

Institut für Nachrichtentechnik / Kommunikationssysteme  
Fachbereich Technik  
Abt. Elektrotechnik und Informatik  
Hochschule Emden- Leer

# Simulation von Schaltungen mit Elektronenröhren

mit dem Netzwerkanalyseprogramm PSpice®

Bericht Nr. 01

Die Hochvakuum-Diode  
und ihre Anwendung  
als Netz-Gleichrichter und AM-Detektor

V. 1.1.3.1

Prof. Dr.-Ing. Walter Schumacher

Emden, 16.05.2018



---

# Schriftenreihe

## Simulation von Röhrenschaltungen mit dem Netzwerkanalyseprogramm PSpice® Stud.Ver.9.1

### Vorwort

Ziel dieser und weiterer Arbeiten der Schriftenreihe ist die Dokumentation der Analyse und der Nachbildung historischer Bauelemente in Radio-Schaltungen des letzten Jahrhunderts mit dem Elektronik- Simulations-Programm PSpice® von OrCAD®. Die Schaltungen stammen aus Lehr-, Hand-, Bastelbüchern und Zeitschriften. Eine Auswahl der darin gefundenen wichtigsten Grundschaltungen wird so naturgetreu als möglich, auf dem Computer nachgebildet. Die Schriftenreihe wird folgende Themen umfassen:

1. Hochvakuum-Dioden, Anwendung als Netz-Gleichrichter und AM-Detektor, (Vorliegender Bericht Nr.1),
2. Hochvakuum-Trioden, Eigenschaften und Basisanwendungen,
3. Hochvakuum-Tetroden und Pentoden, Eigenschaften und wichtige Anwendungen,
4. Spezielle HF- Verstärker,
5. Das Röhren-Audion, wichtigste Baugruppe in der Rundfunk- Anfangszeit,
6. Der Röhren-Oszillator,
7. Röhren- Mischstufen zur Frequenzumsetzung,
8. Der Superhet- Empfänger. Baugruppe der Rundfunk- Neuzeit,
9. Besondere HF- Schaltungen: FM- Detektoren,
10. Der NF- Röhrenverstärker, die Baugruppe mit aktuellem Revival.

Simulation bedeutet grundsätzlich eine möglichst naturgetreue Nachbildung der Realität! In unserem Falle also die Nachbildung real funktionierender Schaltungen mit Röhren. Notwendig ist prinzipiell die Kenntnis der Funktion, denn bei der Aufbereitung für die Simulation muss man alles „Überflüssige“ erkennen und weglassen. Daher sind Kenntnisse in Elektronik und speziell auch etwas Erfahrung mit Elektronenröhren bei den Lesern Voraussetzung. Für alle Fälle enthält die Schriftenreihe zahlreiche Hinweise auf weiterführende Literatur zum Selbststudium und Vertiefen.

Als Grundlage der Schaltungssimulation dient die von R. Heinemann [1] aufbereitete Studentenversion der OrCAD®-Software PSpice® Version 9.1 (Demo- und Studentenversion) zur Netzwerksimulation. Die Software läuft auf allen Microsoft® -WINDOWS® Plattformen (bis Win10).

Aufgrund der Einschränkungen der Software auf z.B. 50 Schaltungsknoten und nur eine zusätzliche USER-Symbol-Library, erkennt <sup>1</sup> der Leser/Student dabei, wie man eine aufwändige Schaltung auf ihre Kernfunktion reduziert. Wenn im folgenden Text PSpice® erwähnt wird, dann ist immer diese Studenten- Vers. 9.1 gemeint.

Im Seminar „Einführung in die Simulation Elektrischer Schaltungen“ <sup>2</sup> an der Hochschule Emden-Leer wird der Umgang mit PSpice® geübt (Verwendung von Libraries nur im Fortgeschrittenenkurs). Der Leser sollte PSpice® soweit beherrschen, dass er alle Schaltungen „nachbauen“ kann.

---

<sup>1</sup> Erkenntnisorientiertes Lernen seit 2001 an der Hochschule Emden-Leer [51]

<sup>2</sup> Eine der Lehrveranstaltungen im Rahmen des „Erkenntnis orientierten Lernens“

---

Alle verwendeten Röhren- Kenndaten sind in der Tubes.LIB (Daten-Library) und die dazu gehörenden Symbole in der Tubes.SLB (Symbol- Library) enthalten. Ursprünglich wurden die Dateien aus dem Internet herunter geladen [2].

Falls erforderlich, werden entsprechende notwendige Formeln entweder hergeleitet oder den Quellen direkt entnommen. Es wird beschrieben, wie man Röhrendaten und Parameter ermittelt. Die SLB-Library darf in der Studentenversion 9.1 von OrCAD® als zehnte und einzige zulässige SLB eingebunden sein. Das SLB- Ändern / Einbinden wird hier nicht beschrieben, jedoch ausführlich wie man die LIB verändert.

Interessierten wird der Autor auf Anfrage alle notwendigen Dateien per E-Mail [sr@technik-emen.de](mailto:sr@technik-emen.de) zusenden.

Eine Anmerkung zur Schreibweise von Dezimalbrüchen in diesen Berichten:

Es gilt, wie in wissenschaftlichen Arbeiten üblich, der Dezimalpunkt und nicht das Komma als Trennzeichen!

## Danksagung

Herrn Matthias Schepers möchte ich besonders danken. Durch seine Projektarbeit „Röhren „im neuen Gewand“ an der Hochschule Emden-Leer 2016 hat er die Anregung für die intensive Beschäftigung mit der Simulation von Röhrenschaltungen gegeben. Die Vielzahl der Ergebnisse finden sie hier dokumentiert. Herrn Dipl.-Ing. Bodo Lübbe danke ich für die Durchsicht des Manuskripts und etliche hilfreiche Hinweise. Ebenso möchte ich meiner Frau Elisabeth danken, die stets geduldig für eine hervorragende Arbeitsumgebung gesorgt hat. Dank gebührt auch den im Literaturverzeichnis genannten Autoren der PSpice® - Libraries, von denen stellvertretend Herr Norman Koren erwähnt werden soll. Ohne seine frei im Internet verfügbaren Bibliotheken wären die vorliegenden Arbeiten wesentlich dürftiger ausgefallen.

# Bericht Nr. 01 Die Hochvakuum-Diode und ihre Anwendung als Netz-Gleichrichter und AM-Detektor

## Inhalt

1.	Allgemeines zur Hochvakuum-Röhrendiode.....	6
2.	Die Hochvakuumdiode. Gleichrichter für Nieder- und Hochfrequenz .....	7
2.1	Funktion der Hochvakuumdiode.....	7
2.2	Charakteristische Dioden-Kennlinien und Sockelbilder .....	11
2.2.1	Doppeldioden AB1, AB2, EB91 .....	11
2.2.2	Doppeldiode 5Y3-GT, GZ34 .....	13
2.3	Mathematische Formulierungen der Diodenkennlinie .....	14
2.3.1	Die Kennlinienformel.....	14
2.3.2	Bestimmung der Kennlinienparameter .....	14
2.3.3	Manueller Optimierungsprozess zur Bestimmung der Kennlinienparameter .....	15
2.3.4	Optimierung mit SCILab®.....	18
2.4	Die Umsetzung der Diodenkennlinie in PSpice® .....	19
2.5	Einbinden der Parameter in die PSpice Tube.LIB .....	22
2.6	Aktuelle Daten der Dioden in der Simulation mit PSpice® .....	23
2.6.1	Hochfrequenzdiode AB1, EB91.....	23
2.6.2	Leistungsdiode 5Y3-GT .....	25
3.	Anwendungen der Hochfrequenz- Doppeldiode AB1, EB91.....	26
3.1	Auswertung der Franzis Verlag- Röhren-Dokumente [25] .....	26
3.1.1	Demodulations-Kennlinien.....	26
3.1.2	Frequenzgang der Messschaltung.....	29
3.2	Der Amplitudenmodulierte Testsender. Das TX-Modul.....	29
3.2.1	Ausgangssignal des AM- Testsenders in der Zeitebene .....	32
3.2.2	Ausgangssignal des AM- Testsenders in der Frequenzebene .....	33
3.3	Das Philips Datenblatt und seine Schaltungsbeispiele .....	34
3.3.1	Gegentakt- Gleichrichterschaltung.....	34
3.3.2	Prinzipschaltung zur Erzeugung von Niederfrequenz und Regelspannung.....	38
3.3.3	Die Karte AB1, AB2 aus der Franzis Verlag Röhrenkartei .....	42
4.	Anwendungen der Leistungs- Doppeldiode 5Y3-GT .....	47
4.1	Netzgleichrichter im Allstromgerät .....	47
4.2	Netzteil mit Doppelweggleichrichtung nach Möbius [13].....	49

---

4.3	UKW- Empfänger. Schaltplanauszug aus FV-Röhrendokumente EAA91.....	52
4.3.1	Beschreibung des Schaltungsauszugs.....	52
4.3.2	Aufbereitung der Netzteilschaltung für die Simulation .....	53
4.3.3	Der Netztransformator (Trafo).....	54
4.3.4	Aufbereiteter Schaltplan des UKW- RX nach Abb. 55 .....	57
5.	Erkenntnisse, Nachlese.....	59
6.	Verzeichnisse.....	61
6.1	Literaturverzeichnis.....	61
6.2	Abbildungsverzeichnis.....	63
6.3	Formelverzeichnis.....	65
6.4	Abkürzungsverzeichnis .....	65
7.	Anhang.....	67
7.1	Bezeichnungen von Röhren nach [10].....	67
7.2	Schaltplan des UKW- Superhet- Empfängers nach FV Röhrendokumente .....	68
7.3	Tabellen zur Ermittlung der Ströme im UKW- Empfänger FV-Dokumente .....	69
7.3.1	Aufstellung der Energiebilanz der Anoden- und Schirmgitterkreise.....	69
7.3.2	Tabelle zur Ermittlung der Daten von Heizstromkreisen. ....	70
7.4	TUBE.LIB – Daten anderer Gleichrichterröhren .....	70
7.4.1	Kennlinie der 5Y3GT aus dem Internet .....	70
7.4.2	TUBE.LIB. Kennlinie der RGN 45 Netzgleichrichterdiode aus dem Volksempfänger ....	71
7.5	Optimierung mit SCILab® .....	71
7.5.1	Listing zur Datei AB1_14V.sci .....	71
7.5.2	Kennlinienabweichung zwischen Modell und Datenblatt.....	72
7.6	Anlaufstromkennlinien einer planparallelen Diode bei verschiedenen Kathodentemperaturen .....	72

## 1. Allgemeines zur Hochvakuum-Röhrendiode

Die Hochvakuum-Röhrendiode ist eines der ältesten bekannten elektronischen Bauelemente. Im Jahr 1904[3] wurde die Diode patentiert (Sir John Ambrose Fleming). Der Zweck einer Diode ist die Gleichrichtung von Wechselfspannung. Im Lehrbuch von Möbius[4] wird sie als Zweipolröhre bezeichnet und ihre Wirkung als „Ventil“ beschrieben.

Dieser Bericht befasst sich mit zwei typischen Vakuum-Röhrendioden älterer Bauart (typisch aus 1935 ff). Es handelt sich hierbei jeweils um eine Doppel-Diode in einem evakuierten Glaskolben. Beide Röhren haben zwei Anoden und eine gemeinsame Kathode. Bei neueren Entwicklungen wurden teilweise die Dioden mit getrennten Katoden gebaut.

Die erste betrachtete Diode ist die AB1. Eine Ansicht ist in Abb. 1 auf der rechten Bildseite zu sehen. Sie ist ausschließlich als Hochfrequenzgleichrichter geeignet. Im Betrieb soll der Anodenstrom 0.8 mA nicht überschreiten. Die Verlustleistung ist mit ca. 0.5 W angegeben. Ein weniger ausführliches Datenblatt befindet sich z.B. in der Röhrenkartei [5]. Es enthält ein Anwendungsbeispiel, jedoch keine Kennlinie. Detailreichere Quellen sind [6] und [7]. Die originalen Datenblätter der Herstellerfirmen konnten aus dem Internet, über den Link [www.radiomuseum.org/tubes/tube\\_ab2.html](http://www.radiomuseum.org/tubes/tube_ab2.html) und [http://www.jogis-roehrenbude.de/Roehren-Geschichtliches/Roe-Pruefer/Neuberger-WE256/Tabellen\\_WE256.pdf](http://www.jogis-roehrenbude.de/Roehren-Geschichtliches/Roe-Pruefer/Neuberger-WE256/Tabellen_WE256.pdf) (Stand: 9.12.2017) heruntergeladen werden. Bezeichnungen von Röhren und ihre Bedeutung sind im Anhang 7.1 zu finden.



Die zweite Diode ist die Amerikanische Type 5Y3GT [8]. Sie dient ausschließlich als Gleichrichter für Netzstrom-Versorgung und kann einen Spitzenstrom von 440 mA und eine Verlustleistung von bis 70W „vertragen“. Der Europäische Vergleichstyp ist die GZ34 [9], auch als EZ34 bekannt. Die Röhren unterscheiden sich meist nur durch die Heizungsdaten. Von beiden Dioden waren Grenzdaten, Sockelbilder und die Kennlinien bekannt. Im nächsten Abschnitt wird die Vakuum-Röhrendiode allgemein, als historisch wichtiges Bauelement der Elektronik mit Formelbeschreibung und der Nachbildung der Kennlinie, betrachtet. Später werden die zugehörigen typischen Anwendungen mit Schaltungen und Auszügen daraus nachgebildet [1].

Abb. 1 Ansichten der Doppeldiode AB1 und GZ34 (Ersatztyp für 5Y3GT).

Für besonders an Röhren Interessierte und solche, die mehr über die Bezeichnungen wie AB1, EB91 usw. erfahren möchten, finden im Anhang eine Liste mit allen genormten Bezeichnungen von Röhren. Quelle ist die Röhren Taschen Tabelle des Franzis Verlags München [10].

## 2. Die Hochvakuumdiode. Gleichrichter für Nieder- und Hochfrequenz

Der folgende Abschnitt behandelt die Funktion der Hochvakuumdiode und zeigt ihre charakteristischen Kennlinien. Im Wesentlichen sind das Ergebnisse von Recherchen im Internet und in privaten Buchbeständen. Alle benutzten Bücher, Zeitschriftenartikel- Sammlungen usw. sind im Literaturverzeichnis aufgelistet.

### 2.1 Funktion der Hochvakuumdiode

Im Lehrbuch „Die Grundlagen der Funktechnik für den Soldaten“ von Dr.-Ing. R. Bachström [11] von 1940 wird die Diodenfunktion mithilfe [Abb.31 in [11] ] erklärt. Katode und Anode sind samt ihren

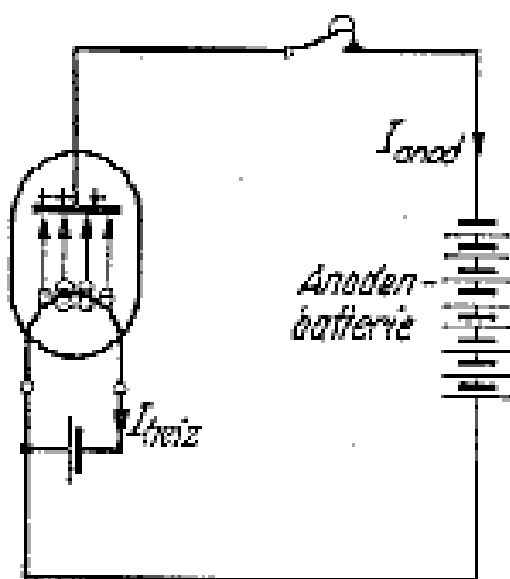


Abb. 2 Funktion der Röhrendiode nach Bachström [8]

Strukturmaterialien in einer Glasröhre mit hohem Vakuum eingeschmolzen. Die Katode, bzw. der Heizdraht, wird durch den Strom  $I_{\text{Heiz}}$  auf über  $900\text{ }^{\circ}\text{C}$  erhitzt. Dadurch wird eine Elektronenwolke in Nähe der Katode frei gesetzt (Glühemission [12]) Durch die aus der Anodenbatterie positiv vorgespannte Anode werden die negativ geladenen Elektronen angezogen. Diese fliegen beschleunigt zur Anode, prallen auf das positiv geladene Anodenblech und fließen als Anodenstrom ab.

Eine noch bessere Darstellung der Diodenfunktion liefert Möbius [13]. Abb. 15 zeigt diese Funktion. Bei Möbius, im Lehrbuch für angehende Funkmeister, ist besonders die Erklärung der Diodenfunktion durch den Zeigerausschlag beim Amperemeter für den Anodenstrom zu loben. Es zeigt sehr anschaulich, dass bei negativer Anodenspannung ebenso wenig Anodenstrom fließt wie bei  $0\text{ Volt}$  Anodenspannung. Hat die Anode die Spannung  $0\text{ V}$  oder ist wie im dritten Bildchen in Abb. 3 dargestellt sogar negativ gepolt, dann können die Elektronen den Bereich der Katode nicht verlassen. Das „Ventil“ ist für den elektrischen Strom geschlossen. Unter didaktischem Aspekt betrachtet ist die Darstellung im Fachbuch für den Soldaten ausgesprochen aktuell. Die Röhren der neueren Zeit sind nicht mehr, wie in den Abb. 2 und Abb. 3 zu sehen, direkt geheizt.

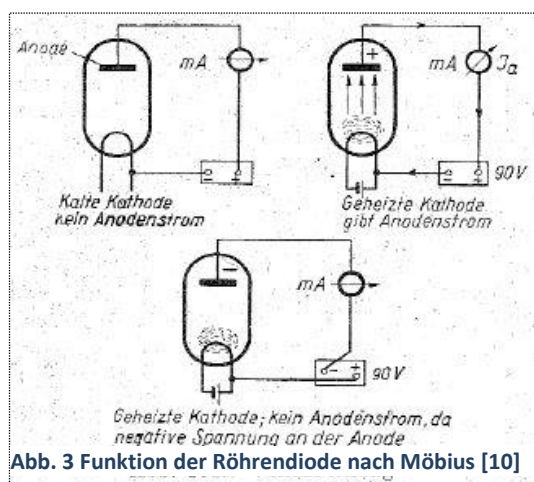
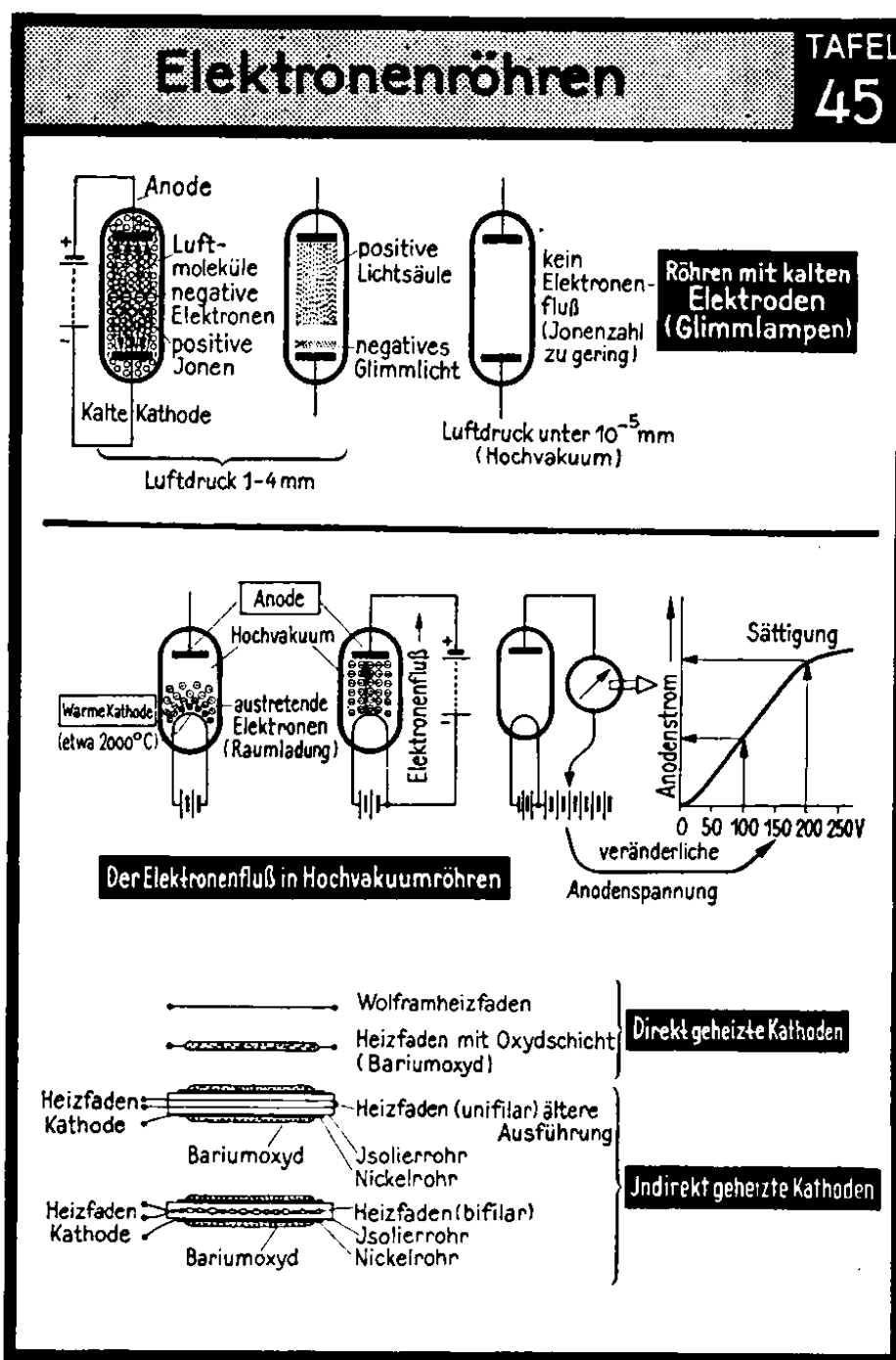


Abb. 3 Funktion der Röhrendiode nach Möbius [10]

Die direkte Heizung hat zum einen den Nachteil, dass die Anodenspannung nicht über die gesamte Länge der Katode gleichmäßig konstant bleibt, denn ein Katodenende hat einen um die Heizspannung erhöhten Wert. Das kann in z.B. Hochfrequenz-Schaltungen erheblichen negativen Einfluss haben. Zum anderen addiert sich bei direkt geheizten Röhren

der Anodenstrom zum Heizstrom, erhöht somit die Heizleistung.

Durch die indirekte Heizung entfallen diese Effekte. Auch für die Herstellung wird es einfacher. Katoden und Heizfäden können aus verschiedenen Materialien hergestellt und daraus resultierend Strom- und Spannungswerte optimiert werden. Zwischen Heizung und Katode ist ein maximal zulässiger Spannungsgrenzwert zu beachten.



11

Abb. 4 Vakuum-Dioden, Funktionsbeschreibung nach Schadow[14], S.161

Bei Recherchen in Literatur von 1944 wurde eine noch umfangreichere Bild- Darstellung der Hochvakuum-Röhrendioden-Funktion bei Schadow in [14] auf Tafel 45 gefunden, siehe Abb. 4. Bemerkenswert daran ist, dass er auch die Funktion der Kaltkathoden-Röhren (Glimmlampen), die als Spannungsstabilisatoren in vielen Funkgeräten und Radios eingesetzt werden<sup>3</sup>, beschreibt. Der wesentliche Unterschied dieser Katodentypen besteht in der Größe des Vakuums. Glimmlampen müssen noch genug Gas enthalten, dass eine Glimmentladung stattfinden kann. Bei Gleichrichter-

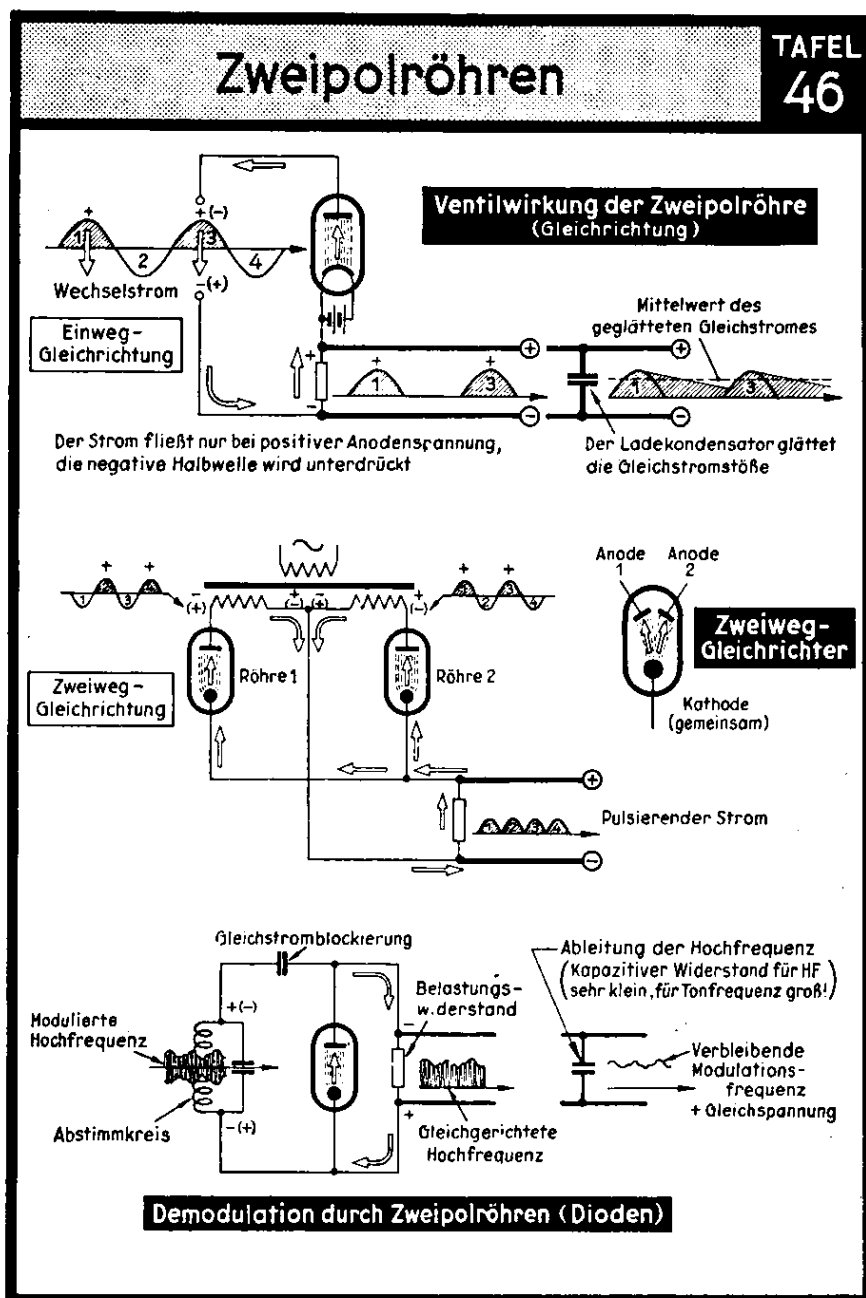
<sup>3</sup> Die Glimmröhre wird heute in der Schaltungstechnik durch Z- Dioden ersetzt. Simulation lohnt nicht.



