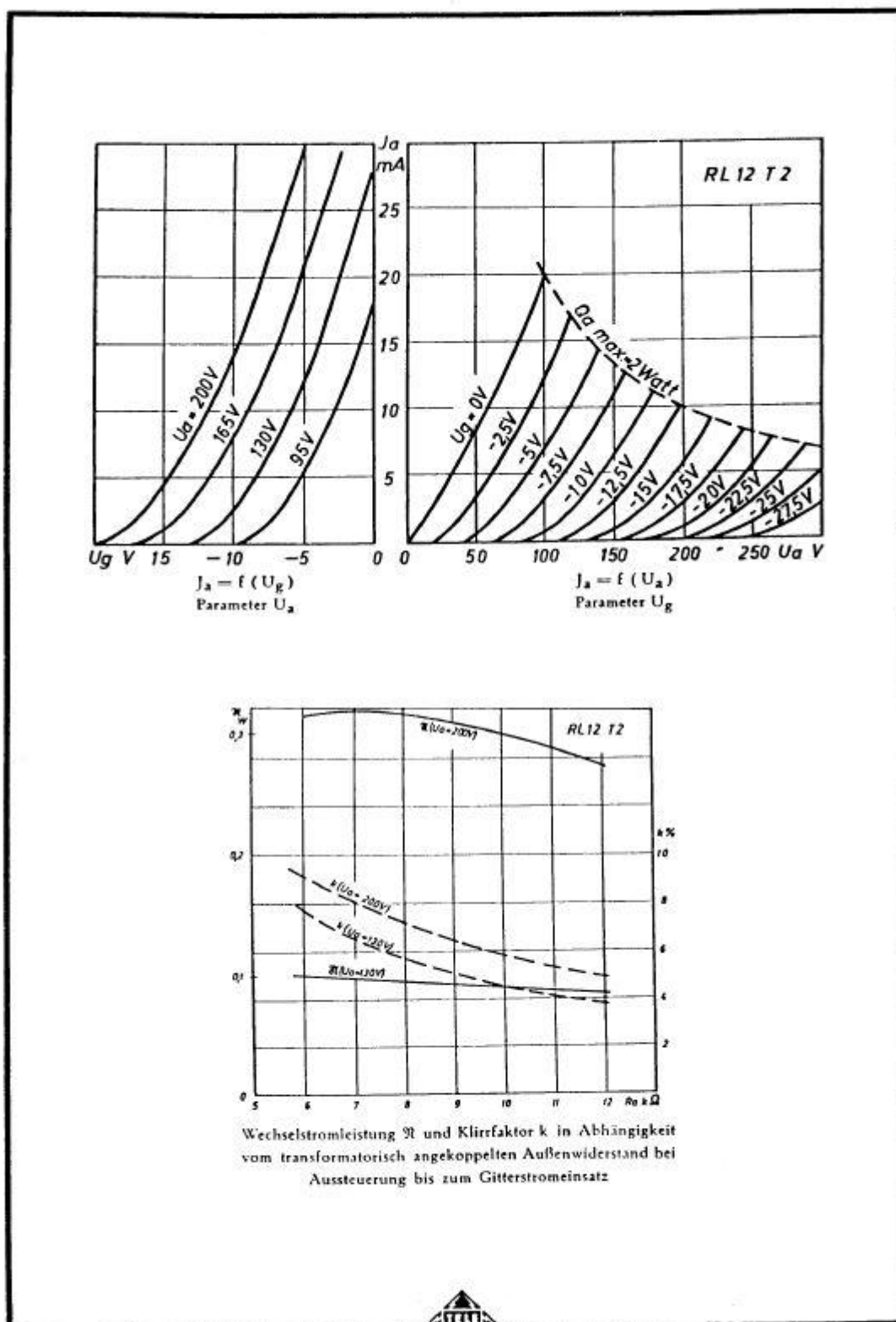
b) Anodenspannung 200 V
 Anodenstrom 10 mA
 Heizspannung 12,6 V
 Steilheit ca. 2 mA/V
 Verstärkungsfaktor ca. 11
 Innenwiderstand ca. 5,6 k Ω
 Gitterspannung ca. –12,5 V
 Kathodenwiderstand 1,25 k Ω

Dieser Arbeitspunkt sollte stets automatisch durch Kathodenwiderstand eingestellt werden.