Dioden muss es ein Hochvakuum sein, sonst würde der Katodendraht verglühen. Schadow beschreibt in seinem Bild den Verlauf der Diodenkennlinie. In Nullpunktnähe zeigt sich eine leicht gekrümmte Kurve, dann ein relativ großer linearer Verlauf der dann asymptotisch in eine Sättigungskurve übergeht. Im selben Bild wird der Unterschied zwischen direkter und indirekter Heizung mit entsprechenden Texten erklärt.

In derselben Literaturstelle (Schadow [14]) wurde eine ausführliche Bilddarstellung der Wirkungsweise einer Hochvakuum- Röhrendiode auf Tafel 46 gefunden. Siehe Abb. 5.

163



11\*

Abb. 5 Funktionsbeschreibung von Vakuum-Dioden nach Schadow[14], S.163

Im oberen Bildteil zeigt er die Ventilwirkung der Diode als Einweggleichrichter und die Wirkung des Ladekondensators zur Glättung der pulsierenden Gleichspannung. Im mittleren Bildteil zeigt er den Schaltungsaufbau und die Wirkung einer Doppeldiode mit einer gemeinsamen Katode als Zweiweggleichrichter für die Spannung aus einem Netztransformator. Im unteren Bildteil sieht man

die vollständige Schaltung für die Demodulation, der Rückgewinnung der Tonfrequenz aus der ankommenden amplitudenmodulierten Hochfrequenz an einem Parallelschwingkreis. Alle Informationen zum Verständnis der verschiedenen Röhrendioden sind im Bild enthalten.

Eine weitere gute Darstellung der Funktion der Hochvakuumdiode als Gleichrichter für Hochfrequenz liefert Möbius[13]. Ein Auszug daraus ist in Abb. 6 zu sehen. Die Darstellung ist äquivalent zu [14]. Auch er stellt oben die Glättung durch den Kondensator dar, wie man damals glaubte, dass es aussehen soll. Oszillografen waren noch nicht weit verbreitet.

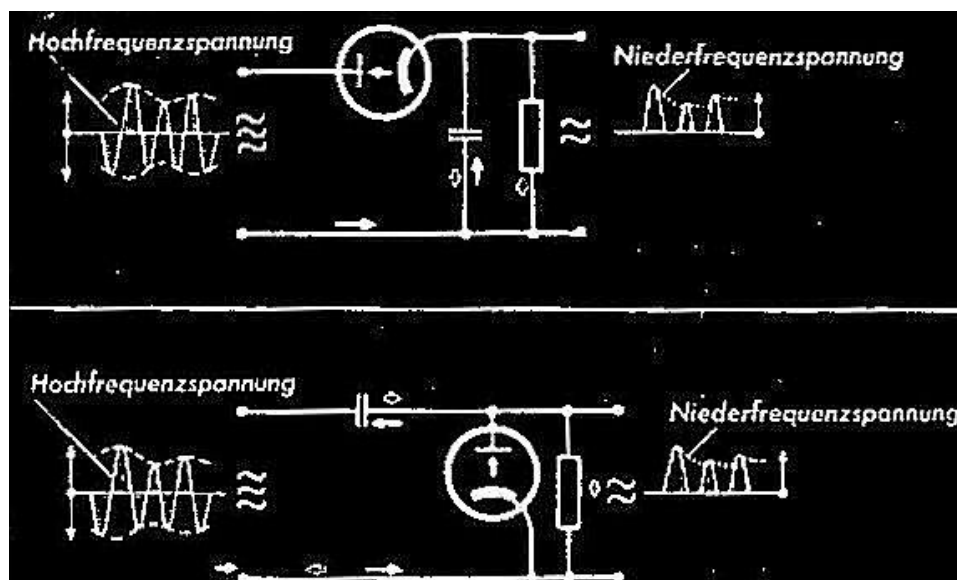


Abb. 6 Schaltmöglichkeiten für die Hochfrequenzgleichrichtung  
oben Reihenschaltung, unten Parallelschaltung nach [13]

Typisch für beide Schaltkreisformen ist, dass die Gleichrichtung zunächst eine pulsierende Gleichspannung erzeugt. Der Strom durch den Lastwiderstand ist im Prinzip pulsierend und die Bandbreite dieses Signals kann mit der Fourier-Analyse bestimmt werden. Mittels der nachfolgenden Tiefpasskette, im primitivsten Falle ein Kondensator, wird die Niederfrequenzspannung an der Last geglättet. Im Bild ist dieser Vorgang durch gestrichelte Linien markiert.

Je nach Anwendungsfall muss die Grenzfrequenz des Tiefpasses anders dimensioniert sein.

- Liegt sie im Bereich der technischen Frequenzen, also einiges unter ca. 100 Hz, dann handelt es sich meist um Gleichrichtung zum Zwecke der Energieversorgung einer elektronischen Einrichtung.
- Hat der Tiefpass jedoch die Bandbreite von Niederfrequenz im Hörbereich, also z.B. 5 kHz (Mono) oder 15 kHz (Stereo), dann handelt es sich um einen Demodulator für z.B. ein amplitudenmoduliertes Radiosignal.

Selbstverständlich ist das als Hochfrequenzgleichrichter erklärte Schaltungsprinzip ebenso gut als Leistungsgleichrichter tauglich. Z.B. wird im Kapitel 4.1 die Serienschaltung für die Gewinnung der Anodenspannung eines Radioapparates genutzt.

Bei Verwendung als Hochfrequenzgleichrichter (Demodulator) ist fast ausschließlich die Parallelschaltung von Dioden, mit Einspeisung über Kapazität, üblich, während sich die Serienschaltung für Leistungsgewinnung sehr gut eignet.

## 2.2 Charakteristische Dioden-Kennlinien und Sockelbilder

Dieser Abschnitt zeigt Sockelschaltbilder, Kennlinien und nennt Grenzdaten. Alle Daten stammen aus dem Internet, bzw. aus der Privatbibliothek des Autors.

### 2.2.1 Doppeldioden AB1, AB2, EB91

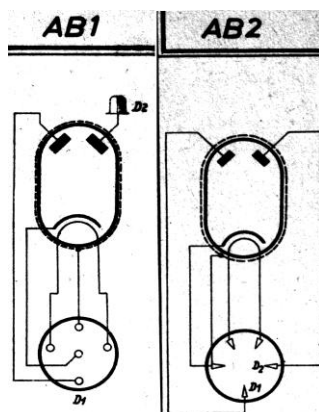


Abb. 7 Sockelschaltung AB1 und AB2

Die Typen AB1 und AB2 unterscheiden sich im Wesentlichen im Sockelschaltbild und in den Kapazitäten. Das ist für die Simulation ohne Bedeutung. Im Karteiblatt [5] und dem Philips Datenblatt [7] sind Symbol, Sockelschaltung und Anwendungsbeispiele für die indirekt beheizte Doppeldiode AB1 und die AB2 enthalten. Der Textauszug aus der Kartei [5] liefert den Anwendungsbereich Hochfrequenztechnik und gibt Hinweise zur Verwendung als Linearer Gleichrichter. Linear heißt in diesem Zusammenhang, dass die erzeugte Gleichspannung linear mit der angelegten Hochfrequenzspannung verknüpft ist. Der Gleichrichterprozess ist prinzipiell ein nichtlinearer Vorgang.

Die Rückseite der Abb. 42 enthält Hinweise zur Anwendung und nennt die entsprechenden Parameter. Eine Übersicht liefert Tab. 1.

Grenzwerte:		Heizwerte:		Maximale Kapazität:
				AB1
U <sub>da</sub>	200 V	U <sub>f</sub>	4V	Cd1=4.4pF Cd2=2.9pF
I <sub>da</sub>	0.8 mA (bei HF)	I <sub>f</sub>	0.65 A	Cd1/d2 < 0.0015 pF
U <sub>f/s</sub>	50V	= U- Heizfaden- Schirmung		AB2
R <sub>f/s</sub>	20kΩ	= Mindest- R Heizfaden- Schirmung		Cd1=4pF Cd2=4pF
I <sub>d p</sub>	50 mA			Cd1/d2 <0.5pF

Tab. 1 Grenz- und Heizwerte aus Karteiblatt und [7]

Das Philips Datenblatt [7] ist ergiebiger bezüglich der Stromangaben. So findet sich dort die Angabe, dass Kurven für den Anodenstromverlauf im Datenblatt der EB91 zu finden sind. Die Kennlinie ist in Abb. 8 zu sehen.

Als maximale Anoden-Sperrspannung wird dort angegeben:  $V_{d_{invP}} = 20V$  und  $I_{dP} = 50mA$ .

Mithilfe von Abb. 8 lässt sich die Berechnung der Kennlinien wesentlich genauer durchführen.

Angaben über die mögliche Verlustleistung der Diode gibt es nicht im Datenblatt. Diese Angaben ergeben sich glücklicherweise in dem Verfahren zur Ermittlung der Kennlinienparameter.

Weitere Quellen für Daten der AB1, AB2 und EB91 sind im Internet zu finden. Ebenso finden sich dort mehr Schaltungsbeispiele als in [5].

Zwei Schaltungsbeispiele findet man zudem im Datenblatt [6].

# EB91

## MINIATURE DOUBLE DIODE

Double diode with separate cathodes.  
Each section is internally screened.

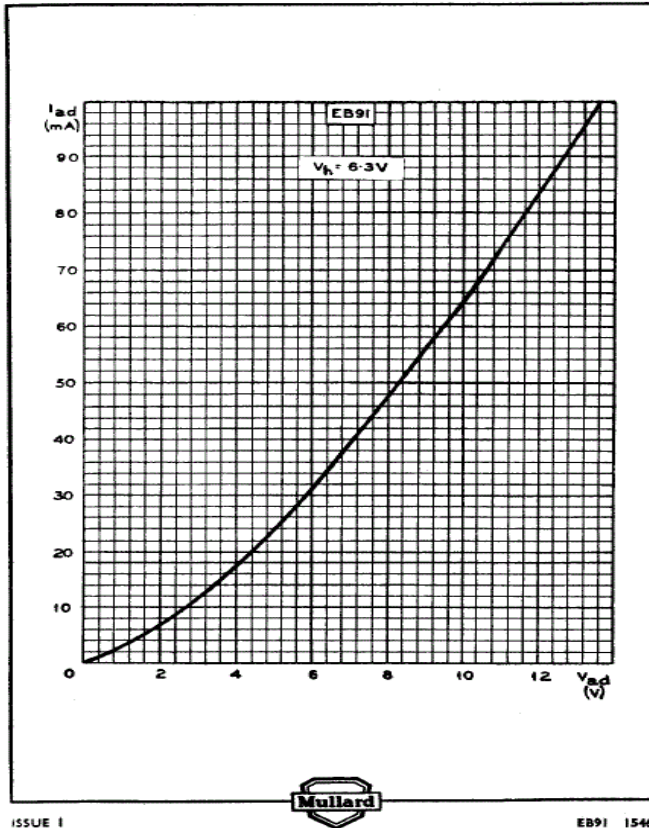


Abb. 8 Beispiel der Kennlinie der Diode EB91 (AB1 äquivalent) aus [6].

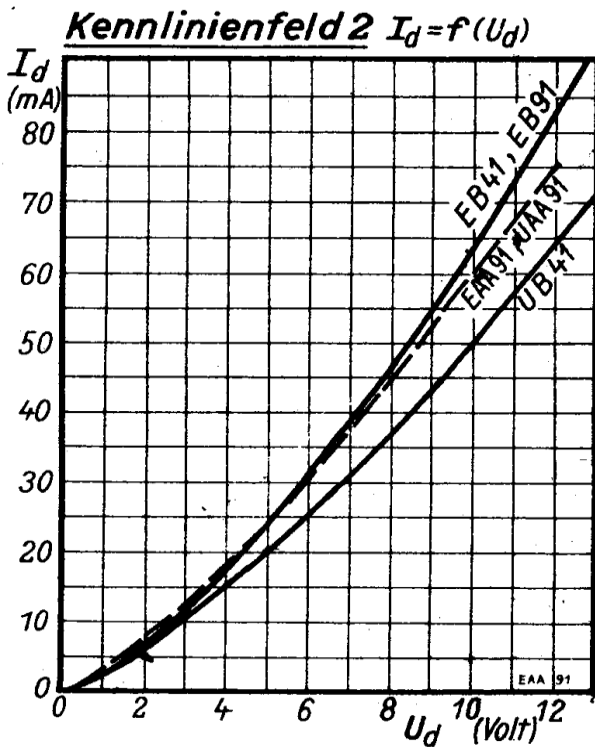


Abb. 9 Kennlinien verschiedener Dioden in [15]

Besonders aufschlussreich sind in [15] im Bild für das Kennlinienfeld\_2 die Kennlinien anderer zeitgenössischer Dioden, neben der EB91 der EB41, EAA91, UAA91 und der UB41 dargestellt. Daraus werden aufbaubedingte verschieden steile Kennlinien sichtbar. Die größte Steilheit hat die EB91, dem Äquivalent zur AB1. Sie wird im Folgenden als Diode überall eingesetzt wo Hochfrequenz im Spiel ist und sie wird mit ihrem ältesten Namen als AB1 in die PSpice®- Bibliothek aufgenommen. Alle folgenden HF- Untersuchungen werden damit durchgeführt.

## 2.2.2 Doppeldiode 5Y3-GT, GZ34

Im Datenblatt [9] sind Symbol und Sockelschaltung der direkt beheizten Doppeldiode für hohe Leistung enthalten. Außerdem sind Grenz- und Heizwerte genannt, die jedoch in diesem Simulations-Projekt nur eine untergeordnete Rolle spielen. Zusätzlich ist im Datenblatt [9] die Kennlinie des Netzstrom-Gleichrichters 5Y3-GT ausdrücklich vermerkt. Siehe Abb. 10.

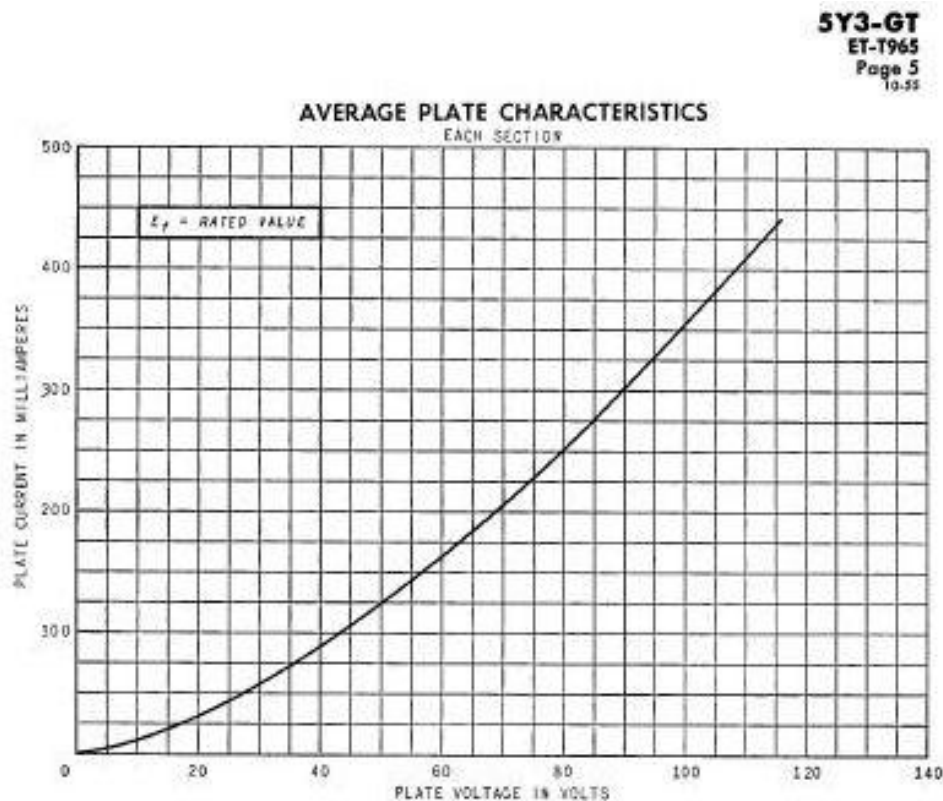


Abb. 10 Kennlinie einer Netzstrom- Gleichrichterröhre 5Y3-GT aus [8],[9]

Mittelwerte:		Heizwerte:		Maximale Kapazität:	
U <sub>da</sub> /V	I <sub>da</sub> /mA	U <sub>f</sub> / V	I <sub>f</sub> /A	Ca/k:	
0	0	5	2	4 pF	
75	225	≤Entspr. 17W Verlustleistung		Cd1/d: < 0.01 pF	
116	440	≤Entspr. 50W Verlustleistung			

Tab. 2 Grenzdaten der Leistungsdiode 5Y3GT.

U<sub>d</sub>: Anodenspannung, I<sub>d</sub>: Anodenstrom, U<sub>f</sub>: Heizspannung, I<sub>f</sub>: Heizstrom, Ca/k: Kapazität Anode-Katode, Cd1/d:: Kapazität zwischen den Anoden.

Leider sind bei keiner Recherche Schaltbilder gefunden worden, die die 5Y3-GT direkt im Einsatz zeigt. Es werden daher bei den folgenden Betrachtungen gleichwertige Ersatztypen verwendet, z.B. die GZ34. Die Unterschiede liegen im Wesentlichen im Sockel und der Bezeichnung. In der PSpice® Datenbibliothek „Tube.lib“ wird die Bezeichnung 5Y3-GT verwendet.

In dieser Arbeit liegt die Betrachtung zugrunde, dass es bei einer Simulation von Röhrenschaltungen auf modernen Rechenmaschinen eher auf das Prinzip ankommt, als auf hohe Übereinstimmung zwischen Theorie und Praxis. Abgesehen davon ist bekannt, dass Röhrendaten, bedingt durch den Herstellungsprozess, grundsätzlich relativ große Streuung aufweisen. Selbstverständlich muss der Ingenieur immer bemüht sein, so präzise als möglich die Praxis mit einem Modell zu beschreiben.

## 2.3 Mathematische Formulierungen der Diodenkennlinie

In diesem Abschnitt werden die allgemein gültigen Formeln für die Berechnung des Anodenstroms als Funktion von der angelegten Anodenspannung genannt und die Möglichkeiten zur Bestimmung der Formelparameter aufgezeigt.

### 2.3.1 Die Kennlinienformel

Im Handbuch der Hochfrequenztechnik beschreiben Meinke und Gundlach [16] den Anodenstrom  $I_a$  näherungsweise als Funktion der angelegten Anodenspannung  $U_a$  nach Gl. 1. Die Rechnung des Anodenstroms basiert auf elektrodynamischen Feldern in koaxialen Metallstrukturen. Langmuir-Schottkysches Raumladungsgesetz, siehe ([17], Seite 83, Ausgabe 1934.

Gl. 1 Schottky-Formel für  $I_a(U_a)$

$$I_a(U_a) = \begin{cases} k \cdot (U_a)^{EX} & \text{für } U_a \geq 0 \\ 0 & \text{für } U_a < 0 \end{cases}$$

Die Konstante  $k$  wird als **Raumladungskonstante** bezeichnet [18].

Die aus der Halbleitertechnik bekannte Schottky-Formel, die Exponentialfunktion für  $I_d(\Delta U_d)$ , kann für Vakuumröhren mit geheizter Katode nicht verwendet werden, weil bei Röhren der Anlaufstrom bei negativ werdender Spannung Null bleibt, bzw. extrem gering ist und zudem exponentiell gegen Null geht, während bei Halbleiterdioden der Sperrstrom im negativen Spannungsbereich größer wird. Meinke/Gundlach beschreibt sehr ausführlich im „Taschenbuch der Hochfrequenztechnik“ [19] die Begriffe des Anlaufstroms, Raumladungsstrom und Kontaktspannung aus dem Übergang der Anlaufstromkennlinie in die Sättigung.

### 2.3.2 Bestimmung der Kennlinienparameter

Die Bestimmungsgleichung Gl. 1 enthält zwei Parameter, die z.B. durch eigene Messungen oder einfacher aus vertrauenswürdigen, Kennlinien enthaltenden, Datenblättern bestimmt werden können. Zur Ermittlung der beiden einzigen Kennlinien-Parameter  $k$  und  $EX$  genügen somit zwei Arbeitspunkte der Diodenkennlinie. Das ist einmal der Nullpunkt ( $U_a=0V$ ;  $I_a=0mA$ ) und ein weiterer, möglichst hoch liegender Arbeitspunkt  $A_p(U_{a\_max}/V, I_{a\_max}/mA)$ . Diese schlichte Handrechnung mit dem Arbeitspunkt  $I_a(U_a)$  nach Gl. 2 kann nur angewandt werden, wenn einerseits die Kennlinie bekannt ist und andererseits die Ansprüche an die Genauigkeit der Simulation nicht hoch liegen. Die Ergebnisse für die Parameter sind i.a. für Demonstrationszwecke ausreichend genau.

Gl. 2 Bestimmung der Konstanten  $k$  aus Arbeitspunkt  $I_a(U_a)$  und bekanntem Exponenten  $EX$

$$k = \frac{I_a(U_a)}{(U_a)^{EX}}$$

Sollen mehrere Arbeitspunkte auf einer Kennlinie berücksichtigt werden, um eine höhere Genauigkeit der Parameter zu erhalten, dann ist eine Kurvenanpassung mittels eines Optimierungsverfahrens durchzuführen. Dies kann z.B. mithilfe der Software Microsoft EXCEL®, bzw. SciLab® geschehen. Das Verfahren ist bekannt als „Die Methode der kleinsten Quadrate“ [20]. Es handelt sich dabei um das Verfahren zur Minimierung einer Fehlerfunktion, die aus der Summe der quadratischen Abweichung  $|Sollwert(i) - Istwert(i)|^2$  gebildet wird. Im Folgenden wird das Verfahren mit MinErrorFKT bezeichnet. Werden mehrere Punkte auf der Röhrenkennlinie verwendet, dann lässt sich auch der Exponent optimieren. Für die Rechenmethode MinErrorFKT gibt

es fertige Routinen in [21] /SciLab/. Wir werden an dieser Stelle jedoch eine stark vereinfachte, manuell geprägte MinErrorFKT- Methode zur Optimierung anwenden. Dazu ist nur ein klassisches Tabellenverarbeitungsprogramm notwendig, z.B. Microsoft EXCEL® oder Apache Open Office CALC® / <https://www.openoffice.org/de/>. Das manuelle Optimierungsverfahren erfolgt iterativ in Schritten. Der Exponent EX hat bei Hochvakuumdioden im Regelfall den Wert 1.5 [16]. Er wird i.d.R. als Startwert gesetzt. Durch Feinabstimmung kann er empirisch optimiert werden. Am Beispiel der hochfrequenztauglichen Diode AB1 wird in diesem Abschnitt das ausführliche Verfahren gezeigt. Für die Leistungsdiode 5Y3GT (Netzgleichrichter) werden nur die Ergebnisse des vereinfachten Verfahrens genannt. Das Ergebnis ist für die AB1/EB91 in der Tab. 3 dargestellt.

### 2.3.3 Manueller Optimierungsprozess zur Bestimmung der Kennlinienparameter

#### a) Vorbereitender Schritt:

Die Kennliniendaten zu  $i$ - Messpunkten,  $U_i, I_{a_i}$  werden dem Datenblatt manuell entnommen und in Tabellenspalten Sp.1 bis Sp.3 eingetragen. Per Hand eingegebene Stromwerte sind in Zellen mit gelbem Hintergrund, der zugehörige berechnete Anodenstrom erscheint in Zellen mit grünem Hintergrund.

#### b) Startwerte festlegen:

- Setze Iteration #  $n = 0$
- Ein **Startwert für EX** wird festgelegt. I. d. R. ist  $EX=1.5$  und in eine fixierte Zelle geschrieben.
- Aus einem möglichst genau bekannten Arbeitspunkt der Kennlinie wird mit Gl. 2 ein **Startwert für k** ermittelt und in eine fixierte Zelle geschrieben. Inhalt der Spalte 4 (Sp.4) ist der Anodenstrom nach Gl. 1 mit den Werten  $k$  und  $EX$  aus b) und Inhalt der Spalte 5 ist der wichtigste Bestandteil der Error-Funktion: Das Quadrat der Anodenstrom- Differenz  $(SP.2 - SP.4)^2$ .

#### c) Beobachte Zellenwert der Quadratsumme $ERR^2$ :

Am Ende der Sp.4 steht die Summe aller Quadratwerte (Name: **ERR<sup>2</sup>**). Es ist nicht erforderlich, die Wurzel zu ziehen. Das Minimum der Wurzel ist auch das Minimum des Quadrats!  
Es gilt, den Zellenwert so klein wie eben möglich zu machen!

#### d) **Setze K** = konstant = $k(n=0)$ und lasse $ERR^2$ berechnen.

#### e) **Wert merken:** $ERR^2$ (Iteration # $n$ )

Nach jeder Werteänderung muss das Ergebnis kontrolliert werden.

#### Iteration:

#### f) Ändere EX nach „Gefühl“ um geringen Betrag. Richtung der Änderung merken!

$$\# n = n + 1$$

#### g) Beobachte das Verhalten der Error-Funktion

**Vergleich:**  $\{ ERR(\text{Iteration } \# n+1) < ERR(\text{Iteration } \# n) \} ?$

#### h) Vergleich = JA, dann behalte die Änderungsrichtung bei, erhöhe oder erniedrige den letzten Wert und gehe nach Iteration

#### i) Vergleich = NEIN, dann ändere die Richtung von EX und gehe mit altem oder entsprechend erhöhten oder erniedrigtem Wert nach Iteration.

Ergibt sich beim Vergleich das relative Minimum, dann ändere den Startwert k und wiederhole den ganzen Prozess.

### Ende des manuellen Optimierungsprozesses

Die Optimierung ist abgeschlossen, wenn der Endwert der Error-Funktion seinen **absoluten Minimumwert** erreicht hat oder man mit dem erreichten Stellenwert zufrieden ist. „Absolut“ heißt: Jede Veränderung eines Parameters resultiert in einem Anstieg des ERR-Funktionswertes. Man benötigt etwa so viele Versuche, bis die Parameter ca. drei bis vier Stellen hinter dem Komma unverändert bleiben. Die Methode ist zwar mühsam, führt jedoch mit etwas Übung recht schnell zu guten Ergebnissen und es ist keine extra Software-Installation nötig. Außerdem entfällt die evtl. langwierige Einarbeitungszeit in die Optimierungssoftware [22]!

Die schlussendlich ermittelten Parameter k und EX werden zunächst in einer Testschaltung erprobt, die im nächsten Abschnitt beschrieben wird.

Erst wenn diese Simulationsexperimente erfolgreiche Ergebnisse liefern, werden sie in die Bibliothek Tube.LIB von PSpice® eingetragen und eingebunden. I.d.R. ist man mit Abweichungen von kleiner als 1% zufrieden.

Das Symbol ist für alle Hochvakuumdioden gleich. Die Dioden unterscheiden sich nur durch die entsprechenden Parameterwerte, innere Kapazitätswerte und Textangaben. Kapazitäten spielen erst bei entsprechenden Anwendungen (Hochfrequenz!) eine Rolle.

Wie man im PSpice®- Modell die Diodenkennlinie nachbildet, wird im nächsten Abschnitt gezeigt.

Tab. 3 MS-EXCEL®- Arbeitsblatt zur manuellen Optimierung der Dioden-Parameter für die AB1 (EB91)

Ablesewerte aus EB91 Datenblatt (Mullard)						
k =		2,39848	Bestimmt aus Arbeitspunkt (11 V, 74 mA)			
EX =		1,43010				
Sp.1	Sp.2	Sp.3	Sp.4	Sp.5	Sp.6	Sp.7
		Rel.ungenau!				
i	V(A,K)/V	Ia/ mA	IP/mA	(Delta_Ia)^2	Abweichung	Pw /Watt
1	0	0	0,000	0,00000	0,000	0,000
2	1	3	2,398	0,36183	-0,201	0,002
3	2	7	6,463	0,28829	-0,077	0,013
4	3	11,3	11,542	0,05839	0,021	0,035
5	4	17	17,416	0,17284	0,024	0,070
6	5	24	23,963	0,00140	-0,002	0,120
7	6	31	31,101	0,01014	0,003	0,187
8	7	39	38,771	0,05229	-0,006	0,271
9	8	47,5	46,929	0,32558	-0,012	0,375
10	9	56	55,539	0,21250	-0,008	<b>0,500</b>
11	10	64,5	64,571	0,00501	0,001	<b>0,646</b>
12	<b>11</b>	<b>74</b>	<b>74,000</b>	<b>0,00000</b>	<b>0,000</b>	<b>0,814</b>
13	12	84	83,806	0,03778	-0,002	<b>1,006</b>
14	13	94	93,969	0,00094	0,000	<b>1,222</b>
15	14	106	104,475	2,32462	-0,014	<b>1,463</b>
				<b>ERR^2=</b>	<b>3,8516</b>	
Lt. Datenblatt: Verlustleistung			Maximal 0.5Watt			



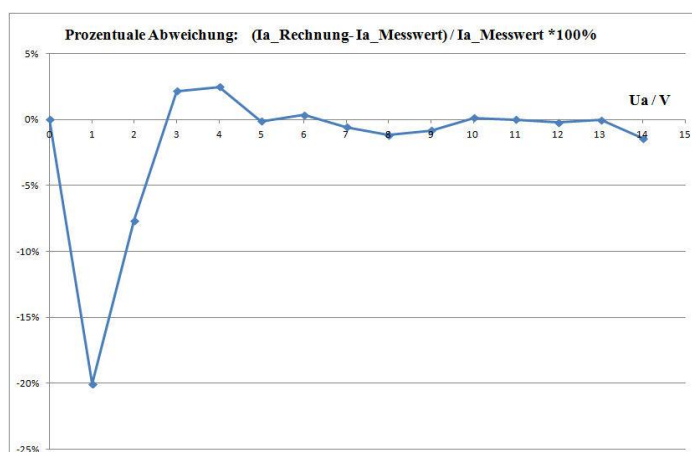


Abb. 11 Prozentuale Abweichung zwischen Ablese- und Rechenwerten ohne Berücksichtigung des Anlaufstroms

Die Abweichungen zwischen Ablesewerten und Rechnung (Sp.6, Tab. 3 ) werden separat in Abb. 11. sichtbar (Err-Funktionswert = 3.8516 mit  $k = 2.39848 \text{ mA}$  und  $EX = 1.43010$ )

Es lässt sich gut beobachten, welche Punkte der Kennlinie gut mit den abgelesenen Messwerten übereinstimmen. Die Abweichung verschwindet dort! Die größten Abweichungen zeigen sich im Bereich niedriger Spannungen unter 4V. Diese Tatsache bedarf einer Erklärung.

Die erste Annahme war, dass mit einiger Wahrscheinlichkeit die Abweichungen der schlechten Ablesbarkeit in den Bildvorlagen im Bereich geringer Spannungen geschuldet sind. Bei den weiteren Untersuchungen der Hochfrequenzanwendung ergab sich jedoch eine weitere, gravierend andere Ursache:

Der verschwindende Gleichrichtereffekt für kleine Spannungen ( $< 0.5\text{V}$ ) wird verursacht durch den Anlaufstrom der Hochvakuumdioden. Auch bei null Volt und kleinen negativen Spannungen fließt ein geringer positiver Anodenstrom. Einige Elektronen erreichen aufgrund ihrer kinetischen Energie doch noch das Anodenblech und werden dort ‚neutralisiert‘.

In der Praxis bedeutet das, dass Hochvakuumdioden nur für relativ hohe Spannungen zu gebrauchen sind und dass z.B. in einem Empfänger vor der Gleichrichtung eine enorme Verstärkung der Eingangsspannung erforderlich ist. Beispiel: Für eine Eingangsspannung von  $10\mu\text{V}$  am Antenneneingang eines Empfängers muss die Verstärkung mindestens 100000-fach sein, um auf 1V zu kommen! Das erreichen aber alle Geräte der Nachrichten-, Hochfrequenztechnik bereits seit etwa 100 Jahren! Es besteht also im Grunde keine Notwendigkeit mehr, diesen Anlaufstrom- Effekt zu berücksichtigen, weil seit jeher die gleichzurichtenden Spannungen immer groß genug waren. Für kleine Hochfrequenzspannungen wurden schon früher Halbleiterdioden verwendet. Im Normalfall der Röhrendioden-Simulation gilt weiterhin null Ampere bei null Volt Anodenspannung!

Trotz der geringen Bedeutung soll hier der Anlaufstrom im PSpice® -Modell AB1 berücksichtigt werden.

Das Problem, dass die Größe des Anlaufstroms unbekannt ist, wurde durch Einführen und experimentellem Bestimmen eines weiteren Parameters gelöst, nämlich der geringen negativen **Anlaufspannung  $U_{ao}$  ( $I_a=0 \text{ A}$ )**.

Der Ansatz für die Diodenkennlinie wird modifiziert durch einen geringen Versatz der Anoden-Spannung zu negativen Anodenspannungen hin.

Als Qualitätsmaß für die Verbesserung eignet sich die ERR- Funktion der manuellen Optimierungsmethode als Maß für Übereinstimmung zwischen Mess- und Rechenwerten. Es wird

solange die Anlaufspannung variiert, bis der Wert für Err wesentlich kleiner ist als der alte Wert 3.8516 bei Beibehaltung der anderen Parameter ( $k=2.39848$  mA, und  $EX=1.43010$  bleiben).

Der Anlauf- Anodenstrom ergibt sich automatisch. Sein Wert muss selbstverständlich im geringen Mikro-Amperebereich liegen. Es handelt sich um eine Feinkorrektur. Die modifizierte Diodenstrom-Formel lautet also:

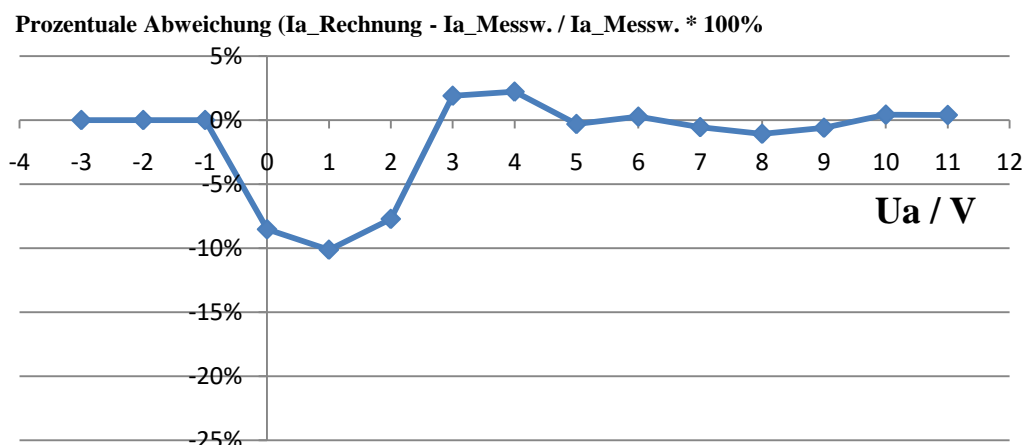
**Gl. 3 Modifizierte Schottky-Formel für  $I_a(U_a)$**

$$I_a(U_a) = \begin{cases} k \cdot (U_a + U_{anlauf})^{EX} & \text{für } U_a \geq U_{anlauf} \\ 0 & \text{für } U_a < U_{anlauf} \end{cases}$$

Da das Verfahren oben beschrieben ist, wird an dieser Stelle nur das Resultat bekannt gegeben und die Kurve der Übereinstimmung gezeigt.

Err = 2.74412 mit  $k=2.39848$  mA,  $EX=1.43010$  und der Anlaufspannung  $U_{anlauf} = 30$ mV im negativen U-Bereich. Es ergibt sich der **Anlaufstrom zu  $16\mu$ A**. Sicher ist das noch nicht das Optimum, jedoch lassen sich später damit Effekte deuten, die sonst unerklärlich erscheinen.

Die Kennlinie selbst wird durch diesen geringen Versatz nicht sichtbar verändert. Es ist nicht notwendig, die Kennlinie nochmals zu zeigen. Die Simulationen können problemlos mit der Anodenstromformel nach Gl.1 bearbeitet werden. Die Angaben korrespondieren gut mit den Angaben in [19][S.758, Abb 8.3] und Kap. 7.6.



**Abb. 12** Prozentuale Abweichung zwischen Ablese- und Rechenwerten mit Berücksichtigung des Anlaufstroms

Die neuesten manuellen Optimierungsversuche lieferten das Ergebnis:

Err = 2.1947,  $k=2.32542$  mA,  $EX=1.443$ , Anlaufspannung  $U_{anlauf} = 30$ mV. Der Anlaufstrom ist  $14.8 \mu$ A.

Im Weiteren wird  $U_{anlauf}$  kurz mit  $U_{ao}$  bezeichnet.

Vorschau: Im weiteren Verlauf der Recherchen hat sich herausgestellt, dass es Dioden gibt, bei denen  $U_{ao}$  bis zu 1V negativer Spannung reichen kann! Siehe auch [19] und im Anhang Abb. 60.

### 2.3.4 Optimierung mit SCILab®

Der Optimierungsprozess wurde mit SCILab® durchgeführt. Das Listing zur Datei AB1\_14V.sci befindet sich im Anhang 7.5 . Ergebnis: Err = 2.21732,  $K= 2.3545815E-3$ ,  $EX= 1.4392781$ ).

Anlaufspannung  $U_{ao} = 11.5$  mV. Der Anlaufstrom ist  $3.81 \mu$ A. (in Tube.LIB eingebunden). Resultat: Keine wirkliche Verbesserung gegenüber der manuellen Methode!

## 2.4 Die Umsetzung der Diodenkennlinie in PSpice®

Im Folgenden werden verschiedene Simulationen umgesetzt, Kennlinien geschrieben und später Schaltungen für Hoch- und Niederfrequenz untersucht.

Es müssen grundsätzlich gewisse Vernachlässigungen und Einschränkungen im Vorhinein getroffen werden, die teilweise der PSpice® –Studentenversion 9.1 geschuldet sind (z.B. maximal 50 Bauelemente), aber oft auch der Tatsache, dass eine 1:1- Umsetzung der Schaltung zu 100% nicht möglich ist und zum Verständnis der Schaltung auch nicht notwendig ist.

In der Simulation von Schaltungen mit Röhren auf dem Computer (PC) gelten hier folgende Vernachlässigungen [23]:

- Die Heizung und Aufwärmphase entfällt,
- Der Anlaufstrom, das ist der geringe Anodenstrom, der auch bei null Volt Anodenspannung fließt, wird normalerweise vernachlässigt. Ausnahme ist in dieser Arbeit die hochfrequenztaugliche Diode AB1.  
Die Einschränkung „kein Anlaufstrom“, wird später im Test für die „Lineare Gleichrichtung“ deutlich. Dort führt die Vernachlässigung des Anlauf-Effekts dazu, dass die Spannung linear bis null Volt geht. Unter ca. 1V zeigt sich, dass der Anodenstrom asymptotisch gegen einen konstanten Wert läuft und nicht wie erwartet Null wird. Ausführliche weitergehende Literatur zum Thema Anlaufstrom siehe [18] Seite 4.
- Der Rückwärts-Spannungsdurchbruch (Glimmentladung) wird nicht berücksichtigt,
- Der Bereich der Sättigung (siehe
- Abb. 4) wird bei Hochvakuum-Dioden vernachlässigt.
- Bei Trioden und Pentoden wird in den entsprechenden Berichten der Effekt durch eine Halbleiterdiode zwischen den Elektroden Gitter und Katode erfasst.
- Kapazitäten zwischen den Elektroden werden extern als ‚Konzentrierte Bauelemente‘ (engl. ‚Lumped Elements‘) der Schaltung betrachtet. Sie erscheinen i.a. nicht in den Formeln für den Anodenstrom.

Die Kennlinie einer Hochvakuumdiode ist in Gl. 1 als Formel beschrieben. Nach Marshall Leach [15] kann die Kennlinie in PSpice® als Modul **EVALUE** in der Symbol-Library abm.slb kombiniert mit der spannungsgesteuerten Stromquelle vom Typ **G** in Kette realisiert werden oder gleich mit dem Modul **GVALUE**. Leach hat dies zwar am Beispiel einer Triode gezeigt, jedoch ist die Abhängigkeit des Anodenstroms von der Anodenspannung dieselbe. Das Hauptproblem bei der Kennlinie ist, dass der Anodenstrom für alle negativen Anodenspannungen Null sein muss (Anlaufstrom wird zunächst nicht beachtet).

Zur Realisierung dieses Verlaufs werden die mathematischen Funktionen  $PWR(x,y)$  und  $PWRS(x,y)$  in PSpice® genutzt. Abb. 13 stellt einen Auszug aus dem Referenzhandbuch dar. Im Handbuch „Reference Guide“ von PSpice® (pspcref.pdf) [24], das zur Grundinstallation der Software gehört, findet sich folgende Definition der Funktionen:

Funktion	Kommentar
$PWR(x,y) =  x ^y$	or {x**y} The binary operator ** is interchangeable with PWR(x,y).
$PWRS(x,y) = + x ^y$	(if $x > 0$ ),
$PWRS(x,y) = - x ^y$	(if $x < 0$ ).

Abb. 13 Potenzfunktionen PWR und PWRS

Den Verlauf der Funktionen  $PWR(x,y)$  und  $PWRS(x,y)$  zeigt Abb. 14 im Abszissenbereich von

$-2 V \leq U_1 \leq +2V$ . An der Ordinate ist ein fiktiver Anodenstrom  $y$  in Ampere aufgetragen. Der Stromkoeffizient hat den Wert 1.

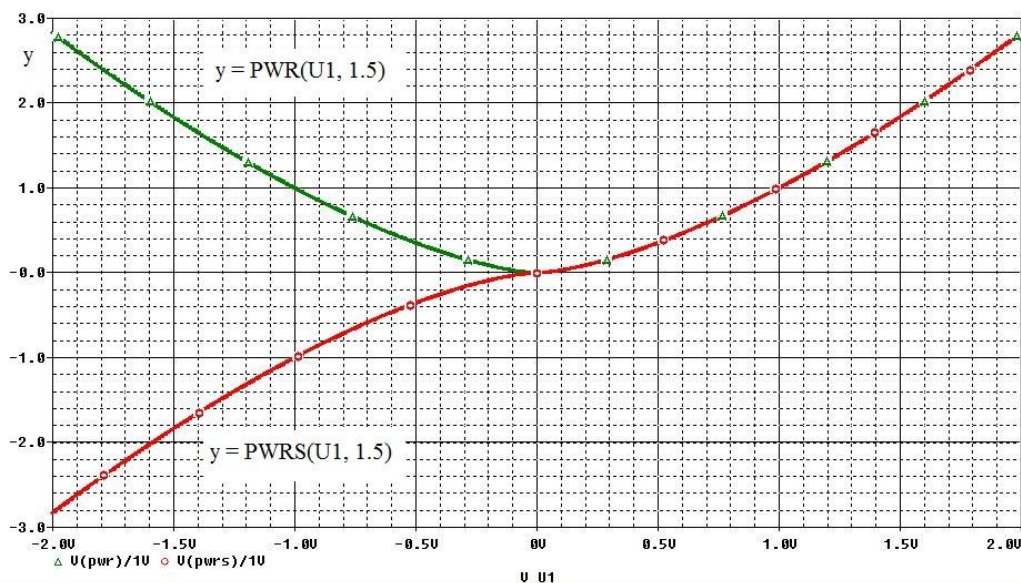


Abb. 14 Verlauf der Funktionen PWR und PWRS (ohne Anlaufspannung)

Addiert man die Ausdrücke  $PWR(x,y)$  und  $PWRS(x,y)$  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 Diodenkennlinie dar. Die Kennlinienfunktion für den Anodenstrom  $I_a(U_a)$  und mit  $U_a = U(\text{Anode, Katode}) = U(A, K)$  mit den Parametern  $k$  und  $EX$  lautet somit (Variante 1):

**Gl. 4 PSpice®- Formel­ausdruck für den Anodenstrom  $I_a(U_a)$  einer Diode ohne Anlaufspannung**

$$I_a(U_a) = k \cdot (PWR(V(A,K), EX) + PWRS(V(A,K), EX)) / 2$$

Mathematische Zwischenbetrachtung:

- Mit dem Parameter  $EX$  (Exponent) wird die Krümmung der Kennlinie justiert:  
 $EX = 1$  bedeutet linearen Zusammenhang,  
 $EX = 2$  quadratische Stromabhängigkeit von der Spannung.  
 Der reale Wert liegt dazwischen: Mittelwert 1.5.  
 Er gilt theoretisch exakt für rotations-symmetrische Elektrodenanordnung. Langmuir-Schottkysches Raumladungsgesetz, siehe ([17], Seite 83, Ausgabe 1934).
- Mit der Raumladungskonstanten, dem Parameter  $k$  (Einheit Ampere), wird die Amplitude des Anodenstroms so justiert, dass möglichst im bestens bekannten Arbeitspunkt, jedoch nicht dem trivialen Nullpunkt, der Strom genau stimmt.

Der Parameter  $k$  hat i.a. sehr kleine, schwer zu handhabende Zahlenwerte im Bereich  $1E-4$  bis  $1E-8$ . Dies wird durch Bilden des Kehrwertes  $K' = 1/k$  günstiger. Die günstigere Zahl erscheint dann im Nenner. Beispiel:  $k = 2.42736E-3$  wird zu  $K' = 411.97$ .

Es gibt eine weitere Möglichkeit der Stromberechnung in PSpice® durch Verwenden der Signum-Funktion  $SGN$ : Koren[23] beschreibt die Approximation einer Röhrenkennlinie in [23] mit (Gl. 5).

Gl. 5 Bestimmung  $I_a(U_a)$  nach [23] 
$$I_p = (E_1^x / k_{G1}) (1 + SGN(E_1)).$$

Es bedeuten:  $I_p = I_{plate}$  („Plate“ für Anode) =  $I_a$ ,  $E_1 = U_a$ ,  $x$  = Exponent, standardmäßig 1.5,  $k_{G1}$  = Konstante =  $1/(k \cdot 2)$ ,  $SGN(x)$  = Signum-Funktion( $x$ )

Die Definition der SGN- Funktion lautet nach Bronstein [20]:

Gl. 6 Definition der Signum-Funktion

$$Y = SGN(x) = \begin{cases} -1 & \text{für } x < 0 \\ 0 & \text{für } x = 0 \\ 1 & \text{für } x > 0 \end{cases}$$

Damit lautet die zweite Variante der Anodenstromgleichung in abgewandelter Form von Gl. 5:

Gl. 7 Formel zur Berechnung des Anodenstroms in PSpice® ohne Anlaufspannung

$$I_a = k * U^{EX} * (1 + SGN(U)) / 2$$

Diese Form wird in der Schriftenreihe künftig verwendet. In der Tube.LIB steht manchmal noch die PWR- Version, was aber ohne Bedeutung ist.

Dioden- Nachbildung AB1  
Quelle: Alte Röhrenkartei

$$I_a = K * PWR( V(A,K), EX ) * ( 1 + sgn( V(A,K) ) ) / 2$$

PARAMETERS:

K	33.898e-7
EX	1.5
Cpk	3.5p

<= Nur Zwischenwerte!