Leistung und Klirrfaktor siehe umseitig!

Wenden!

Abb. 48 Datenblattauszug Telefunken Triode RL12T2 Blatt 1 Allgemeine Datenübersicht



G.R.B. 1SDII (5C00)

Für Lieferung unverbindlich



Nachdruck nur mit Quellenangabe gestattet

605

Mai 1940

Abb. 49 Datenblattauszug Telefunken Triode RL12T2 Blatt 2 Kennlinien

Quelle: http://www.jogis-roehrenbude.de/Roehren-Geschichtliches/Mil-Roeh_Fassg/RL12T2/RL12T2.pdf

8.3 Tabelle der Eingangs-Kennliniendaten

Tabelle 1 Simulierte Kennlinien und Vorlagedaten der RE084 zum Vergleich

Ua = VG/V	100V		150V	
	Ia/mA	Vorgabe Ia/mA	Ia/mA	Vorgabe Ia/mA
-10	0,000		0,000	
-9,5	0,000		0,000	0,001
-9	0,000		0,028	
-8,5	0,000		0,174	
-8	0,000		0,400	
-7,5	0,000		0,692	
-7	0,000		1,041	
-6,5	0,000		1,442	
-6	0,015	0,001	1,891	1,6
-5,5	0,144		2,385	
-5	0,359	0,21	2,922	
-4,5	0,640		3,500	
-4	0,980	0,6	4,117	4,2
-3,5	1,373		4,772	
-3	1,815		5,463	
-2,5	2,302		6,189	
-2	2,832	2,35	6,949	7,6
-1,5	3,404		7,743	
-1	4,015		8,569	
-0,5	4,663		9,426	
0	5,348	5,30	10,315	10,41
0,5	6,013		11,163	
1	6,118		11,296	

Tabelle 2 Steilheit der RE084

V_VG/V	Steilheit	
	Vorgabe Bild17	
	Ua /V = 100V	Ua /V = 150V
	mA/V	mA/V
-9	0,00	0,21
-8,5	0,00	0,39
-8	0,00	0,53
-7,5	0,00	0,65
-7	0,00	0,76
-6,5	0,00	0,86
-6	0,17	0,95
-5,5	0,37	1,04
-5	0,51	1,12
-4,5	0,64	1,20
-4	0,75	1,28
-3,5	0,85	1,35
-3	0,94	1,42
-2,5	1,03	1,49
-2	1,11	1,56
-1,5	1,19	1,63
-1	1,27	1,69
-0,5	1,34	1,75
0	1,41	1,81
0,5	1,48	1,88
1	1,55	1,95

8.4 Klirrfaktor-Daten BBAMP

Sp.1	Sp.2	Sp.3	Sp.4	Sp.5	Sp.6
V(1)		U_Anode	PSpice®	Klirrfaktor mit 5 Harmonischen Uausgang V(2)	
Usig/V	Ugv/V	Ua/V	Ia/mA	DC- Anteil/V	%
-2	-9	148,9	0,017	-0,56	42,11%
-2	-8	140,4	0,141	-0,12	19,41%
-2	-7	130,2	0,291	0,21	4,52%
-2	-6	119,2	0,453	0,29	2,33%
-2	-5	107,7	0,623	0,32	1,54%
-2	-4	95,8	0,797	0,34	1,13%
-2	-3	83,7	0,976	0,36	0,88%
-2	-2	71,3	1,157	0,18	0,71%
-2	-1	58,8	1,341	0,86	3,97%
-2	0	46,1	1,527	2,19	9,85%
+Ub/V	Fcenter/Hz	Rg/Ohm	Ra/Ohm	.PARAM	Cg=1nF Ca=1nF
150	1,0E+04	100k	68000	.PARAM	Ug=-2V
				.PARAM	Rg=100k Ra=68k Rload=1Meg

Spalte 1: Spannung V(1). Eingang für Signal. Start mit negativer Amplitude,

Spalte 2: Gittervorspannung im Bereich $-9V \leq U_{gv} \leq 0V$,

Spalte 3: Spannung V(A) am Anodenanschluss.