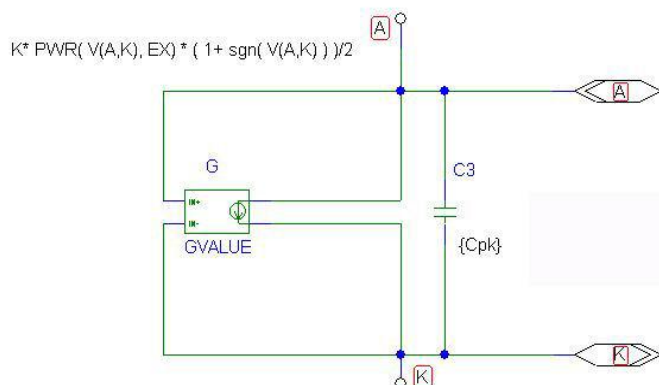
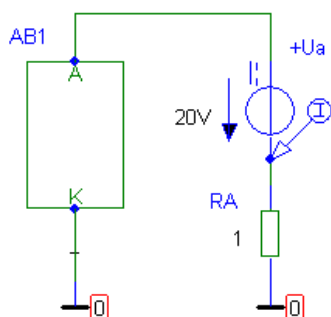


Abb. 15 Dioden-Nachbildung  $I_a(U_a)$  ohne Anlaufspannung als Modul im PSpice®- Schematics-Editor

Zwecks besserer Testmöglichkeit und um rasch Auswirkungen von k- und EX- Änderungen verfolgen zu können, wird die Dioden-Nachbildung zunächst in einen Block (Siehe Abb. 16. Filename: AB1-Block\_Shfrm\_Ia(Ua).sch) eingebunden. Die Tests beziehen sich vor allem auf die Prüfung der Übereinstimmung der Kennlinien zwischen Datenblattwerten und Simulation.

Testschaltung für Diodenstrom-Nachbildung mit der SGN(Ua)-Funktion im Block



Erst wenn alle Tests erfolgreich verlaufen sind und die Überzeugung gereift ist, dass das Modell „fertig“ ist, erfolgt das Einbinden in die TUBE.LIB. Danach werden alle folgenden Schaltungsuntersuchungen mit dem neuen Modell und dem dazu passenden Symbol durchgeführt. Das Innenleben des Blocks wird nach erfolgreichen Tests in die TUBE.Lib eingepflegt.

Abb. 16 Testschaltung für Diodenstrom-Kontrolle mit der Ersatzschaltung nach Abb. 6 im Block

## 2.5 Einbinden der Parameter in die PSpice Tube.LIB

Die Bezeichnung AB1 wird im Folgenden beibehalten, obwohl die EB91 moderner ist. Das wird auch der Tatsache geschuldet, dass das Schaltzeichen der Diode AB1 in der TUBE.SLB vorhanden ist und die Änderung in der TUBE.SLB sehr problematisch ist und die Beschreibung einer solchen Änderung den Rahmen dieser Arbeit sprengen würde.

In Abb. 17 ist die Schaltung mit Symbol statt Block zum Schreiben der Kennlinie  $I_a = I_a(U_a)$  und späteren Schaltungssimulationen. Die endgültigen Parameter der AB1 sind dort bereits eingepflegt und das Symbol in der TUBE.SLB zugeordnet den Daten in der TUBE.Lib. Im Bild ist allerdings die Bezeichnung der Anodenstromquelle und der Wert der Anodenspannung gegenüber Abb. 16 geändert. Dies ist jedoch für diese Dokumentation ohne Belang, da in jeder späteren Anwendung diese Werte kontrolliert werden müssen.

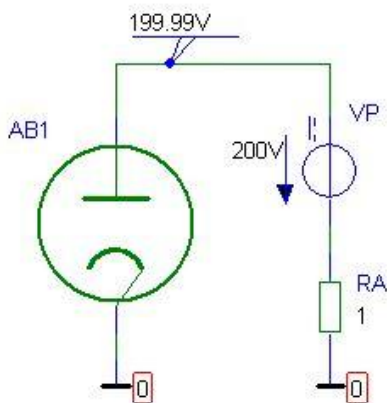


Abb. 17 PSpice®-Schaltung zum Schreiben der Kennlinie der AB1

Allerdings sind die jeweils für das Bauelement momentan gültigen Parameter im Schaltplansymbol nicht sofort sichtbar. Angezeigt werden die Parameter im Schematics Editor im Reiter <Edit>, <Model...>, <Edit Instance Model(Text)>. Nach dem Betrachten ohne gewollte Datenänderung, sollte auf jeden Fall mit ‚Cancel‘ die Ansicht geschlossen werden. Anderenfalls wird eine neue \*.LIB und dazugehörige Indexdatei \*.IND

angelegt. Das kann zu unerwünschten Effekten bei der Ausführung kommen, bzw. schwer erklärbare Fehlerberichte verursachen. Die neu angelegten Dateien gelten nämlich nur für die aktuelle Simulation.

Interessant ist an Abb. 17 die Möglichkeit zur Kontrolle des fließenden Anodenstroms:  $I_a(200V) = (200 - 199.99)V/1\Omega = 10 \text{ mA}$  (Gerechnet mit Zwischenwerten. Kein Endzustand! Siehe k-Wert in Abb. 15).

Änderungen an einer PSpice®-Bibliothek setzt selbstverständlich voraus, dass die Installation der Bibliotheken einwandfrei funktioniert. In der Studentenversion V.9.1 ist nur eine Symbol- Library erlaubt. Daten- Libraries sind mehrere erlaubt, jedoch müssen alle eingebundenen \*.LIB's zur

Laufzeit vorhanden sein, sonst kommt eine Fehlermeldung und u. U. Abbruch! Das Einbinden einer USER-LIB geschieht über den Schematics- Editor.

Neun Symbol-Bibliotheken (\*.slb) benötigt PSpice® selbst, die zehnte darf der Nutzer einbauen. Die SLB-USERLIB (hier ist es die Tube.SLB) wird ebenfalls über den Schematics- Editor, allerdings über einen anderen Tabulator eingebunden.

In unserem Falle werden von vorhandenen Modellen nur ASCII- Daten, im Prinzip nur Zahlen verändert. Das Ändern der Daten und das Einbinden gestaltet sich deshalb relativ einfach: Es ist nur die TUBE.Lib mit einem reinen Text- Editor, z.B. Notepad® oder Wordpad® zu ändern. Sonderzeichen oder unsichtbare Steuerzeichen darf der Texteditor auf keinen Fall einfügen! Das wird mit an Sicherheit grenzender Wahrscheinlichkeit zu Fehlern führen. Die Studentenversion reagiert sehr empfindlich auf Änderungen. Wichtig ist es vor allem, dass die aktuelle Index-Datei unbedingt gelöscht wird! Beim ersten erfolgreichen Lauf wird die Index-Datei neu angelegt.

In der Studentenversion findet man das Verzeichnis, in dem die Tube.lib steht, i.d.R. (Verzeichnis des Autors) im Pfad C:\, bzw. D:\OrCAD\PS\_Student\PSpice\UserLib\Tubes

Aktuelles Directory- Listing ist:

04.12.2017 00:15	3.642 Tube.ind	<= Vor jeder Änderung löschen!
03.12.2017 19:44	11.811 Tube.lib	<= Ändern mit Text-Editor
01.05.2016 20:07	19.767 Tube.slb	<=Keinesfalls ändern!

## 2.6 Aktuelle Daten der Dioden in der Simulation mit PSpice®

### 2.6.1 Hochfrequenzdiode AB1, EB91

Die Parameter k und EX wurden im oberen Abschnitt gefunden. Es handelt sich hierbei um die Werte aus der Tab. 3. Bei Leistungsdioden wird die Anlaufspannung nicht beachtet.

Optimales Resultat nach der manuellen Methode ohne Anlaufspannung ist:

- $K = 2.39848E-3$ , mit der im File nicht notierten Einheit ist Ampere;  $[k]=A$ .
- Der Exponent  $EX = 1.4301$ ,  $[EX]=1$

In der TUBE.LIB wird der Eintrag (dargestellt ist hier nur der Auszug!) z.B. so lauten:

```
* Diode AB1 aus alter Franzis-Verlag-Kartei (Doppeldiode, HF- Gleichrichter)
*
*          .---- Anode
*          | .--- Katode
*          ||
.SUBCKT AB1-X A K
GP A K VALUE={2.39848E-3*(PWR(V(A,K),1.4301)+PWRS(V(A,K),1.4301))/2}
* Cak A K 4p
* Kapazitaet ist auskommentiert.
.ENDS
*$
```

Mit diesen Parameterwerten erhalten wir die Kennlinie nach Abb. 18.

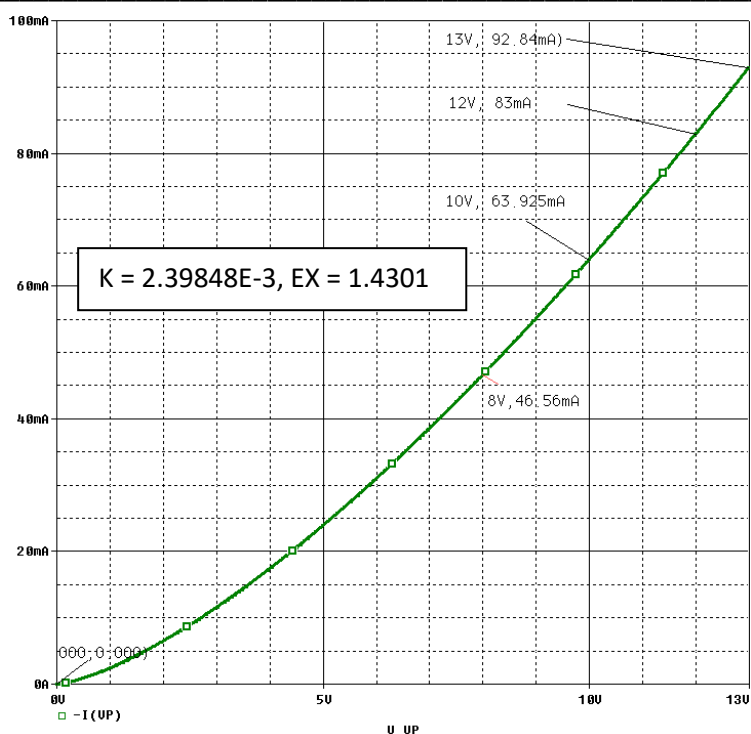


Abb. 18 Kennlinie der AB1 nach Optimierung der Parameter k u. EX ohne Anlaufspannung

Wird nun, wie oben beschrieben, die Anlaufspannung berücksichtigt, dann ist nur eine geringfügige Änderung in der TUBE.Lib notwendig, nicht in der TUBE.SLB. Diese Version ist derzeit aktuell (Jan.2018):

- \* Diode AB1 (Doppeldiode fuer HF- Gleichrichter) mit Anlaufspannung 30mV.
- \* Mit realistischer Anlaufspannung =0.238V muss EX und k zu niedrigeren Werten
- \* variiert werden, wenn optimale Kurvenanpassung sein soll! SciLab- Optimierung!

```
*
* .---- Anode
* | .--- Kathode
* | |
```

```
.SUBCKT AB1 A K
```

```
+ PARAMS: K=2.32542E-3 EX=1.443 Uao=0.03
```

```
GP A K VALUE={K* PWR( (V(A,K)+Uao),EX) * (1+ sgn( V(A,K)+Uao))/2 }
```

```
.ENDS
```

```
*$
```

Die Resultate in den Stromwerten unterscheiden sich sehr geringfügig. Ein neues Diagramm zu zeichnen, bzw. die Abweichungen in % anzugeben, lohnt sich deshalb nicht. Der Anlaufstrom liegt bei ca. 16µA.

Bei jüngster Quellendurchsicht hat sich interessanterweise in [25], den FV-Röhren-Dokumenten, beim Datenblatt der EAA 11, bzw. der UAA 11 (Duodiode... zur Demodulation beim FM- Empfänger) im Kennlinienfeld 1 unterhalb von ca. 1V eine deutliche Krümmung gezeigt. Die  $I_d(U_d)$  - Kurve geht nicht durch den Nullpunkt. Es ist ein relativ großer Anlaufstrom von ca. 1mA abzulesen! Das bedeutet, dass man ohne Bedenken das Modell der AB1 doch mit 0.238V Anlaufspannung modifizieren kann, wie oben teilweise geschehen. Eine sehr ausführliche Beschreibung der Ursachen des Anlaufstroms findet sich bei Bitterlich [18] auf Seite 4. Demnach hängt er von der Heizspannung ab. Seine Werteangaben:

Heizung 4 V: Uao = -0.4V, Iao= 1uA und bei

Heizung 6.3 V: Uao = -0.9V, Iao= ca. 200uA. Das bestätigt alle oben gewonnenen Erkenntnisse. Hier zeigt sich noch einiges Entwicklungspotential bezüglich des PSpice®- Modells.



## 2.6.2 Leistungsdiode 5Y3-GT

Die Leistungsdiode 5Y3-GT ist eine in USA weit verbreitete Gleichrichterdiode für Netzspannung. PSpice®-Daten lassen sich aus dem Internet herunterladen. Link: <http://tdsl.duncanamps.com/dcigna/tubes/spice/5y3gt.inc>.

Im Anhang sind die Daten aufgelistet [70]. Leider sind keine vollständigen Anwendungsbeispiele dabei.

Für die Leistungsdiode wird vom einfachsten Verfahren zur Parameterermittlung Gebrauch gemacht. Aus den Grenzdatentabellen Tab. 2 und aus der Kennlinie können drei Datenpunkte zur Ermittlung der Kennlinienparameter entnommen werden.

Eine Überprüfung der eigenen Kennliniendaten und mit den Originalparametern der o.g. Internetquelle ergab allerdings eine erhebliche Abweichung vom Datenblatt.

In Zahlen: Bei 75V  $I_a = 174\text{mA}$  und bei 116V  $I_a = 334\text{mA}$ . Das sind Abweichungen beim Anodenstrom von ca. -23% und ca. -23.8% bezogen auf die Kennlinie in Abb. 10 Kennlinie einer Netzstrom-Gleichrichterröhre 5Y3-GT.

Um eine bessere Übereinstimmung zu erzielen, wurde die Kennlinie mit selbst ermittelten Parametern erneut berechnet. Es ergeben sich die neuen Parameter zu  $EX = 1.505$  statt 1.5 und  $k = 3.6415E-4$  statt  $2.69E-4$ . Mit den neuen Werten für  $k$  und Exponent ergibt sich die Kennlinie der 5Y3-GT wie im Abb. 19 dargestellt.

Bemerkenswert ist jetzt die geringe Abweichung des Anodenstromes bei den markierten Arbeitspunkten 75V ( $228.858\text{mA}$ ) von 1.3% und bei 116V ( $440.7\text{mA}$ ) von nur 0.015%!

Der neue Eintrag für die 5Y3GT in der TUBE.LIB lautet:

```
*          .----- Anode
*          | .--- Katode
*          | |
.SUBCKT 5Y3GT A K
GP A K VALUE={3.6415E-4*(PWR(V(A,K),1.505)+PWR(V(A,K),1.505))/2}
.ENDS 5Y3GT
*$
```

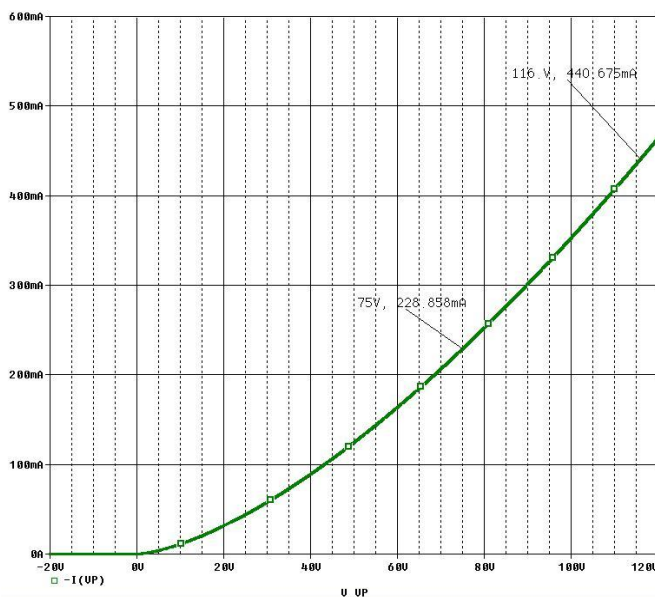


Abb. 19 Kennlinie der 5Y3GT mit den neuen Parametern  $k = 3.6415E-4$  und  $EX = 1.505$

### 3. Anwendungen der Hochfrequenz- Doppeldiode AB1, EB91

Im Folgenden werden markante Schaltungsbeispiele aus der Literatur genannt, die Funktion kurz besprochen, danach die Umsetzung in PSpice® realisiert und dokumentiert. Der Begriff „Gleichrichter“ wird in der HF- Technik meistens durch „Demodulator“ ersetzt, da die Diode hier die Hauptfunktion der Rückgewinnung des Basisbandes als Aufgabe hat, der ursprünglichen Nachrichten-Information, die auf einer Trägerfrequenz mit Amplituden-Modulation aufgeprägt ist. Diese Funktion heißt Demodulation. Hierbei müssen Hochfrequenzbereiche und Amplitudentreue beachtet / untersucht werden. Dagegen handelt es sich in Netzteilen um die Gleichrichtung der hohen Wechselstrom-Netzspannung mit konstanter Frequenz 50 Hz in Europa, bzw. 60 Hz in den USA zur Gewinnung der Anodenhochspannung. Hier ist ausschließlich der Begriff Gleichrichter sinnvoll. Gewicht liegt mehr auf Effektivwert von Spannung, Strom und Leistung. Im Abschnitt 3.1 reicht eine übliche Spannungsquelle vom Typ VSIN in PSpice® für die Analyse. Für alle Untersuchungen mit modulierter Hochfrequenz wird ein spezieller Messender gebraucht. Seine PSpice® - Realisierung wird im Abschnitt 3.2 ausführlich behandelt.

#### 3.1 Auswertung der Franzis Verlag- Röhren-Dokumente [25]

##### 3.1.1 Demodulations-Kennlinien

Im Blatt EAA91, EB41, EB91, UAA91 und UB41 der Franzis Verlag Kartei Röhrendokumente aus dem Jahr 1952 [25] ist ein Kennlinienfeld\_1 (Abb. 20) enthalten, das den Zusammenhang zwischen der Gleichspannung und Wechselspannung zeigt. Aus dem Diagramm kann der Bereich der Linearen Gleichrichtung ermittelt werden. Die zur Messung notwendige Schaltung ist im Bild enthalten. Somit lässt sich dieses Diagramm besonders einfach mit PSpice® simulieren.

Im doppelt logarithmischen Maßstab zeigt das Diagramm an der Ordinate die durch Gleichrichtung entstehende Gleichspannung  $U_{\text{=}}$  als Funktion von der angelegten effektiven Hochfrequenzspannung  $U_{\text{HFeff}}$  an der Abszisse. Parameter ist der Lastwiderstand  $R_d$  mit den Werten 500 k $\Omega$  als quasi Leerlauf, 10k $\Omega$ , 5k $\Omega$ , 2k $\Omega$  als relativ niederohmige Lasten.  $R_d$  beeinflusst wesentlich die Bandbreite des Basisbandes. Je niederohmiger  $R_d$ , desto größer die Bandbreite, aber desto größer wird auch der Leistungsverbrauch! Es muss bei Schaltungsentwicklung streng darauf geachtet werden, dass die Grenzdaten der Diode nicht überschritten werden.

Bei der Ermittlung der Kennlinienparameter  $k$  und  $EX$  in der Tab. 3 wurde deshalb eine Spalte Verlustleistung  $P_w$ /Watt zugefügt (Sp.7). Dort sind Überschreitungen der Grenzleistung rot markiert und somit ist die maximal zulässige Eingangsspannung amplitude bekannt.

Kennzeichnend in Abb. 20 ist der Bereich in dem der Verlauf „Linear“ verläuft. In diesem folgt die Ausgangsspannung proportional zur Eingangsspannung. Dies ist offensichtlich nur im Bereich von Spannungen über 1V der Fall. Die Steigung der Kurven ist konstant. Belastungsabhängig variiert die Ausgangsspannung. Beispiel:  $U_{\text{HFeff}} = 10\text{V}$  am Eingang liefert bei 500 k $\Omega$ , dem quasi Leerlauf, ca. 15 V DC an  $R_d$ . Es handelt sich in diesem Arbeitspunkt um die sogenannte Spitzenwertgleichrichtung, theoretisch also  $U_{\text{=}} = 10 \cdot 1.4142 \text{ V}$ . Die niederohmigeren Widerstände kennzeichnen die Effektivwert-, bzw. Mittelwertbildung.

Im Bereich der Eingangsspannungen unter 1V Effektivwert weichen alle Kurven deutlich vom Proportionalbereich ab. Im Quasi-Leerlauffall bleibt  $U_{\text{=}}$  unterhalb von 0.1 V am Eingang konstant bei ca. 0.7 V. Ebenso nähert sich unterhalb von 100 mV asymptotisch für

$R_d = 10\text{k} \quad U_{\text{=}} = 0.35 \text{ V}$ , bei

$R_d = 5\text{k} \quad U_{\text{=}} = 0.25 \text{ V}$ , bei

$R_d = 2\text{k} \quad U_{\text{=}} = 0.2 \text{ V}$ . Der verschwindende Gleichrichtereffekt für kleine Wechselspannungen ( $< 0.5 \text{ V}$ ) wird durch den Anlaufstrom der Hochvakuumdioden verursacht.

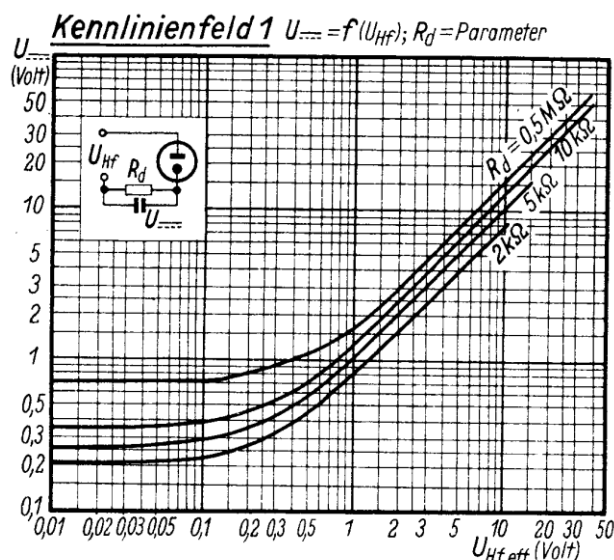


Abb. 20 Kennlinienfeld 1 Linearitätstest für Gleichrichter (Franzis Verlag, F. Kunze, E. Schwandt, Jürgen Schwandt, 9. völlig neu bearbeitete Auflage, 1963)

Die Schaltung innerhalb von Abb. 20 wird zwecks Simulation in PSpice® realisiert; siehe Abb. 21.

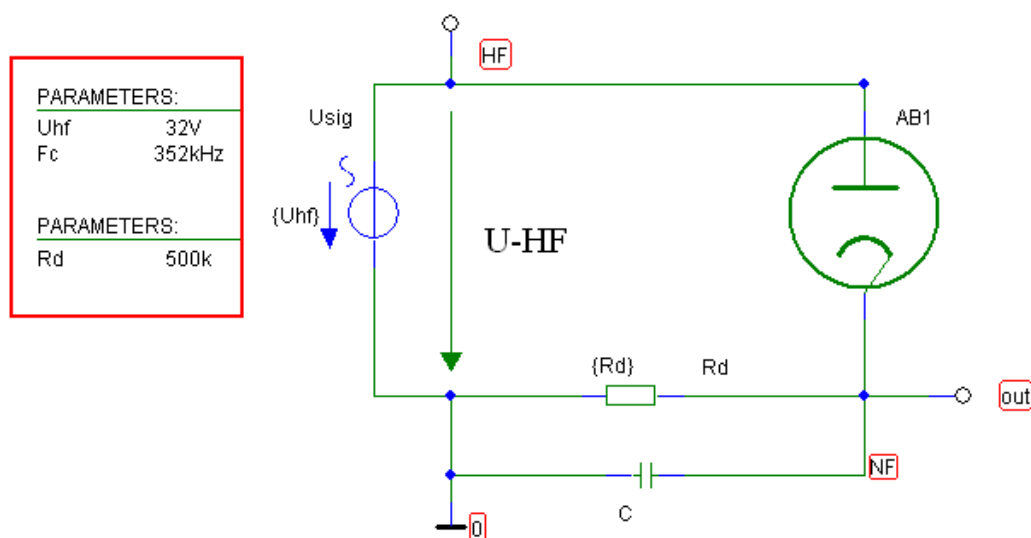


Abb. 21 Schaltung zur Simulation von Kennlinienfeld 1  $U_{dc}(U_{HF})$ . Nachbildung von [9].  $C=100\text{pF}$

Das Resultat, das simulierte Kennlinienfeld 1 in Abb. 22 zeigt, dass die Anlaufspannung der Grund für das „Abbiegen“ der Kennlinien unterhalb von ca. 300 mV ist.

Klar ist hiermit auch, dass Hochvakuumdioden in der Praxis nur für Großsignalbetrieb ( $U > 1\text{V}$ ) zu gebrauchen sind!

Am Abb. 22 fällt weiter auf, dass die Anlaufspannung dem geringsten (asymptotisch zulaufenden) Grenzwert von  $U_{HF}$  im Stromverlauf entspricht. Wenn also im Originalbild die Grenzspannung  $U_{ao}$  für  $R_d = 500\text{k}$  bei 0.3V liegt, dann muss die Anlaufspannung im Modell auf ca. 0.3V gesetzt werden. Dies lässt sich separat für singuläre Simulationen mit  $U_{ao}$  als Parameter durchführen. Von PSpice® wird dann eine singuläre \*.LIB- Datei angelegt, die dann nur temporär und diskret für diesen Testlauf gültig ist.

Die Abweichungen zwischen Ablesewerten und den Simulationswerten sind bei höheren Anodenspannungen optisch schwer ablesbar. Im Originalbild Abb. 20 verlaufen die Kennlinien mit variablem  $R_d$  parallel. Sie enden auch dort, wo die zulässige Maximalspannung der Diode erreicht wird. Im Maßstab der Simulation sieht es aber eher so aus, als ob sich die Kennlinien asymptotisch

auf eine Gerade konzentrieren. Da das Ursprungsdiagramm in einer Zeit entstand, in der Messgeräte nur in den größten Firmen vorhanden waren, muss man davon ausgehen, dass damals das Original-Diagramm „redaktionell“ aufbereitet wurde. Es konnte i.d.R. auch keiner nachprüfen! Um den Verdacht des „Zusammenlaufens“ zu bestätigen, wurde mithilfe der Software EXCEL® dieser Diagrammbereich detailliert untersucht.

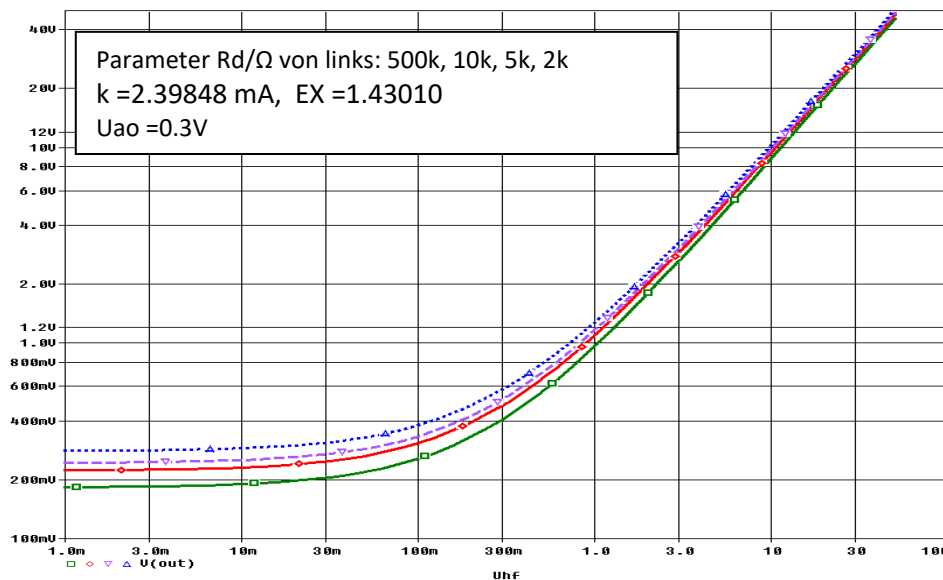


Abb. 22 Kennlinienfeld 1 simuliert. Linearitätstest für  $U_{DC}(U_{HF})$  der AB1 (EB91)

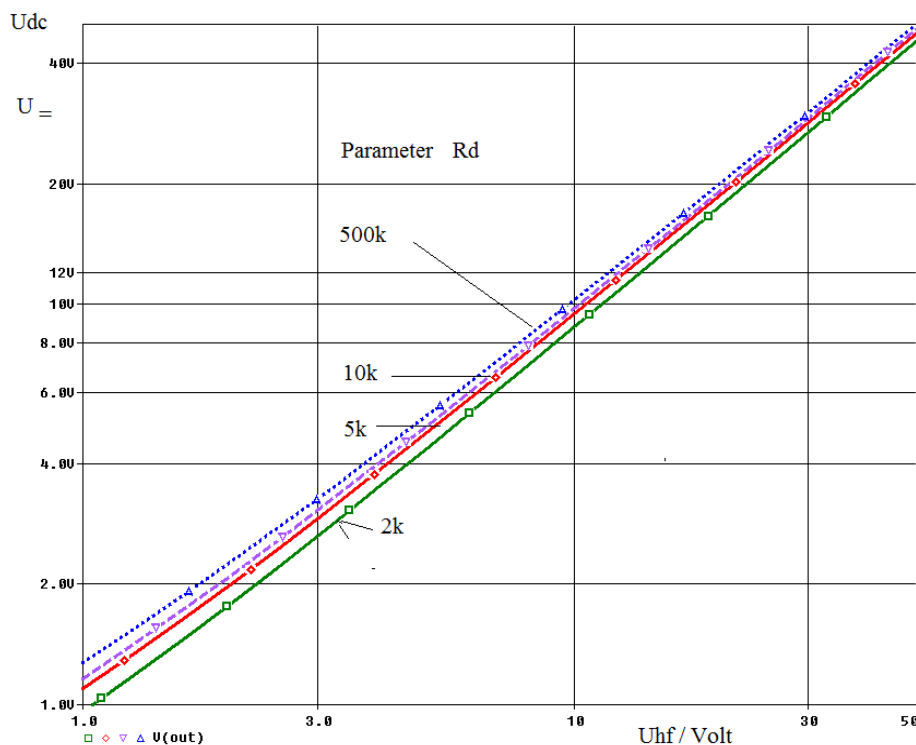


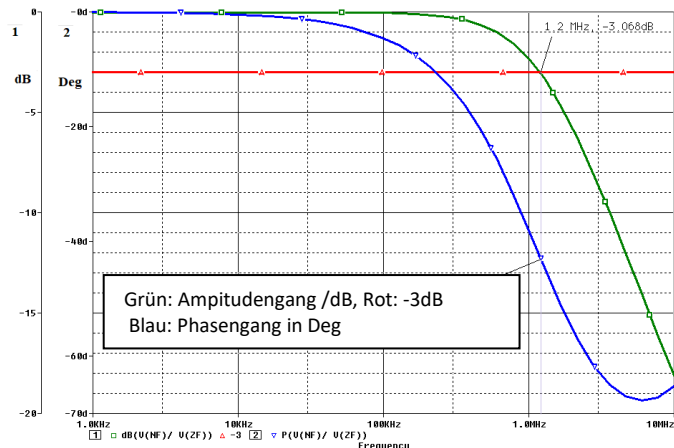
Abb. 23 Simuliertes Kennlinienfeld 1  $U_{dc}(U_{hf})$ . Linearitätstest im Bereich 1V bis 50V

Das Resultat ist, dass die Kennlinien alle in einer Geraden mit der Steigung 1 bei  $R_d$  500k zusammenlaufen und Steigung 0.9 bei 2kΩ Anodenwiderstand.

Abweichungen zwischen ungenauen Ablesewerten und den Simulationswerten sind akzeptabel gering im Prozentbereich. Bewiesen ist mit der Simulation: Das Prinzip stimmt!

### 3.1.2 Frequenzgang der Messschaltung

Ergänzend zu der Kennlinien- Untersuchung soll an dieser Stelle der Frequenzgang der Messschaltung bestimmt werden. Damit lässt sich die Frage beantworten, bis zu welcher Frequenz das Modell der



Diode AB1 brauchbar ist. Mittels der AC- Analyse im Bereich zwischen 1 kHz und 10 MHz entstand das Bodediagramm der Messschaltung, das in Abb. 24 dargestellt ist. Ergebnis der Auswertung des Bodediagramms: Das Modell hat eine Grenzfrequenz von ca. 1.2 MHz (3dB-Abfall und Phase-45°). Das bedeutet, dass alle später folgenden Simulationen mit HF bei ca. 356 kHz (-0.4 dB) in Ordnung sind.

Abb. 24 Bodediagramm der AB1- Messschaltung

## 3.2 Der Amplitudenmodulierte Testsender. Das TX-Modul

Zwecks Tests von Hochfrequenzschaltung ist stets ein spezieller Messsender als Spannungsquelle benötigt, die folgende Einstellmöglichkeiten aufweist:

- Trägerfrequenz ( $U_{\text{Carrier}}$ )
- Trägerfrequenz- Amplitude ( $U_{\text{TX}}$ )
- Modulationsfrequenz ( $U_{\text{NF}}$ ), Basisband mit begrenzter Bandbreite,
- Modulationsgrad  $m$ .  $0\% \leq m \leq 100\%$

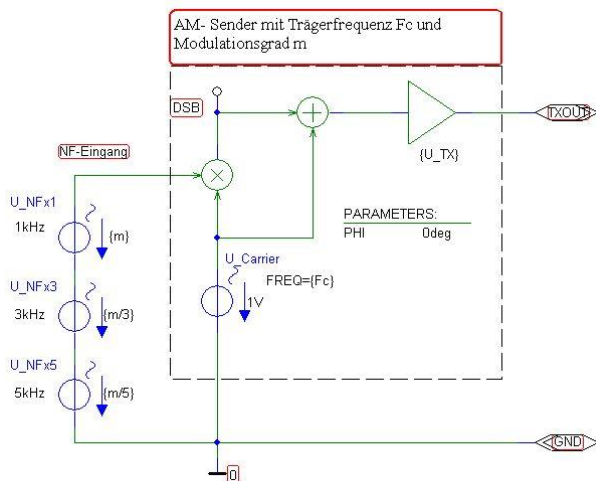


Abb. 25 Innere Schaltung des TX-Moduls

Abb. 25 stellt die Realisierung des Messsenders im PSpice®- Schematics- Editor dar, die alle Forderungen erfüllt. Der Testsender besteht aus den Komponenten:

- Trägerfrequenzgenerator  $U_{\text{Carrier}}$ , Spannungsquellen VSIN,
- Basisband-Generator, Erzeugung der NF, drei Spannungsquellen VSIN,
- Multiplizierer (Typ MULT), Eingänge: Basisband, Trägerfrequenz, Ausgang: DSB
- Addierer (Typ SUM), Pegelinsteller (Typ GAIN).

Funktionsbeschreibung der TX-Modul Komponenten:

Zu a) Trägerfrequenzgenerator

Die Trägerfrequenzquelle U\_Carrier hat die Amplitude 1V und die Frequenz Fc (Center frequency). Fc ist beliebig wählbar. In unserem Falle wird der Standardwert auf 352 kHz festgelegt, weil es die Zwischenfrequenz in einigen Empfängern in Funkgeräten aus den 1940-er Jahren ist.

Mit dem Nullphasenwinkel, dem Globalen Parameter PHI, kann aus dem Sinus- eine Cosinus-Spannung erzeugt werden. PHI = 0 ist Sinus, PHI = 90 DEG ein Cosinus. Hier wird Sinus gewählt.

Die Spannung speist einen Multiplizierer-Eingang. Der Parameter PHI ist eine „Globale Variable“, die in einer Parameterliste (Bauelement PARAM) hier innerhalb des Bildes definiert wurde.

Globale Variable werden in PSpice®- Schaltkreisen in geschweifte Klammern {} gesetzt.

Zu b) Basisband-Generator

Das Signal links im Bild (Label NF-Eingang) wird als „Audio-Basisband“ bezeichnet. Drei in Reihe geschaltete gleichphasige Sinus- Quellen bilden das Basisband am NF-Eingang des Multiplizierers. Bei der Summenspannung handelt es sich quasi um eine „verkümmerte“ Rechteck-Schwingung, bestehend aus einer nach drei Gliedern abgebrochene Fourier-Reihe.

Die Amplitude der Grundschwingung U\_NFx1 hat die Frequenz (FNF) 1 kHz und die Amplitude m. Der Parameter m hat die Bedeutung des Modulationsgrades. Bedeutung:

m = 0 keine Modulation und m = 1 100% Modulationsgrad.

Die Spannungsquelle U\_NFx3 hat das dreifache der Grundfrequenz, also 3 kHz und die Amplitude m/3. Entsprechend gilt für die Spannungsquelle U\_NFx5 die Frequenz 5 kHz und Amplitude m/5.

Der Globale Variable m ist in einer Parameterliste außerhalb des Bildes (Abb. 26) definiert. Damit lassen sich schneller Tests mit verschiedenen Modulationsgraden durchführen.

Zu c) Multiplizierer

Im Multiplizierer - Baustein MULT wird das Basisband mit der Trägerschwingung U\_Carrier multipliziert. Das Produkt von U\_Carrier und U\_NF ergibt ein Doppelseitenbandsignal mit der Spannung am Punkt DSB gemäß der Formel

#### Gl. 8 Multiplikation zweier Spannungen

$$U = m * 1V * \sin \alpha * \sin \beta = \left[ \frac{m}{2} * \cos(\alpha - \beta) - \frac{m}{2} * \cos(\alpha + \beta) \right] * 1V .$$

mit  $\alpha = (2\pi * Fc * TIME - PHI)$  und  $\beta = (2\pi * FNF * TIME - PHI)$ .

Das Produkt am Ausgang DSB ist das klassische Doppelseitenbandsignal. Es enthält nur Summen- und Differenz und hat die Amplitude m/2. Um keine Verwirrung zu stiften wird im Modell der Parameter m ohne Einheit angegeben.

Das AM-DSB-Signal kann nicht mit einer Diode allein demoduliert werden, wie es beim AM- Rundfunk jahrzehntelang üblich war. Vor der Demodulation muss es zuerst mit dem Träger ergänzt werden. Dies geschieht in der nächsten Baugruppe.

Zu d) Addierer

Im Summierer-Baustein wird die volle Trägeramplitude zugesetzt. Dadurch entsteht das klassische amplitudenmodulierte Hochfrequenzsignal mit Träger und beiden Seitenbändern. Hier erreicht die Amplitude bei 100% AM den Wert 2V. Dieses AM-Signal lässt sich nun ganz einfach mit einer Diode gleichrichten und mittels anschließender Tiefpassfilterung die Niederfrequenz, das Basisband, zurück gewinnen.

Zu e) Pegeleinsteller

Hinter dem Symbol des Verstärkers, ähnlich einem Operationsverstärker, steckt ein Bauelement, das die Eingangsspannung mit einem reellen Faktor, dem Verstärkungsfaktor GAIN (die Bezeichnung ist mit dem Baugruppennamen identisch) multipliziert.

In der Praxis würde man das AM- Sendesignal (1V unmoduliert) über eine Antenne abstrahlen. Ein Empfänger erhält dann in vielen Kilometern Entfernung das stark abgedämpfte Signal an seiner Antenne. Bis zum eigentlichen Empfängereingang kommt durch die Antennenzuleitung nochmals eine gewisse Dämpfung hinzu, sodass am Empfängereingang i.d.R. Spannungen real mit höchstens einigen Millivolt zur Verfügung stehen. All diese unabsehbaren Werte werden wir in der Simulation apriori vermeiden, indem wir den GAIN, etwas verwirrend, als Bezeichnung U\_TX für einen Faktor, dazu nutzen:

GAIN = U\_TX = 1 bedeutet Ausgangsspannung (unmoduliert) U\_TXOUT = 1V,

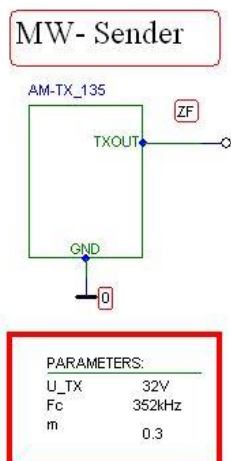
GAIN = U\_TX = 1E-3 bedeutet TX- Ausgangsspannung U\_TXOUT = 1mV,

GAIN = U\_TX = 1E-6 bedeutet TX- Ausgangsspannung U\_TXOUT = 1µV.

Somit stellt der dimensionslose Faktor GAIN gleichzeitig die Größe der Ausgangsspannung des Messsenders dar.

Mit diesem Simulationstrick können wir in späteren Empfängersimulationen somit die gesamte Übertragungsstrecke zwischen Rundfunksender und der Radioempfänger-Buchse sparen!

#### AB1- Checks für DOKU- Reihe



Damit in den künftigen aufwändigen Schaltungen der Messender nicht stets in voller Größe den Blick des Betrachters stört, wurde er in einen „Block“ gepackt. Dadurch kann der Messender in einer beliebigen Ecke der Simulationsschaltung platziert werden. Das Ergebnis zeigt Abb. 26. Will man den Inhalt des Blocks sichtbar machen, braucht man im Schaltungseditor nur mit der Maus doppelt auf den Rand des Blocks zu klicken. Es erscheint die Schaltung nach Abb. 25.

In den folgenden Unterabschnitten wird das Ausgangssignal in der Zeit- und Frequenzebene dargestellt.

Die folgenden Unterkapitel zeigen die Ausgangssignale des Messsenders im Zeit- und Frequenzbereich.

Abb. 26 AM- Messender als Block

### 3.2.1 Ausgangssignal des AM- Testsenders in der Zeitebene

Für alle Grafiken in den nächsten beiden Unterabschnitten gelten die Einstellungen:

- Trägerfrequenz 352 kHz, Amplitude 30V,
  - als Niederfrequenz dient eine einfache Sinusschwingung mit 1kHz, Amplitude {m} oder
  - als Basisband die Grundschwingung 1kHz, Amplitude {m} , 1.Oberschwingung 3kHz, Amplitude {m/3} und 2.Oberschwingung 5kHz, Amplitude {m/5}.
- Das Basisband stellt somit eine Fourierreihe dar, die nach dem dritten Glied abgebrochen ist.

Abb. 27 zeigt das hochfrequente Ausgangssignal für 100% Modulation ( $m = 1$ ) im Zeitbereich von 0s bis 7ms. Obere Zeile: Oszillogramm. Untere Zeile die oberen und die unteren Einhüllenden.

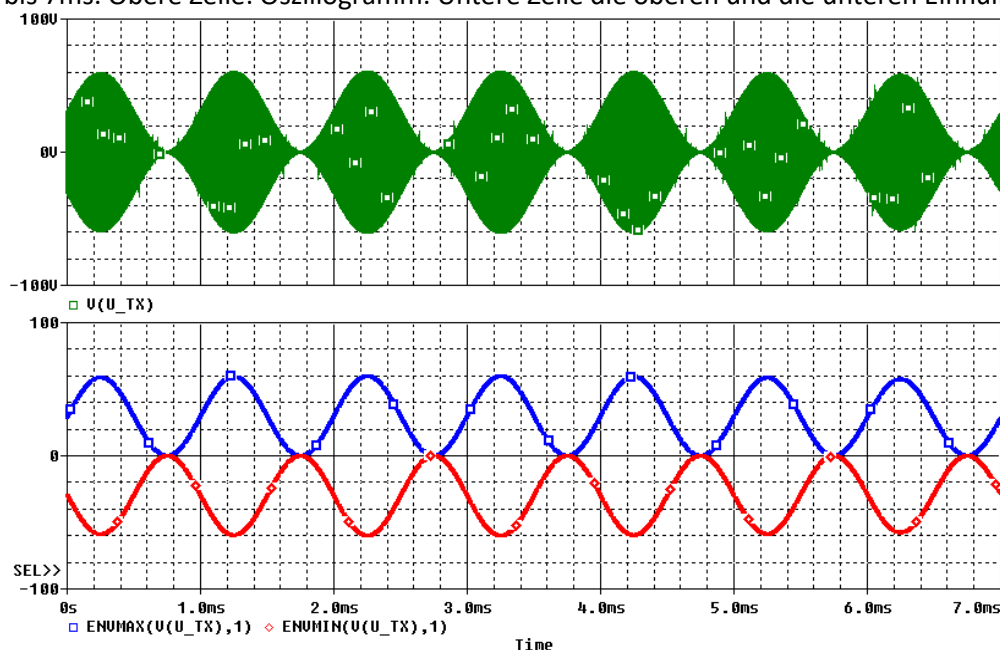


Abb. 27 Ausgangssignal 352kHz, NF=1kHz Sinus,  $m=100\%$  im Zeitbereich Unten: Einhüllende

Deutlich wird dabei, dass sich die Einhüllenden bei null Volt berühren, der Träger quasi verschwindet Und die maximale Spannung den doppelten Wert 40V erreicht, wie es die Theorie erfordert.

Abb. 28 zeigt das hochfrequente Ausgangssignal für das Basisband, bestehend aus 1 kHz, 3 kHz und 5 kHz bei 100% Modulation ( $m = 1$ ) im Zeitbereich von 0s bis 4ms. Obere Zeile: Oszillogramm. Untere Zeile die oberen und die unteren Einhüllenden.

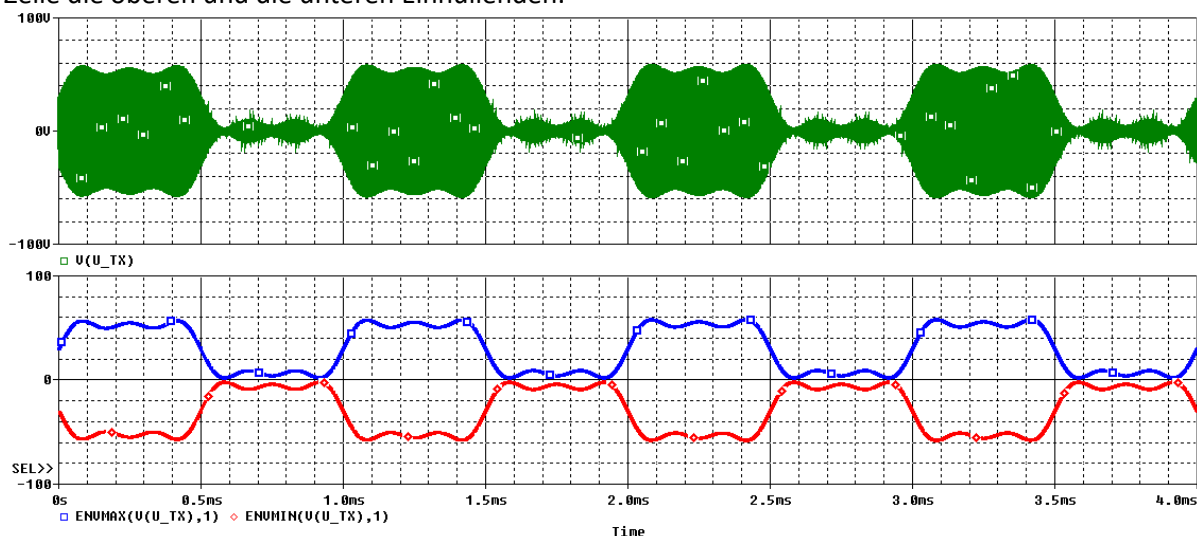


Abb. 28 Ausgangssignal 352kHz, NF=1kHz,3kHz, 5kHz,  $m=100\%$  im Zeitbereich. Unten: Einhüllende



Typisch an diesem Signal ist die Form der Einhüllenden, die Welligkeit. Die Amplitude der HF-Spannung erreicht hier nicht ganz den doppelten Wert, wie es die Theorie eigentlich erfordert. Für die seltsamen Ausreißer in der oberen Bildzeile in Nähe der Abszisse ist die grafische Auflösung des PC-Bildschirms verantwortlich. Bei entsprechender Zoom- Auflösung verschwindet der Effekt.

### 3.2.2 Ausgangssignal des AM- Testsenders in der Frequenzebene

Abb. 29 zeigt das hochfrequente Spektrum des Ausgangssignals für 100% Modulation ( $m = 1$ ) im Bereich von 340 kHz bis 365 kHz. Durch die hohe Auflösung wird ersichtlich, dass z.B. durch Rechnungs-Ungenauigkeiten die Träger-Amplitude nur 28.49 V statt 30 V und die Seitenbandlinien nur 14.147 V statt jeweils 15 V erreichen.