Spalte 4: Anodenstrom im AP in mA.

Spalte 5: DC –Anteil der verzerrten Ausgangsspannung

Spalte 6: Klirrfaktor in % der verzerrten, DC-freien Ausgangsspannung V(2).

Berücksichtigt sind Oberschwingungen bis 50 kHz.

Im unteren Rahmenteil stehen alle relevanten Parameter des BBAMPs.

8.5 Datenauszug zur Barkhausen-Röhrenformel $S \cdot R_i = \mu$

V_Ug/V	Rinnen/Ohm	Steilheit_RE083 in mA/V	Produkt S*Ri	μ RE084	Abweichung
-9	377406,08	0,213	80,27	16,3	$\Delta = 392,5\%$
-8,5	61752,48	0,394	24,36	16,3	$\Delta = 49,4\%$
-8	37584,94	0,534	20,08	16,3	$\Delta = 23,2\%$
-7,5	28697,05	0,654	18,77	16,3	$\Delta = 15,2\%$
-7	23800,01	0,762	18,13	16,3	$\Delta = 11,2\%$
-6,5	20618,81	0,861	17,75	16,3	$\Delta = 8,9\%$
-6	18352,71	0,954	17,50	16,3	$\Delta = 7,4\%$
-5,5	16639,79	1,041	17,32	16,3	$\Delta = 6,3\%$
-5	15290,10	1,124	17,18	16,3	$\Delta = 5,4\%$
-4,5	14193,43	1,203	17,08	16,3	$\Delta = 4,8\%$
-4	13280,99	1,280	17,00	16,3	$\Delta = 4,3\%$
-3,5	12507,42	1,353	16,93	16,3	$\Delta = 3,8\%$
-3	11841,46	1,425	16,87	16,3	$\Delta = 3,5\%$
-2,5	11260,82	1,494	16,82	16,3	$\Delta = 3,2\%$
-2	10749,11	1,561	16,78	16,3	$\Delta = 2,9\%$
-1,5	10294,00	1,627	16,74	16,3	$\Delta = 2,7\%$
-1	9886,01	1,690	16,71	16,3	$\Delta = 2,5\%$
-0,5	9517,73	1,753	16,68	16,3	$\Delta = 2,4\%$
0	9183,34	1,814	16,66	16,3	$\Delta = 2,2\%$
0,5	9057,62	1,882	17,04	16,3	$\Delta = 4,6\%$
1	9040,50	1,949	17,62	16,3	$\Delta = 8,1\%$

Mittelwerte	
Bereich Ug(-4.5V... 0V)	unter $\Delta = 5\%$ Abweichung vom Nennwert 16.3 <input type="checkbox"/>
Ri =	11271 Ω
S =	1,520 mA/V
$\mu =$	16,83

An instantaneous device example: modeling a triode

This section provides an example of using various ABM parts to model a triode vacuum tube. The schematic of the triode subcircuit is shown in Figure 46.

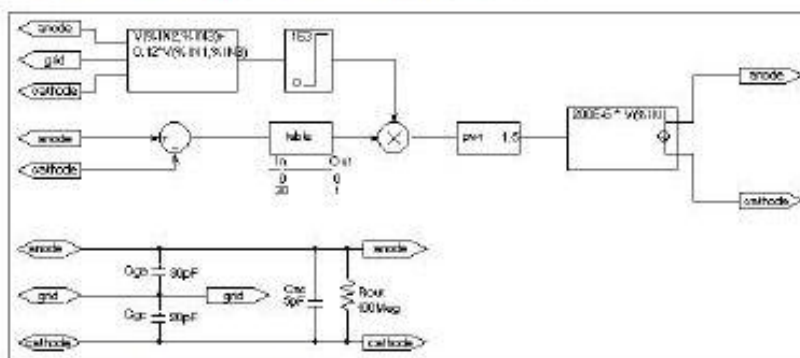


Figure 46 Triode circuit.