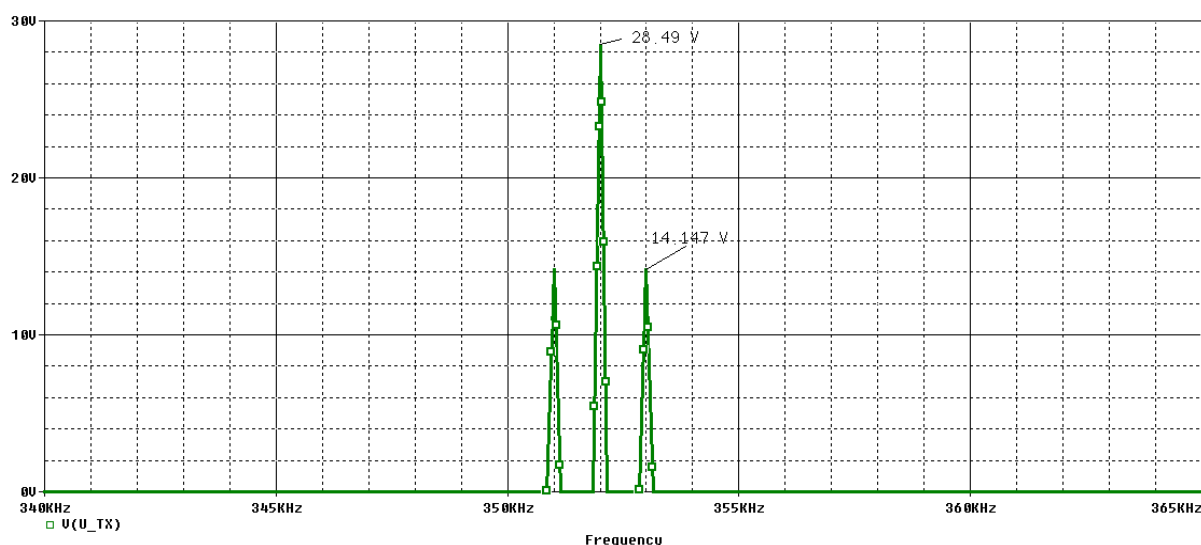


Abb. 29 Ausgangssignal für 100% Modulation NF=1 kHz im Frequenzbereich von 340 kHz bis 365 kHz

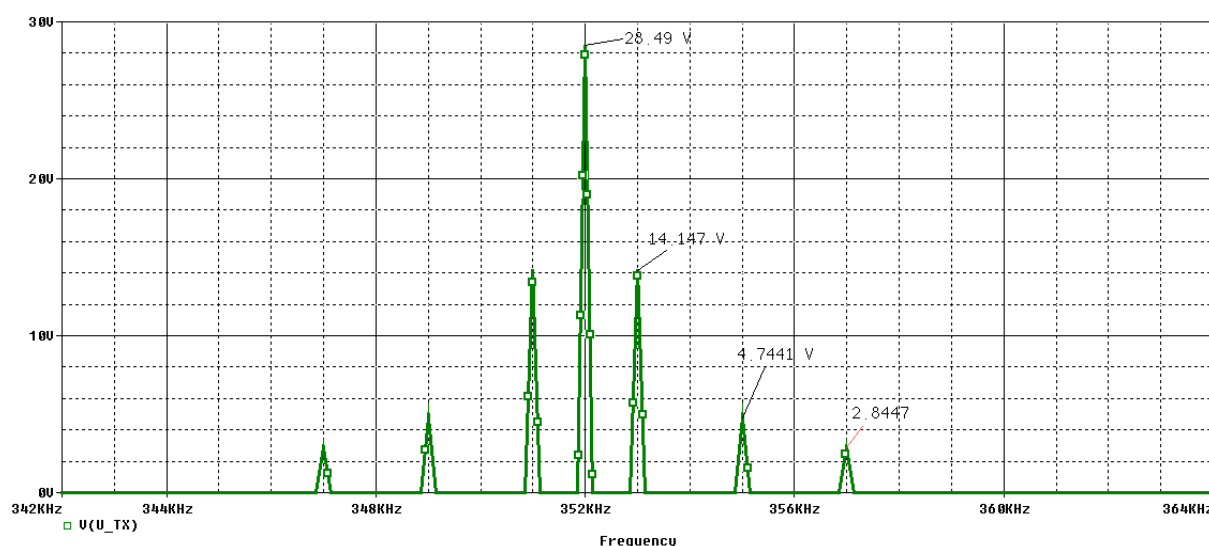


Abb. 30 Ausgangssignal für 100% Modulation NF=1 kHz, 3 kHz, 5 kHz im Frequenzbereich von 342 kHz bis 364 kHz

Die Rechnungs-Ungenauigkeiten führen, wie oben, zur Trägerfrequenz-Amplitude 28.49 V statt theoretischer 30 V, die Seitenbandlinien bei 1 kHz mit 14.147 V statt 15 V, bei 3 kHz mit 4.74 V statt 5V und 2.84V statt 3 V. Über den Grund der Abweichungen soll nicht nachgedacht werden.

Der Messender wird in allen folgenden Hochfrequenzanwendungen seinen Zweck trotz der Ungenauigkeiten erfüllen.

### 3.3 Das Philips Datenblatt und seine Schaltungsbeispiele

Im Philips Datenblatt [6] finden wir zwei weitere Schaltbeispiele. Bei der ersten Schaltung handelt es sich um eine Gegentakt- Gleichrichterschaltung mit der AB2 zur Signalgleichrichtung (AM-Demodulation) und bei der zweiten um einen Auszug aus einer häufig in Röhren- Empfängern benutzten Schaltung zur Erzeugung von Niederfrequenz und Regelspannung.

#### 3.3.1 Gegentakt- Gleichrichterschaltung

Die vorgestellte Gegentakt- Gleichrichterschaltung Abb. 31 ist im Prinzip ein klassischer Zweiweg - Gleichrichter. Der einzige Nutzen ist, dass durch das Gleichrichten beider Sinus-Halbwellen eine Glättung der NF mit kleineren Kondensatoren erfolgen kann (Tiefpass-Grenzfrequenz). Im Philips Datenblatt [6] selbst wird erwähnt, dass meist eine Diode entweder nicht genutzt wird oder beide Anoden parallel geschaltet werden, was wiederum die Anoden-Katoden-Kapazität apriori verdoppelt; ungünstig für HF-Anwendung. In beiden Fällen degeneriert der Zweiweggleichrichter zum klassischen Einweggleichrichter.

Im Folgenden wird die Zweiweggleichrichterschaltung nach Abb. 31 behandelt.

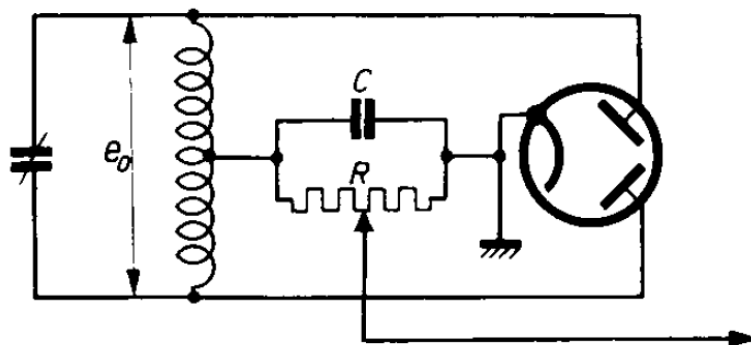


Abb. 31 Gegentakt- Gleichrichterschaltung mit der AB2. Philips Datenblatt [6]

Die Gegentakt- Gleichrichterschaltung besteht aus einem eingangsseitig kapazitiv abgestimmten Parallelschwingkreis, an dem die Spannung  $e_0$  abfällt. Es fehlt die Einspeisung. Sie muss also bei der Simulation mit PSpice<sup>®</sup> passend zugefügt werden. Es eignet sich hierfür z.B. eine spannungsgesteuerte Stromquelle vom Typ GVALUE oder induktiv angekoppelte Einspeisung. Auch eine Bandfilter- oder Link-Kopplung<sup>4</sup> ist machbar.

Beide Schwingkreisenenden liegen spannungsmäßig „hoch“, sind also symmetrisch zur Mitten-Anzapfung und damit zur Masse, an der auch die Katode liegt. Die gleichgerichtete Spannung wird an der Mittenanzapfung des Schwingkreises abgenommen und mit dem RC- Glied geglättet. Am Potentiometer R (Abb. 31. ‚pot‘ in Abb. 32) wird die NF abgenommen und der weiteren Verstärkung und Signalbearbeitung (Höhen-, Tiefen- Veränderung) zugeführt. Abb. 32 zeigt die Umsetzung im Schematics Editor von PSpice<sup>®</sup>.

<sup>4</sup> Induktive Einkopplung über Verbindungskabel (Verdrillte Drähte enden mit kleiner Koppelspule)

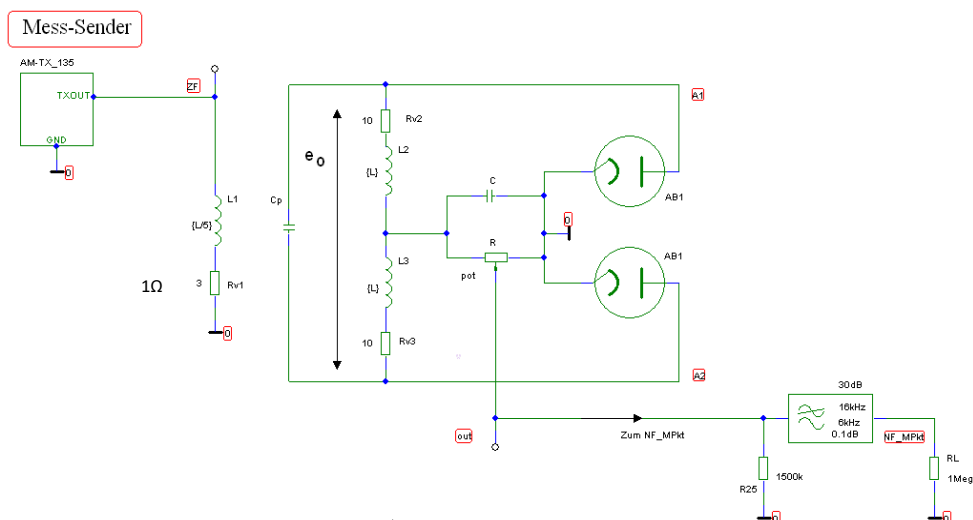


Abb. 32 Realisierung der Gegentakt- Gleichrichterschaltung nach Philips Datenblatt [6]

Der Messsender AM-TX\_135 (aus 3.2 ) hat die Spitzen-Ausgangsspannung 1 V, die Frequenz  $F_c$  ist 352 kHz.

Grafisch betrachtet entspricht das Ausgangssignal im Frequenzbereich der Abb. 30.

Über die Koppelspule L1 wird die Spannung induktiv in den Schwingkreis (Cp, L2, L3) eingekoppelt. Der Kopplungsfaktor 0.91 wurde empirisch gefunden. Andere Werte funktionieren ebenso gut, aber wegen des starken Einflusses auf Güte und Bandbreite (Mindestbandbreite ca. 10 kHz gilt bei AM-Rundfunk!) muss man viel Zeit in den Optimierungsprozess investieren. L1 hat den Wert 39 uH und den Verlustwiderstand 1 Ohm. Damit ergibt sich die unbelastete Güte der Koppelspule L1 zu:

Gl. 9 Güte der Koppelspule

$$Q(L1) = 2 * \pi * F_c * \frac{L1}{R_v} = \frac{86.3\Omega}{1\Omega} = 86.3 .$$

Die gesamte Induktivität im Schwingkreis  $\{2*L\}$  ist 1360uH. Daraus ergibt sich die Leerlaufgüte des Schwingkreises:

Gl. 10 Güte des Schwingkreises

$$Q(L2 + L3) = 2 * \pi * F_c * \frac{(L2 + L3)}{(R_v2 + R_v3)} = \frac{3k\Omega}{20\Omega} = 150$$

Das ergibt rechnerisch die HF-Bandbreite im unbelasteten Falle:

Gl. 11 Bandbreite des Schwingkreises

$$Bw = \frac{F_c}{Q} = \frac{352kHz}{150} = 2.35 kHz$$

Der Wert erscheint erheblich zu klein, dennoch enthält die Rechnung keinen Fehler, denn durch die Belastung mit den beiden Dioden und ihren parasitären Elementen sinkt die Güte drastisch ab. Die Simulation mit der AC- Analyse ergibt eine HF- Bandbreite von 82 kHz. Damit resultiert die belastete Güte nach Gl. 11

Gl. 12 Belastete Güte des Schwingkreises

$$Q_{loaded} = 352/82 = 4.3!$$

Die „heißen Enden“ des Schwingkreises sind mit den Anoden verbunden; die gemeinsame Katode liegt an Masse. Die gleichgerichtete Spannung, mit der überlagerten NF (Basisband) wird an der Mittenanzapfung abgenommen. Das Potentiometer R und der Glättungskondensator C sorgen für die notwendige NF- Bandbreite. Beim AM- Rundfunk reichte dafür ca. 5 kHz. In der Simulation sorgt der Tiefpass (Typ LOPASS) für 6 kHz Bandbreite beim Basisband.

In unserer Simulation (Abb. 32) sind die wesentlichen Parameter:

$U_{TX} = 1\text{ V}$ ,  $F_c = 352.5\text{ kHz}$ ,  $L_1 = 39\text{ }\mu\text{H}$ ,  $R_{v1} = 1\text{ }\Omega$ ,  $L_2 = L_3 = 680\text{ }\mu\text{H}$ ,  $C_p = 583\text{ pF}$ ,  $R_{v2} = R_{v3} = 10\text{ }\Omega$ ,  $C = 2\text{ nF}$ ,  $R(\text{pot}) = 10\text{ k}\Omega$ , Kopplungsfaktor = 0.91.

Weitere Parameter sind für die Simulation unwichtig, aber wichtig für die bildliche Darstellung der Basisband-Spannungen. Chebyscheff-Tiefpass- Daten sind: Grenzfrequenz = 6 kHz, Ripple 0.1 dB, Sperrfrequenz = 16 kHz, Sperrdämpfung = 30dB. Potentiometer R25 ist belastet mit  $1.5\text{ M}\Omega$ , der Tiefpass mit  $1\text{ k}\Omega$ .

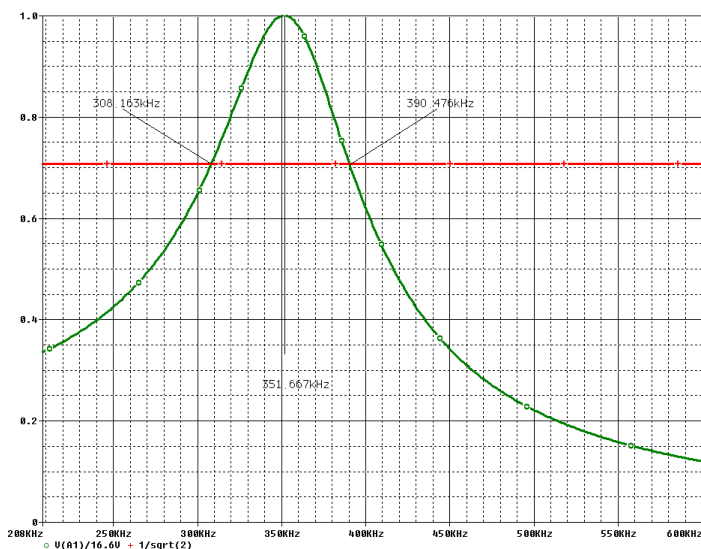


Abb. 33 zeigt den Frequenzgang der Anodenspannung der Diode1 bezogen auf ihren Maximalwert 16.6 V normiert, gemessen zwischen 200 kHz und 600 kHz. Die rote Linie kennzeichnet den 3dB-Abfall vom Wert 1 auf 0.707. Die 3dB-Bandbreite ist der Frequenzbereich zwischen 390.47 kHz und 308.163 kHz, also 82.3kHz.

In der nächsten Grafik sind die Signale an wesentlichen Messpunkten in der Simulations-Schaltung dargestellt.

Abb. 33 AC-Analyse. Normierter Frequenzgang des Gleichrichters

Der Strom durch das Potentiometer R ist eine wichtige Größe bezüglich der Grenzdaten der Dioden. Der Effektivwert des Stroms  $I_{\text{demod}}$  durch R beträgt 2.41mA. Das ist mehr als dreimal höher als der Grenzwert von 0.8 mA! Diese Tatsache ist im Modell nicht bedeutend, da hier keine Bauelemente Schaden nehmen. Klar ist, dass diese Simulation, wollte man die Realität genau nachbilden, neu mit maximaler Eingangsspannung von ca. 0.3V Amplitude durchgeführt werden müsste. Hier geht es jedoch mehr um das Prinzip!

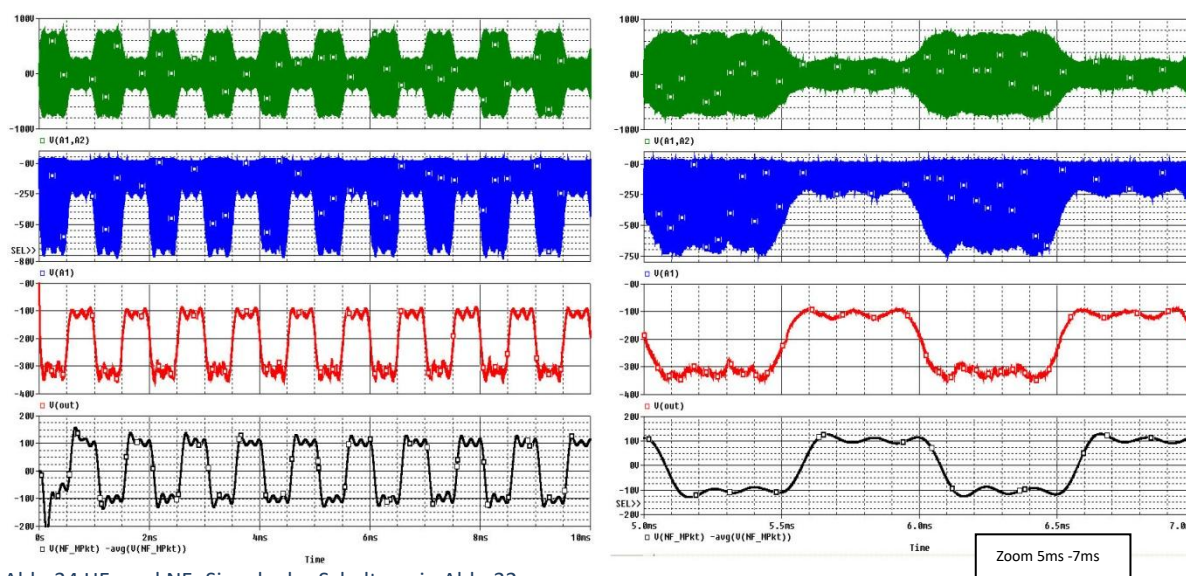


Abb. 34 HF- und NF-Signale der Schaltung in Abb. 32

In der Grafik Abb. 34 stellt linksseitig die gesamten betrachteten Spannungen in der Zeitebene von 0 bis 10 ms dar, die rechte Bildhälfte eine Zoom-Darstellung zwischen 5ms und 7ms. Die beiden oberen Bildzeilen zeigen die HF- Spannungen einmal über dem Schwingkreis (grün, V(A1,A2)) und über der Anode A1 als V(A1) (blau). Deutlich sichtbar der Gleichrichtereffekt! Direkt nach der Demodulation ist die Spannung als V(out) (rot) zu sehen. Typisch sind die überlagerten hochfrequenten Anteile im unteren negativen Spannungsbereich sichtbar, ähnlich einem additiven Rauschsignal. In der unteren Bildzeile sieht man die durch den Tiefpass bereinigte, geglättete

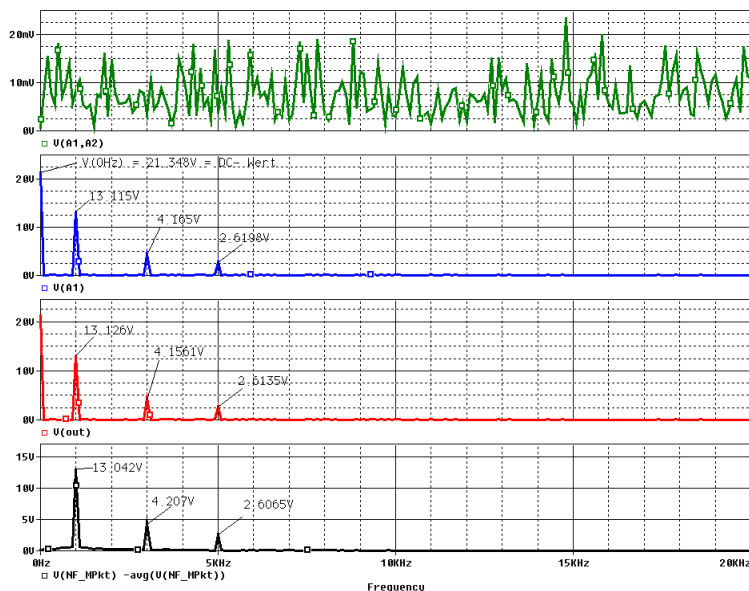


Abb. 35 HF- und NF- Signale der Schaltung in Abb. 32 im Frequenzbereich

Ausgangsspannung (schwarz)  $V(NF\_MPkt) - AVG(V(NF\_MPkt))$  im Basisband. Durch das Subtrahieren des Mittelwertes (AVG) von der Spannung selbst, wird der Einschwingeffekt eliminiert. Die Bandbreite von 6 kHz ist ausreichend, wie man mit etwas Erfahrung erkennt, in Anbetracht der höchsten vorkommenden Basisbandfrequenz von 5 kHz. Anteile über 16 kHz sind nicht mehr enthalten. Mehr Aufschluss über das Basisband- Frequenzverhalten gibt das Diagramm der NF-Spannung (untere Bildzeilen), Abb. 35. Spannungswerte sind mit dem Cursor gut lesbar markiert. Das Verhältnis 1: 0.333: 0.2 ist

erkennbar. Der NF- Ausgang (rot) hat keine sichtbaren Welligkeiten (Ripple) oberhalb von 10 kHz. Natürlich liegt das am Maßstab. Bei entsprechender Auflösung würden Spektrale Anteile sichtbar, vergleichbar denen der Spannung V(A1,A2) in der oberen Bildzeile. Dort erkennt man sogar Spannungsspitzen über 20 mV. Als Maßzahl könnte man den Signal-Rauschabstand ( $U_{signal}/U_{stör}$ ) bestimmen.

### 3.3.2 Prinzipschaltung zur Erzeugung von Niederfrequenz und Regelspannung

Abb. 36 zeigt den Auszug aus einer standardmäßig in röhrenbestückten Radio-Empfängern benutzten Schaltung zur Erzeugung von Niederfrequenz und verzögerter Regelspannung.

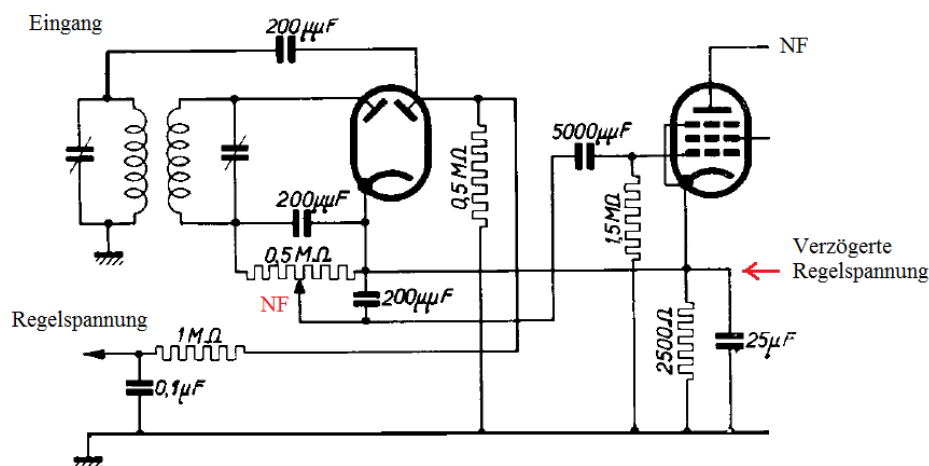


Abb. 36 Prinzipschaltung der Duodiode AB2 zur Erzeugung von Niederfrequenz und Regelspannung nach Philips Datenblatt [6] mit ergänzten Erläuterungen

Die Realisierung des Schaltbildes im Schematics Editor zeigt Abb. 37.

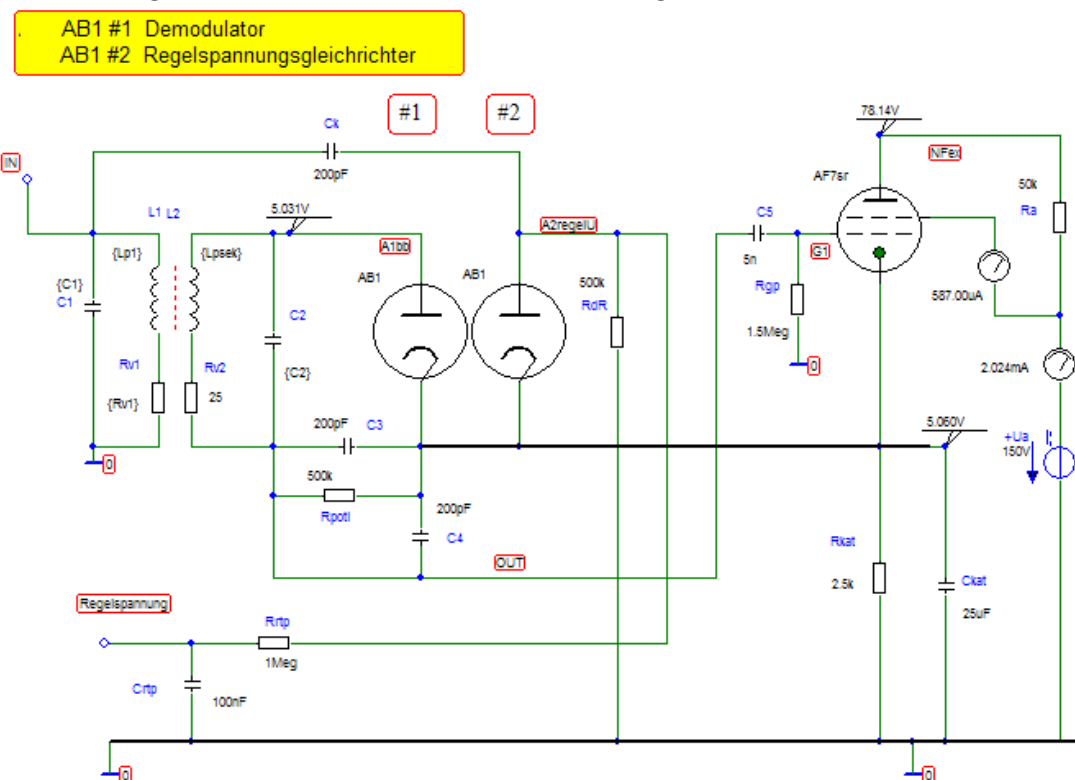


Abb. 37 Realisierung der Gleichrichterschaltungen nach Philips Datenblatt [5]. Bauelementwerte original.