Assumptions: In its main operating region, the triode's current is proportional to the 3/2 power of a linear combination of the grid and anode voltages:

$$i_{\text{anode}} = k_0 * (v_g + k_1 * v_a)^{1.5}$$

For a typical triode, $k_0 = 200e-6$ and $k_1 = 0.12$.

Looking at the upper left-hand portion of the schematic, notice the a general-purpose ABM part used to take the input voltages from anode, grid, and cathode. Assume the following associations:

- $V(\text{anode})$ is associated with $V(\%IN1)$
- $V(\text{grid})$ is associated with $V(\%IN2)$
- $V(\text{cathode})$ is associated with $V(\%IN3)$

The expression property EXP1 then represents $V(\text{grid}, \text{cathode})$ and the expression property EXP2 represents $0.12[V(\text{anode}, \text{cathode})]$. When the template substitution is performed, the resulting VALUE is equivalent to the following:

$$V = V(\text{grid}, \text{cathode}) + 0.12 * V(\text{anode}, \text{cathode})$$

The part would be defined with the following characteristics:

$$\begin{aligned} \text{EXP1} &= V(\%IN2, \%IN3)+ \\ \text{EXP2} &= 0.12 * V(\%IN1, \%IN3) \end{aligned}$$

This works for the main operating region but does not model the case in which the current stays 0 when combined grid and anode voltages go negative. We can accommodate that situation as follows by adding the LIMIT part with the following characteristics:

$$\begin{aligned} \text{HI} &= 1\text{E}3 \\ \text{LO} &= 0 \end{aligned}$$

This part instance, LIMIT1, converts all negative values of $v_g + 0.12 * v_a$ to 0 and leaves all positive values (up to 1 kV) alone. For a more realistic model, we could have used TABLE to correctly model how the tube turns off at 0 or at small negative grid voltages.

We also need to make sure that the current becomes zero when the anode alone goes negative. To do this, we can use a DIFF device, (immediately below the ABM3 device) to monitor the difference between V(anode) and V(cathode), and output the difference to the TABLE part. The table translates all values at or below zero to zero, and all values greater than or equal to 30 to one. All values between 0 and 30 are linearly interpolated. The properties for the TABLE part are as follows:

$$\begin{aligned} \text{ROW1} &= 00 \\ \text{ROW2} &= 301 \end{aligned}$$

The TABLE part is a simple one, and ensures that only a zero value is output to the multiplier for negative anode voltages.

The output from the TABLE part and the LIMIT part are combined at the MULT multiplier part. The output of the MULT part is the product of the two input voltages. This value is then raised to the 3/2 or 1.5 power using the PWR part. The exponential property of the PWR part is defined as follows:

$$\text{EXP} = 1.5$$

214

Abb. 51 Auszug aus dem PSpice® User Guide (1998) S.214

The last major component is an ABM expression component to take an input voltage and convert it into a current. The relevant ABM/I part property looks like this:

$$\text{EXP1} = 200\text{E-}6 * \text{V}(\% \text{IN})$$

A final step in the model is to add device parasitics. For example, a resistor can be used to give a finite output impedance. Capacitances between the grid, cathode, and anode are also needed. The lower part of the schematic in Figure 46 shows a possible method for incorporating these effects. To complete the example, one could add a circuit which produces the family of I-V curves (shown in Figure 47).