#### Schaltungsbeschreibung zum Original und der Nachbildung:

Wie vorher beim Zweiweggleichrichter fehlt auch in diesem Schaltbild die Strom-Einspeisung von einem AM-Messender. Links an der BUBBLE 'IN' ist der Messender als Signalquelle angeschlossen. In der Simulation sind je nach Anwendung zwei verschiedene Generatortypen erforderlich:

- Anwendung mit Modulation (Zeitbereichsanalysen, 'TRAN'), der oben beschriebene AM-Messender.
- Anwendung zu Frequenzgang-Messungen (,AC' und ,DC-Sweep'), eine Sinus-Quelle VSIN

Der oben beschriebene Generator liefert nur eine modulierbare Spannung, ist aber keine Konstantstromquelle. Da aber der Eingang der Schaltung ein Parallelkreis ist, muss aus der Konstantspannungsquelle  $U$  zuvor eine Konstantstromquelle  $I$  erzeugt werden. Die Methode zeigt Abb. 38, Bildteil a. Die U-I-Wandlung erledigt das Bauelement G in PSpice®. Mittels des Faktors GAIN, der real einen Leitwert  $G$  darstellt und in der Röhrentechnik die Bezeichnung „Steilheit“ ( $S$ ) hat, wandelt das Bauelement G die eingehende Spannung in einen Strom um, der selbstverständlich auch in der Schaltung fließen können muss und nicht im Leerlauf endet. Ein Leerlauf würde unweigerlich zu einer Fehlermeldung führen. Der Quelleninnenwiderstand darf auch nicht zu hoch ohmig sein, denn dann entstehen unsinnig hohe Spannungen am Generatorausgang! Die Steilheit der U-I-Wandlung  $100\mu\text{A/V}$  wurde empirisch gefunden. Es handelt sich um einen Kompromiss. Der Wert muss den entsprechenden Anwendungen jeweils angepasst werden. Hier liefert der Generator  $0.1\text{mA}$  bei  $1\text{V}$  Eingangsspannung.

Abb. 38 enthält zusätzlich noch im Bildteil b fehlende Dimensionierungen zur PSpice®-Schaltung Abb. 37. Auch diese Bauelementwerte lassen sich noch geringfügig verbessern (mit AC-Sweep).

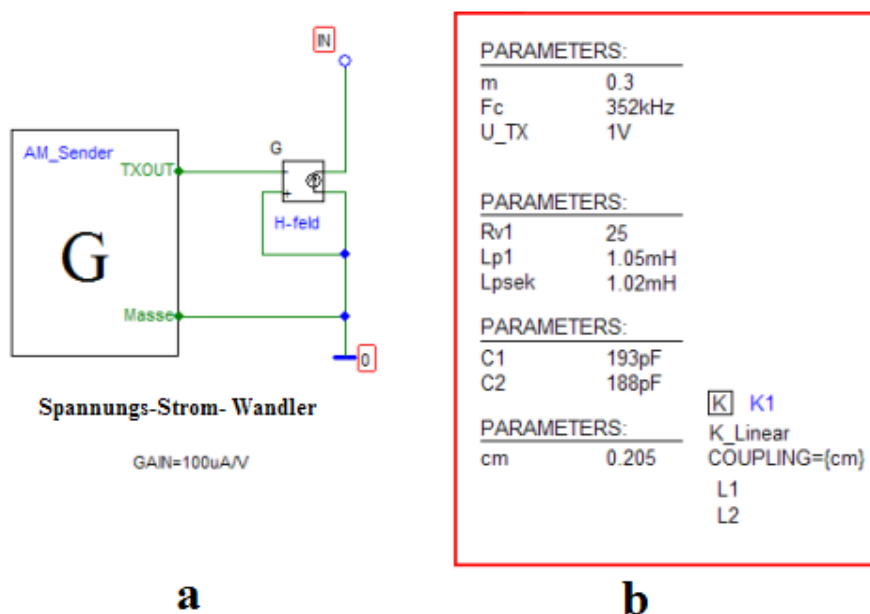


Abb. 38 a) Spnungs-Strom-Wandler mit Steilheit GAIN b) Daten zum Schaltplan Abb. 37

Ergänzt wurde gegenüber dem Originalschaltplan die NF–Verstärkerstufe mit der Pentode AF7. Sie ist in der Simulation voll funktionsfähig. Einige Spannungswerte sind bereits im Schaltbild durch sogenannte ‚VIEWPOINTS‘ und Ströme durch Amperemeter mit der Bezeichnung ‚IPROBE‘ markiert. In der Schaltung sind zwei unabhängige Gleichrichtungen realisiert:

- Die linke Diode #1 dient der Demodulation des AM- Sendersignals, Der Eingang zum Demodulator bildet ein klassisch aufgebautes induktiv gekoppeltes Zweikreis-Bandfilter mit kapazitiver Abstimmung. Die in der Diode AB1#1 erzeugte NF ist tiefpassgefiltert (Rpoti, C3, C4). Über das Potentiometer, den Lautstärkereglern Rpoti, wird die NF abgegriffen und über einen Hochpass (Koppel-Kondensator C5, Rgp) an das Gitter der Pentode AF7 geführt. Der NF- Verstärker ist im Original nur unvollständig angegeben, er muss aber in der Simulation funktionsfähig sein, damit alle davon abhängigen Ströme und Spannungen realistisch werden. Vor allem ist der Spannungsabfall an der Katodenkombination von Bedeutung.

- Die rechte Diode #2 dient der Erzeugung einer „Verzögerten Regelspannung“, die dazu dient, bei großen Eingangssignalen den gesamten Empfänger vor Übersteuerung zu schützen, indem sie die Eingangsstufen unempfindlicher macht. „Herunter regeln“ heißt der Effekt. Die HF aus dem Messsender wird der Diode #2 über einen 200 pF- Kondensator Ck vom primären Schwingkreis des Bandfilters (L1, C1) ausgehend, zugeführt. Die Anwendung wird in einem gesonderten Abschnitt untersucht. Die Gitter1 der Vorstufen im Empfänger(RX), manchmal auch die der Zwischenfrequenz (ZF)-Stufen werden über den Ausgang ‚Regelspannung‘ versorgt. Die Belastung des Ausgangs ‚Regelspannung‘ ist überflüssig. Bei PSpice® ist nur unabdingbar, dass von jedem Knoten der Schaltung ein Gleichstrompfad zur Masse hin existiert. Das ist hier der Fall über Rrtp und RdR.

In den folgenden Abschnitten werden die unterschiedlichen Gleichrichtertypen behandelt.

### 3.3.2.1 Der AM-Demodulator

In einem Empfänger ist die „Selektion“, manchmal auch als „Trennschärfe“ bezeichnet, von hoher Bedeutung. Darunter versteht man in erster Linie die Fähigkeit, zwei benachbarte Sender störungsarm voneinander zu unterscheiden. Vorwiegend wird diese in den Eingangs- und ZF- Stufen realisiert. Aber auch beim Demodulator ist Selektion notwendig. In unserem Falle bilden zwei induktiv gekoppelte Schwingkreise ein „Zweikreis-Bandfilter“. Als ZF- Demodulator sind beide Kreise fest abgestimmt. Realitätsnah wurde hier 352 kHz gewählt; die ZF in sehr vielen Deutschen Wehrmachtsempfängern. Im Abschnitt 3.1 wurde ermittelt, dass bei dieser Frequenz nur 0.3 dB-Amplitudeneinbuße besteht. Das Bode-Diagramm des Bandfilters wurde mit der AC-Analyse unter Belastung mit beiden Dioden aufgenommen und in Abb. 39 dargestellt. Diode #2 ist praktisch unwirksam, weil die Katodenspannung mit 5V sehr hoch und damit die Diode gesperrt ist. Es wirkt nur die parasitäre Kapazität von 4 pF.

Das Bandfilter ist kritisch gekoppelt, erkenntlich am flachen Kurvenverlauf in Bandmitte. Die 3dB-Bandbreite beträgt mit dieser, mehr oder weniger willkürlichen Dimensionierung ca. 78 kHz.

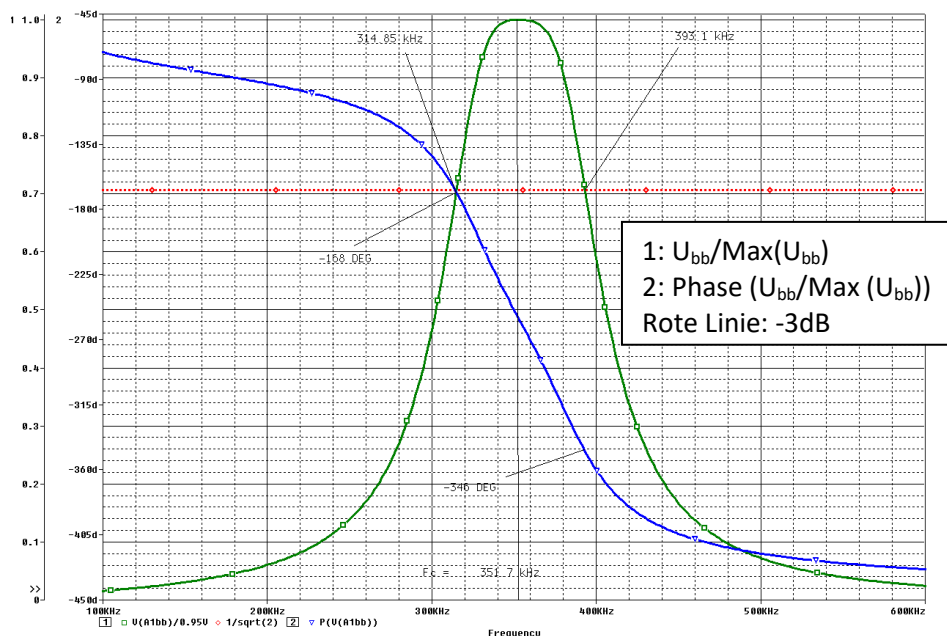


Abb. 39 Bodediagramm des 352kHz Zweikreisbandfilters

Als belastete Güte Q ergibt sich für die Induktivität im Schwingkreis zu ca. 93 ( $X_L/R_V = 2322\Omega/25\Omega$ ). Die Demodulation erfolgt über die Diode #1 klassisch, wie oben beschrieben. Einzig liegt der Unterschied in der Dimensionierung der NF- Glättung (2x 200pF, 500k $\Omega$ ). Veraltet ist die Bezeichnung



$\mu\mu\text{F}$  für  $p$  ( $10^{-6} \cdot 10^{-6} \text{ F} = 10^{-12} \text{ F} = \text{pF}$ ). An dieser Stelle kann bereits erwähnt werden, dass diese Dimensionierung ungünstig ist. Sie hat zu geringe NF-Bandbreite. Abhilfe, d.h. Vergrößerung der Bandbreite auf das Mehrfache (theoretisch zehnfach) schafft das Herabsetzen von  $500 \text{ k}\Omega$  auf ca.  $50 \text{ k}\Omega$ . Das Bandfilter zeigt im Durchlassbereich ( $-3\text{dB}$ ) ein nahezu ideales Übertragungsverhalten: Konstante Dämpfung und linear abfallender Phase. Die Ableitung der Phase (hier konstant) ist proportional der Gruppengeschwindigkeit.

### 3.3.2.2 Die verzögerte Regelspannung

Das Gewicht liegt in diesem Abschnitt auf der Erzeugung einer Gleichspannung  $U_{\text{Regel}}$  durch die AB1 #2 zwecks Abwärtsregelung von Röhren über ihr Steuergitter. Untersucht wird die Abhängigkeit  $U_{\text{Regel}}$  von der Höhe der HF- Eingangsspannung. Selbstverständlich muss der benachbarte AM-Demodulator vollständig eingebaut und funktionsfähig sein, da er die gesamte Schaltung mit beeinflusst.

Die Realisierung der Gleichrichterschaltung nach Philips Datenblatt [6] mit den originalen Bauelementwerten zeigt Abb. 37. Im Bild ist die NF- Verstärkerstufe mit der Pentode AF7 eingebaut worden. Die Pentode wird in einer späteren Dokumentation separat behandelt. Ihr Anoden- und Schirmgitterstrom erzeugt die Gleichspannung als Spannungsabfall an der RC- Kombination ( $2.5 \text{ k}\Omega$ -Katodenwiderstand  $R_{\text{Kat}}$ ,  $C_{\text{Kat}}$  als Glättungskondensator). Mit der abgebildeten Dimensionierung ergibt sich eine Spannung von ca.  $5 \text{ V}$  bei einem Katodenstrom von ca.  $2 \text{ mA}$  und  $150 \text{ V}$  Anodenspannung. Mit  $70 \text{ V}$  Anodenspannung halbiert sich der Strom und es resultiert ca.  $2 \text{ V}$  als DC-Vorspannung für die AB1 #2. Erst wenn die gleichgerichtete HF- Spannung an der Katode der Diode #2 diesen Wert überschreitet, beginnt die Gleichrichtung und die am Ausgang „Regelspannung“ entstehende Spannung kann die Vorstufen herunter regeln. Dieser Effekt kennzeichnet die „Verzögerung“.

Der Regelspannungsgleichrichter wird separat betrachtet. Ein Auszug aus der Schaltung zeigt Abb. 40. Die HF-Spannung (an Punkt 1) wird eingepreßt, um vom Frequenzgang des Schwingkreises

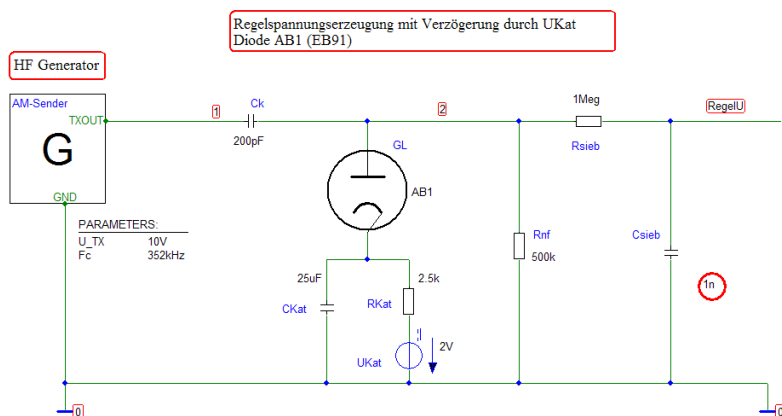
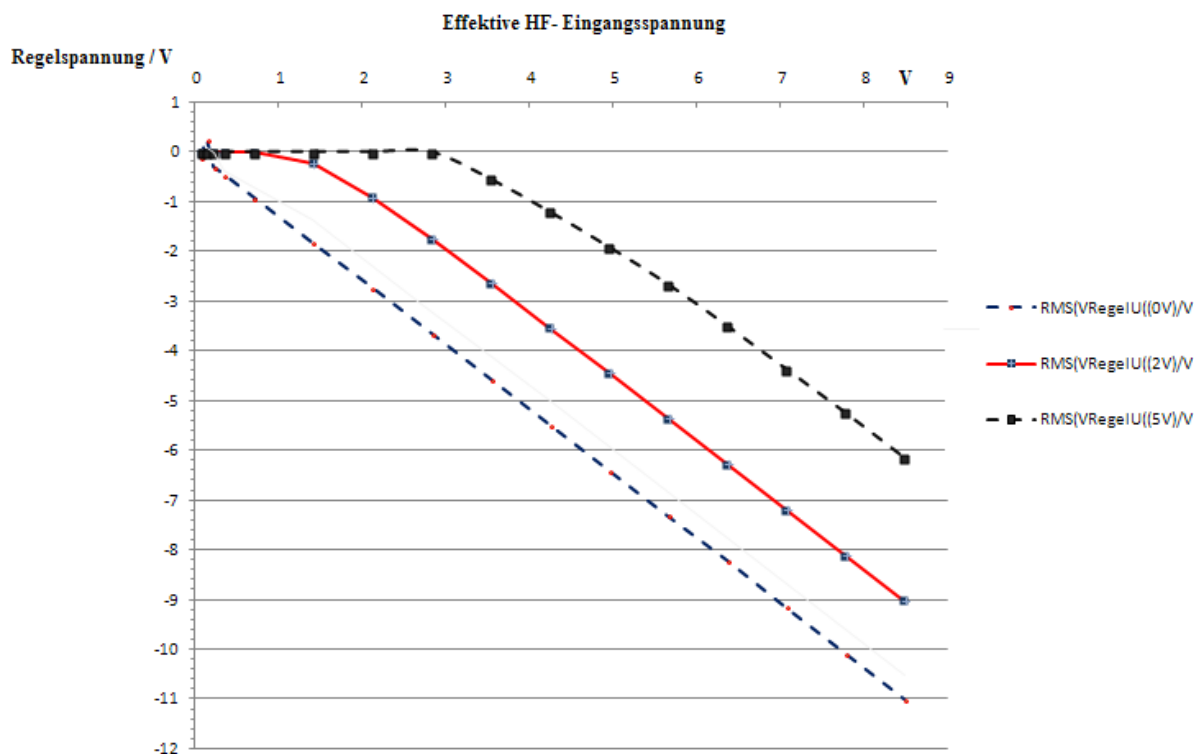


Abb. 40 Regelspannungserzeugung. Auszug aus Abb. 36

unabhängig zu werden. Als Modulationsgrad wird  $m = 0.3$  angesetzt. Der Wert ist in vielen Datenblättern erwähnt. Die Pentodenschaltung und ihr Katodenstrom, der die Gleichspannung produziert, wird durch eine DC- Spannungsquelle  $U_{\text{Kat}}$  ersetzt, die sich leicht variieren lässt. Analysiert werden mit der Transientenanalyse (TRAN), der Analyse-Endzeit  $6 \text{ ms}$  und den Spannungen  $0 \text{ V}$ ,  $2 \text{ V}$ ,  $5 \text{ V}$ . Die Auswertung gestaltet sich etwas mühsam, da jeweils manuell die Spannungswerte beim Analyse-Endzeitpunkt abgelesen und in eine EXCEL<sup>®</sup>- Tabelle eingetragen werden mussten. Damit die Endzeit, und somit die gesamte Analysezeit kurz gehalten werden konnte, musste die Kapazität  $C_{\text{sieb}}$  auf  $1 \text{ nF}$  statt der vorgesehenen  $100 \text{ nF}$  gesetzt werden. Man beachte die rote Markierung im Bild. Dadurch war der Endwert der Regelspannung bereits nach ca.  $3\text{--}4 \text{ ms}$  erreicht. Grenzfrequenz des RC- Tiefpasses berechnet sich zu  $159 \text{ Hz}$  (Zeitkonstante  $\tau = R \cdot C = 1 \text{ ms}$ ). Im Original wäre die Zeitkonstante  $100 \text{ ms}$ !



**Abb. 41 Verzögerte Regelspannung als Funktion von der effektiven HF- Eingangsspannung**

In Abb. 41 wird der Effekt des „verzögerten“ Entstehens der Regelspannung deutlich. Ebenso zeigt sich hier, dass der wohl beste Arbeitspunkt der Pentode AF7 bei einem Katodenstrom von ca. 1 mA liegen wird, die Anodenspannung wohl eher bei 70V anstatt 150V.

Der Begriff der „Verzögerung“ ist nicht zeitlich zu verstehen, sondern sinngemäß als „Die Regelspannung entsteht erst, wenn die HF- Eingangsspannung einen gewissen Schwellwert überschreitet“.

### 3.3.3 Die Karte AB1, AB2 aus der Franzis Verlag Röhrenkartei

Die Schriftenreihe wurde gestartet mit der Kartei aus dem Franzis Verlag von 1949.

Selbstverständlich wurde zuerst nach einer  $I_a(U_a)$  Kennlinie der AB1 gesucht.

Aber die Rückseite der Karteikarte Abb. 42 enthält nur Hinweise zur Hochfrequenztechnik - Anwendung und gibt Hinweise zur Verwendung als Linearer Gleichrichter. Entsprechend stellt Abb. 43 die Vorderseite der Karteikarte AB1 des Datenblattes dar.

Die  $I_a(U_a)$  Kennlinie der AB1 ist selbst nicht im Datenblatt enthalten. Es fand sich später an anderer Stelle [25] den Hinweis auf die Äquivalenz der AB1 mit der EB91 (die AB2 ist die AB1 mit anderer Elektrodenbelegung). Dieser Hinweis reichte dann aus, um die Kennlinie zu ermitteln (Kap 2.3).

Die Karteikarte enthält

1. ein Schaltungsbeispiel als AM- Demodulator und
2. die Kennlinien für die Funktion der Amplitude der erzeugten demodulierten NF- Spannung von der eingehenden, mit dem Modulationsgrad  $m$  amplitudenmodulierten HF- Spannung.

# AB 1

## Anwendung:

Empfangsrichtung und Regelspannungserzeugung für automatischen Schwundausgleich und automatische Scharfabstimmung für Wechselstromempfänger.

## Verwendungshinweise:

Lineare Gleichrichtung nur oberhalb 0,3 V (eff.) HF- bzw. ZF-Eingangsspannung. Abhängigkeit der NF-Ausgangsspannung von HF-Eingangsspannung ist aus den beiden Kennlinien für  $m = 30\%$ ,  $R_a = 0,5 \text{ MOhm}$  und  $100 \text{ pF}$  Ladekapazität ersichtlich. Die NF-Spannung bei gleicher HF-Spannung ist direkt dem Modulationsfaktor  $m$  proportional. — Direkte Aussteuerung nur für steile Endpentoden (AL 4) sonst NF-Vorverstärkung. Wegen geringer Kopplungskapazität zwischen den beiden Anoden können 2 verschiedene HF-Kreise angekoppelt werden ohne unerwünschte Beeinflussung oder Verstimmung hervorzurufen.

Zwecks besserer Ablesung wurden die Kennlinien gesondert heraus vergrößert und um 90 Grad gedreht in Abb. 44 abgebildet. Die Parameter der Schaltung sind dort ablesbar.

Eine erste Auswertung der Diagramme bezüglich des Koeffizienten, der die Effektivwerte von NF-Ausgangsspannung und

Abb. 42 Rückseite der Karteikarte AB1 (Franzis Verlagsmitarbeiter, 1949)

HF- Eingangsspannung verknüpft, ergibt nach

dem linken Diagramm für 30% Modulationsgrad  $14\text{V}/49.85\text{V} = 0.28$ , entspr. -11dB.

Die Auswertung des Diagramms auf der rechten Seite, das die Änderung der NF- Spannung über einer HF-Spannung darstellt, gestaltet sich schwierig. Die Bezeichnung im Diagrammtitel ist  $\Delta U = f(JHF)$  und  $J$  ist in der Schaltung der DC/AC(?) - Strom durch die RC-Katodenkombination. Die Bezeichnung taucht sonst nirgendwo weiter auf. Möglicherweise ein Fehler auf der Karteikarte?

Eine weitere Ungereimtheit zeigt sich im Bauelement R mit 500 kΩ. Nach den Erkenntnissen der vorangegangenen Kapitel muss dieser Widerstand nur 2.5 kΩ haben. Er gehört absolut zur nächsten Stufe (AF7). Der Strom J fließt durch den Katodenwiderstand. Es ist davon auszugehen, dass R der im Schaltbild nicht namentlich benannte Anodenableitwiderstand ist, der mit 200 k bis 500 k angegeben wird. Wir werden ihn in der Simulation mit 200 k ansetzen.

Die eigene Auswertung mit PSpice® soll hier für mehr Klarheit sorgen.