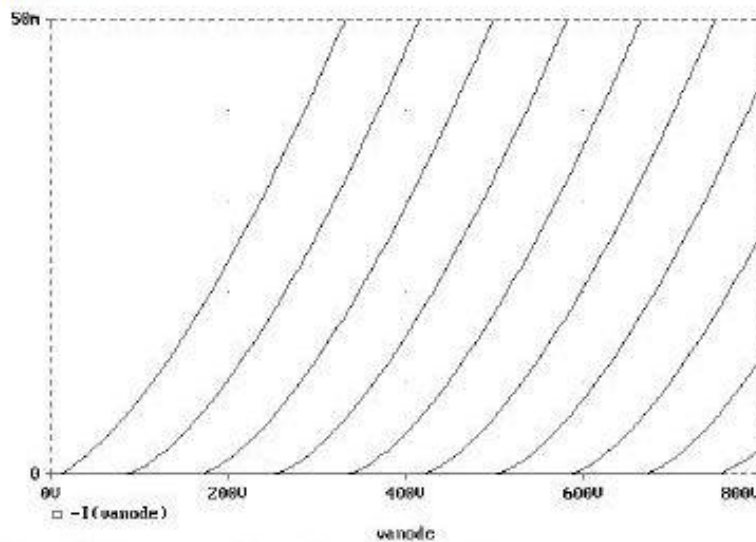


Figure 47 Triode subcircuit producing a family of I-V curves.

8.7 Batterieempfänger mit RE084

Die folgende Schaltung eines 3-Röhren-Batterie-Empfängers aus der Frühzeit des Radios (Quelle: Internet¹⁰ [24]) soll als Anregung für eigene Untersuchungen dienen. Es handelt sich um eine typische Schaltung eines gemischt LC-gekoppelten Audions mit anschließender NF-Verstärkung

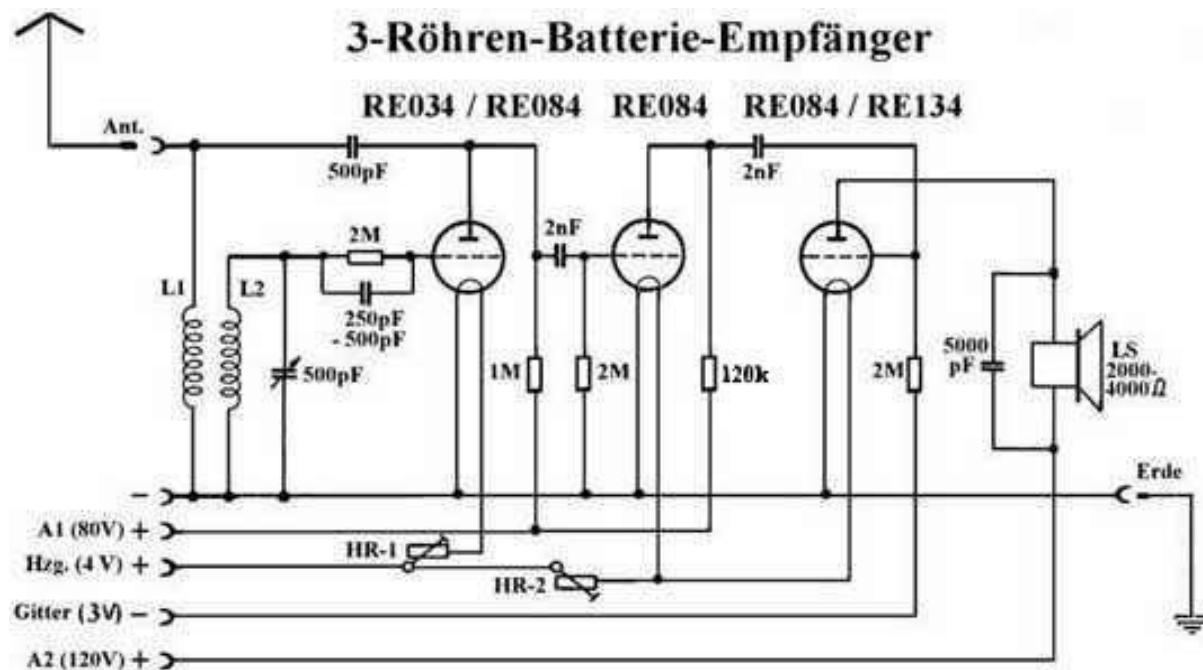


Abb. 53 3-Röhren-Batterie-Empfänger Quelle: Internet¹¹

Im nächsten Röhrenbericht #2.2 wird das Beispiel ausführlich behandelt.

¹⁰ <http://www.jogis-roehrenbude.de/Batterie-Roehrenradios.htm>

¹¹ <http://www.jogis-roehrenbude.de/Batterie-Roehrenradios.htm>