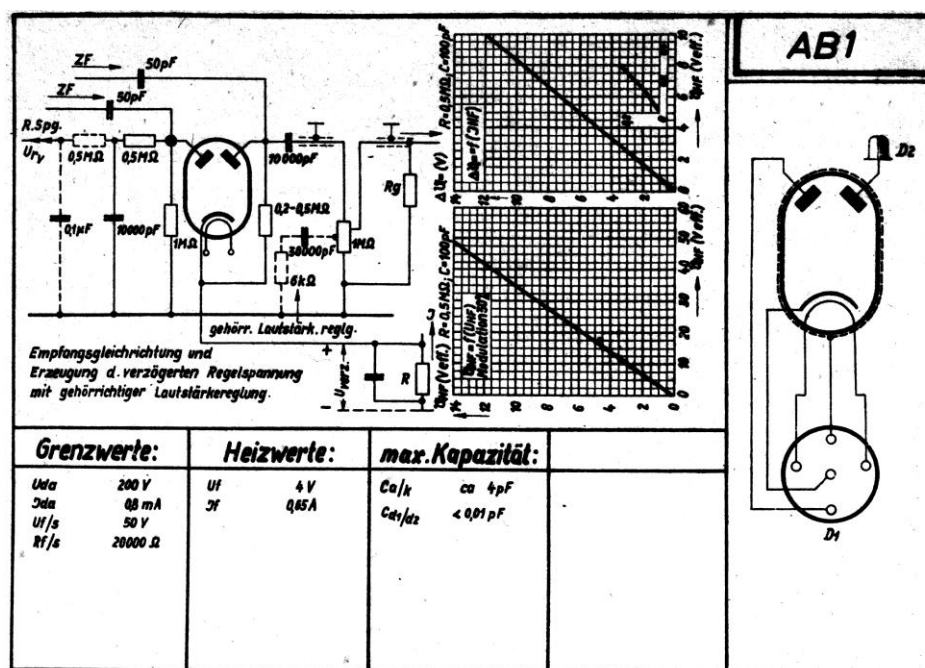


Abb. 43 Vorderseite der Karteikarte AB1 [5]

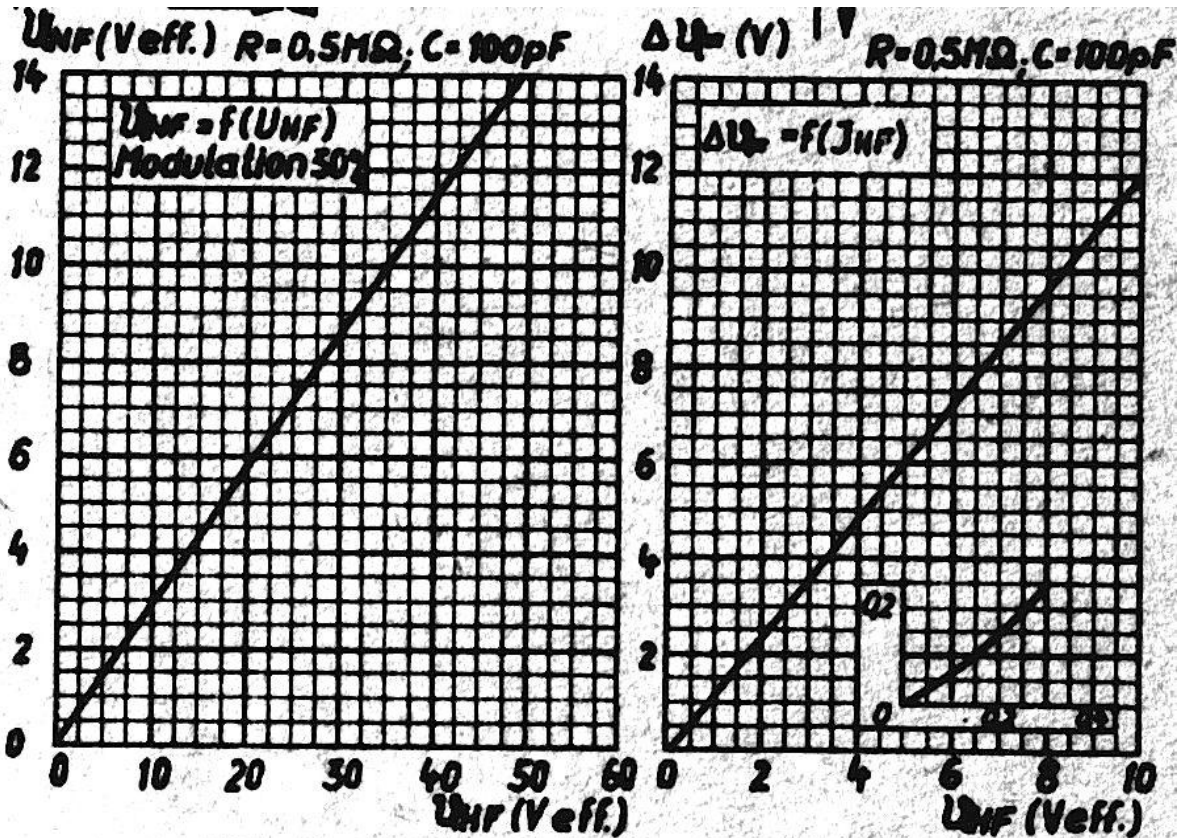


Abb. 44 Aussteuer-Kennlinie für AB1- Anwendung als HF-Gleichrichter. Auszug aus AB1 [5]

Da an beiden Achsen der Effektivwert aufgetragen wird, kann während der Simulation ebenso gut der Spitzenwert (Amplitude), also die standardmäßig in PSpice® verwendete Art, aufgetragen werden.

Zwecks Vergleichs der alten Karteidaten mit der modernen Simulation soll das Diagramm für  $U_{NF\text{eff}}(U_{HF\text{eff}})$  in Abb. 44 (links) mit PSpice® erzeugt werden. Dazu dient die umgesetzte Karteikartenschaltung in Abb. 45.

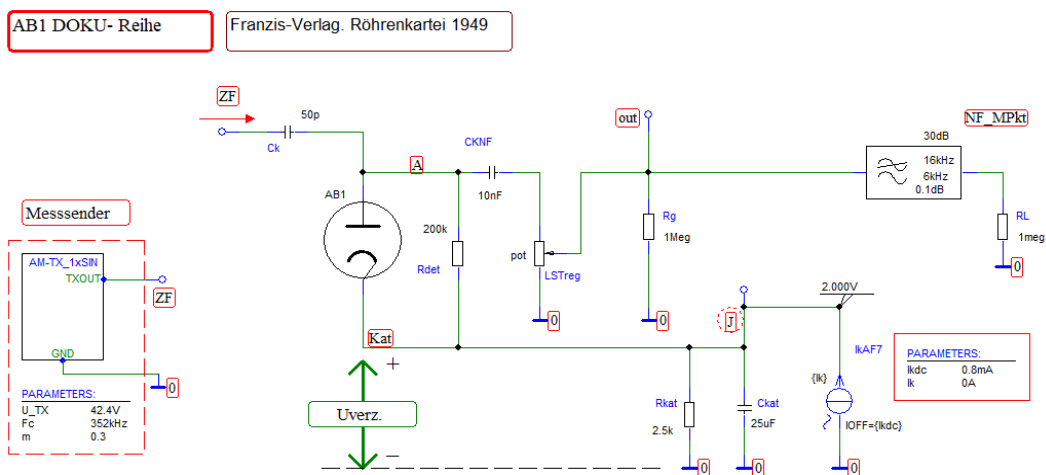


Abb. 45 Realisierung der Gleichrichterschaltung aus Franzis Verlag- Karteikarte

Links im Bild ist der AM Testsender mit seinen Einstellungen zu sehen. Der Signalausgang „ZF“ für Zwischenfrequenz (352kHz, Modulationsgrad 30%) speist die Anode der AB1- Schaltung über den 50 pF-Koppel-C. Als Anodenwiderstand  $R_{det}$  wird 200 k $\Omega$ , das ist der geringste genannte Wert in der FV- Karteikarte, verwendet. Zulässig sind bis 500 k $\Omega$ . Die erzeugte NF wird über CKNF (10 nF) an den Lautstärkereger pot (1 M $\Omega$ ), mit Anschlag ‚oben‘ eingestellt, damit keine zusätzliche Dämpfung auftritt, und vom Abgriff an den Gitterableitwiderstand der nicht gezeichneten NF- Verstärkerstufe geführt. Das Tiefpassfilter lässt nur das NF-Basisband bis 6 kHz durch. Bei 16 kHz besteht 30 dB Dämpfung. Am Ausgang NF\_MPkt wird die Spannung für das Diagramm UNF( UHF) abgenommen. Die Katode der AB1 und  $R_{det}$  liegen auf dem Potential der RC- Kombination ( $R_{kat}$  2.5k $\Omega$ ,  $C_{kat}$  25 $\mu$ F). Die Stromquelle  $I_{kAF7}$  liefert mit 0.8mA genau 2.0V als Verzögerungsspannung  $U_{verz}$ . Alle Werte sind denen aus den vorangegangenen Kapiteln, abweichend von den Karteikartenangaben Abb. 43, angepasst.

Im Diagramm Abb. 47 ist an der Abszisse der Effektivwert der ZF- Spannung als  $U_{HF}$  in V, variiert von 0 V bis ca. 50 V, eingetragen. Mühsam ist die Produktion der oberhalb von der Karteikartengeraden liegenden Geraden im Diagramm. Dazu musste für jeden gezeichneten Messpunkt die Transienten-Analyse von 0 s bis 30 ms durchgeführt werden. Der Effektivwert der Spannung wird bei 30 ms abgelesen und als  $U_{NF}$  in die XLS- Tabelle eingetragen und an der Ordinate dargestellt.

Deutlich wird, dass das PSpice® Modell mit den unveränderten Bauelemente-Werten nach der Karteikarte generell eine größere Steilheit der Kennlinie aufweist. In Abb. 46 sind die Ergebnisse in Zahlen dargestellt. Die obere Zeile enthält die jeweiligen Anodenwiderstände  $R_{det}$ , die mittlere Zeile die Steigung der Kennlinie in V/V und in der unteren Zeile stehen die logarithmischen Maße der Steigungen in dB.

Man erkennt: Die Steilheit gleicht sich an, wenn man den Anodenwiderstand niederohmiger macht als es die Karteikarte vorgibt. Bei 50 k $\Omega$  ist der Unterschied bezogen auf den Wert aus der Grafik 0.284 V/V nur 7,8%, während es bei 200 k $\Omega$  26,6% sind. An dieser Stelle soll der weiter oben (Abschnitt 3.3.3) direkt aus dem Diagramm bestimmte Faktor 0.28 (-11dB) erwähnt werden.

Anodenwiderstand $R_{DET}$ =	200	500	100	50	k $\Omega$
Steigung $U_{NF} / U_{HF}$ =	0,286	0,400	0,437	0,362	0,309 V/V
Log-Maß =	-10,9	-8,0	-7,2	-8,8	-10,2 dB

Abb. 46 Tabellarische Auswertung der Kennliniengrafik Abb. 45

Man sollte dabei nicht außer Acht lassen, dass zwischen dem Original (Karteikarte 1949) und der Simulation mit PSpice® Welten liegen. Das kleine „Fein- Tuning“ mit  $R_{det}$  ergab bereits gute Approximation an die Karteikartenkurve. Weitere Verbesserungen werden in dieser Dokumentation nicht weiter unternommen. Jeder Fachkundige, der mit Röhren zu tun hatte, weiß, dass Röhrendaten oft sehr großen Schwankungen unterlagen. Der Beweis der Linearen Gleichrichtung ist geliefert! Eine simple Anpassungsmethode ist erkannt.

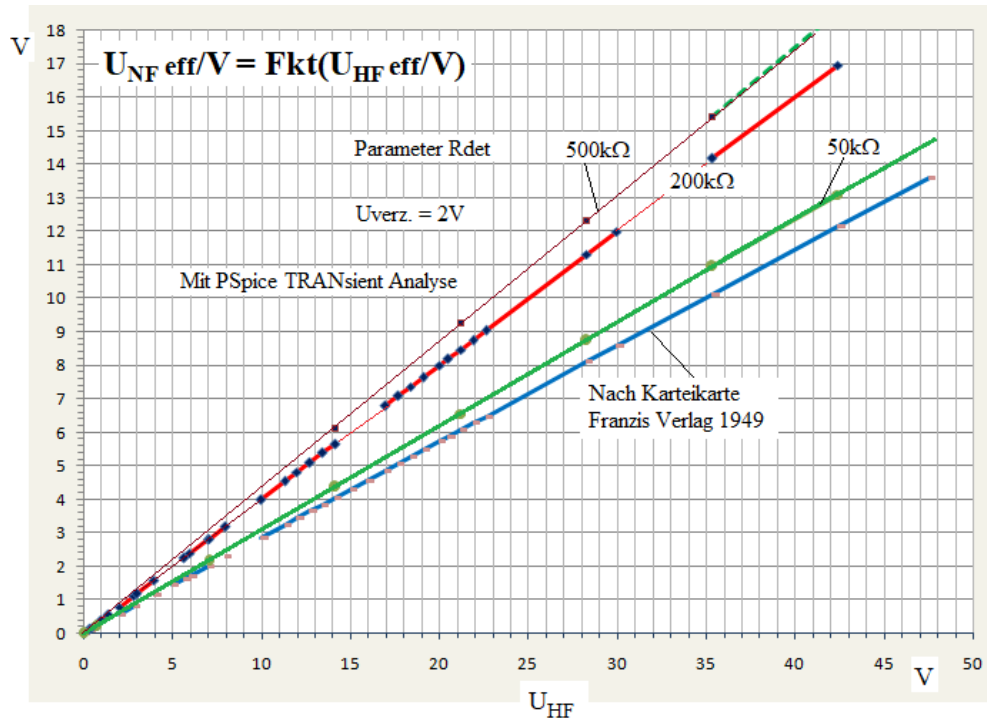


Abb. 47 Abhängigkeit der NF-Spannung von der eingespeisten HF- Spannung nach Karteikarte und eigener EXCEL®-Rechnung

## 4. Anwendungen der Leistungs- Doppeldiode 5Y3-GT

In diesem Abschnitt werden Anwendungen der Doppeldiode 5Y3-GT und äquivalenter Typen mit PSpice® untersucht.

### 4.1 Netzgleichrichter im Allstromgerät

Schaltungsbeispiele speziell mit der Leistungsdoppeldiode 5Y3GT wurden bisher noch nicht gefunden. Alternativ wird ein Auszug aus einem Schaltplan eines amerikanischen „Allstrom-Radioapparats“, ein Radio ohne Netztransformator betrachtet. Abb. 48 Schaltplan-Auszug aus Radio „olympic\_6606“.

Die Dioden-Anwendung ist hier der Einweggleichrichter für das amerikanische 120 V- Netz mit der 35Z5-GT, einer wesentlich schwächeren Röhre. Mangels geeigneter Schaltungsbeispiele wird hier stellvertretend mit der Diode 5Y3-GT gearbeitet, obwohl sie für wesentlich höhere Spannungen und Leistungen ausgelegt ist. Sie ist in dieser Anwendung quasi stark „unterlastet“.

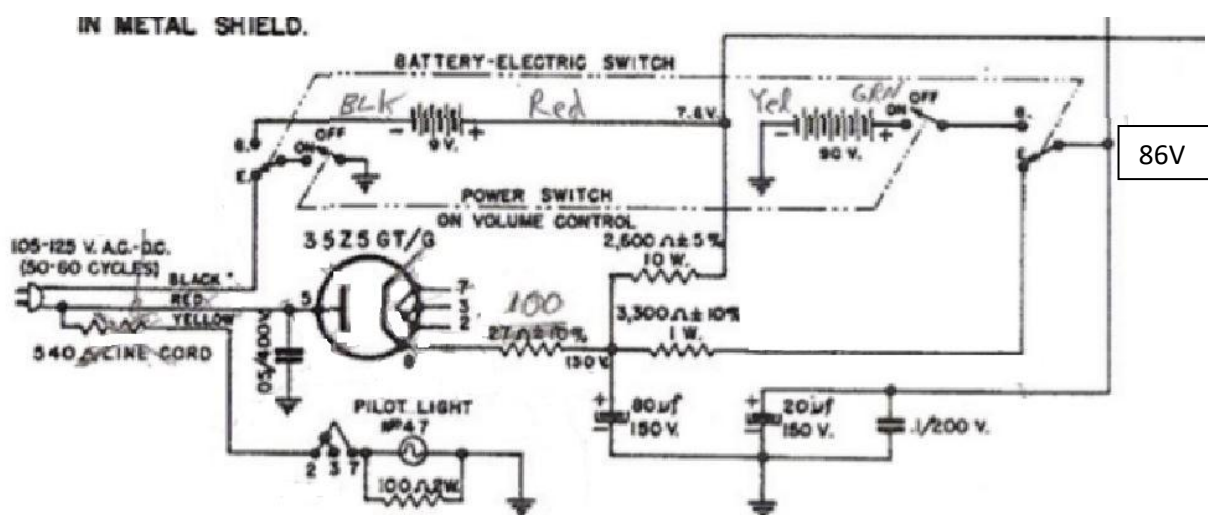


Abb. 48 Schaltplan-Auszug aus Radio „olympic\_6606“

Die realisierte PSpice®-Schaltung zeigt Abb. 49.

Anwendung Diode 5Y3-GT

Einweg-Gleichrichter für die Netzspannung 105V bis 125V

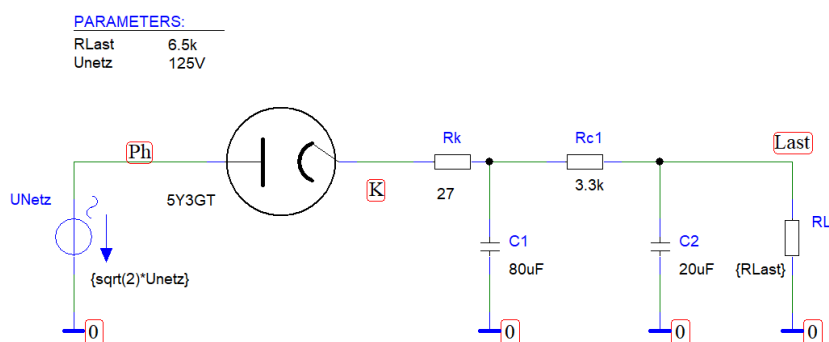


Abb. 49 Einweg-Gleichrichter für die Netzspannung 105V bis 125V. Auszug aus Radio „Olympic\_6606

Der Widerstand  $R_k$  dient der Begrenzung des Ladestromstoßes von Kondensator  $C_1$  und schützt damit die Gleichrichterröhre. In Tabellen für Gleichrichterröhren findet sich meist eine Angabe wie groß dieser Widerstand mindestens sein muss. Hier sind es lt. Plan  $27 \Omega$ , lt. handschriftlicher Notiz  $100 \Omega$ .

Falls auf Batteriebetrieb umgeschaltet wird ist die Anodenspannung  $90 \text{ V}$ . Der Lastwiderstand ist in der Grafik konstant bei  $6.5 \text{ k}\Omega$ . Bei der Analyse ergaben sich damit maximal  $86.5 \text{ V}$ .

In Abb. 50 sind die Ergebnisse des Netzspannungsgleichrichters im Zeitbereich dargestellt:

Obere Bildzeile: Umgesetzte Wirkleistung in der Last  $P_w = I(RL) * U(\text{Last})$ .

Untere Bildzeile: Spannung am Ausgang,

Parameter ist die Netzspannung mit  $105 \text{ V}$  Minimum),  $115 \text{ V}$  (Nennspannung),  $125 \text{ V}$  (maximale Spannung). Die Schrittweite der Simulation (Step ceiling) beträgt  $50 \mu\text{s}$ .

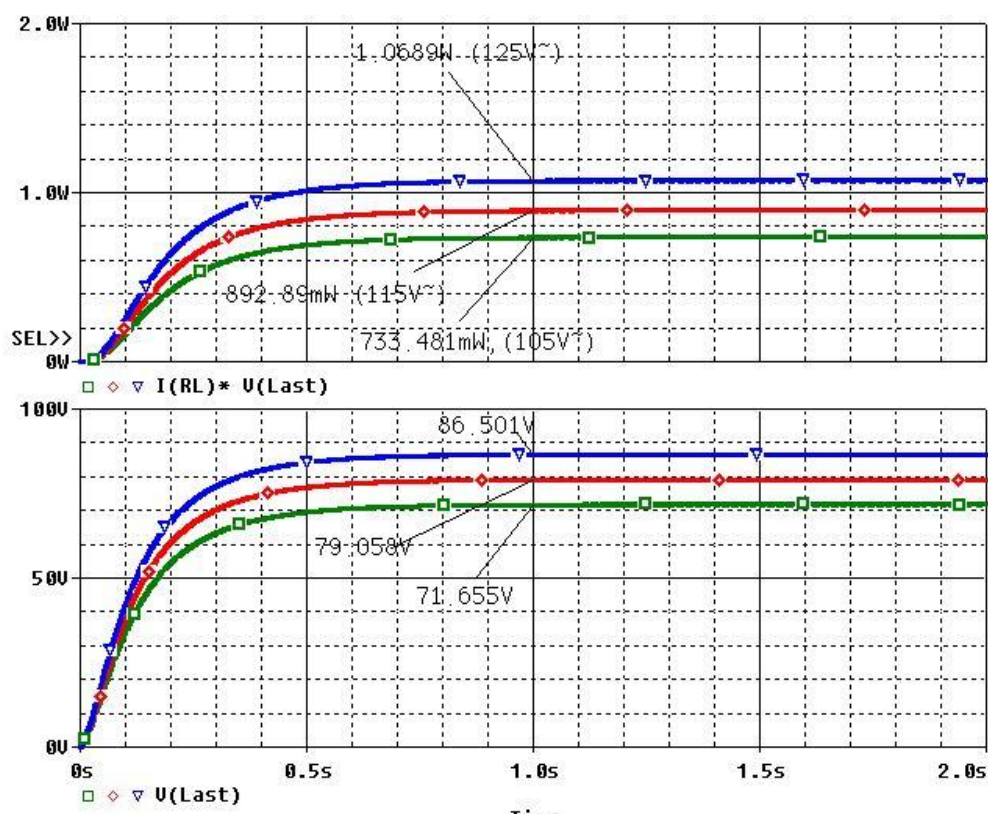


Abb. 50 Spannung und Ausgangsleistung des Netzgleichrichters im Zeitbereich

Aus Abb. 50 geht hervor, dass die Ausgangsspannung unter der Last von  $6.5 \text{ k}\Omega$  im Mittel, d.h. bei der Nenn- Netzspannung amerikanischer Stromnetze, ca.  $79 \text{ V}$  beträgt. Die entnommene Wirkleistung ist ca.  $0.9 \text{ W}$ . Eine Welligkeit der Ausgangsspannung ist bei dem gewählten Maßstab selbstverständlich nicht erkennbar. Verbunden mit der Variation der Belastung wurde eine Analyse mit einer höheren Auflösung durchgeführt. Das Ergebnis für den **Verbesserungsfaktor**

Gl. 13 Verbesserungsfaktor aus dem Welligkeitsverhältnis zwischen Ein- und Ausgangsspannung

$$\text{Verbesserungsfaktor} = \hat{U}_a(Ph) / \Delta U_a$$

der sich berechnet aus dem Verhältnis der Amplituden der Eingangswchelspannung zur Welligkeit der Ausgangsspannung an der Last unter gegebener Belastung, zeigt Tab. 4.



Tab. 4 Welligkeit der Ausgangsspannung unter Belastung

$R_{Last} / k\Omega$	$\hat{U}_a$ (Ph) /V	$U_{Last}$ /V	Welligkeit $\Delta U_a / V$	Verbesserungsfaktor $\hat{U}_a / \text{Welligkeit} =$
6,5	162,63	80,4	0,096	1694
4	162,63	63,4	0,124	1312

Die nächsten Bilder zeigen in Abb. 51 Bildteil a den pulsierenden Anodenstrom im Zeitbereich 960ms bis 1s und das zugehörige Spektrum bis 400 Hz im Bildteil b.

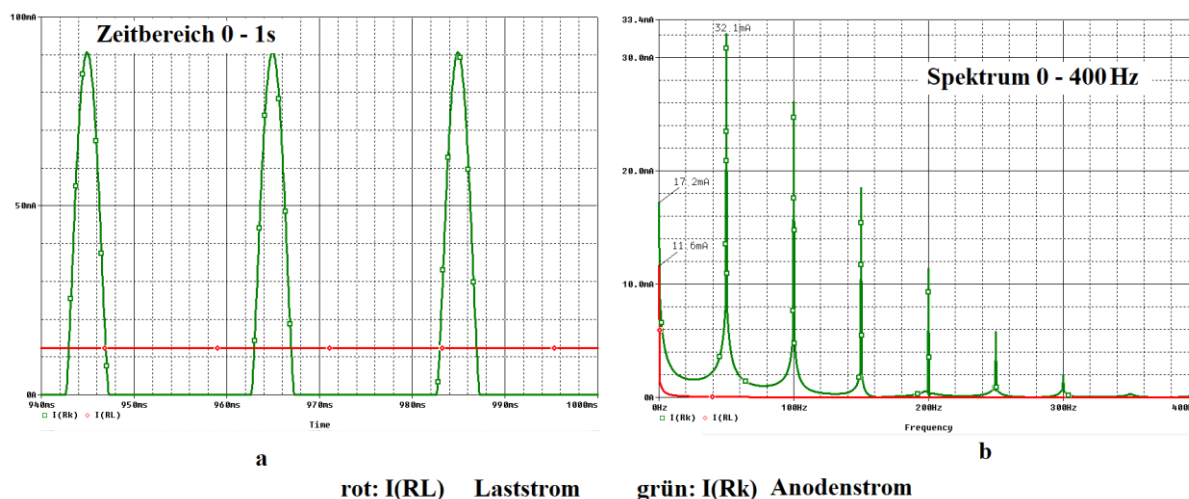


Abb. 51 Darstellung von Anoden- und Laststrom im Zeit- und Frequenzbereich

Nicht simuliert wurde die Verlustleistung in den Wirkwiderständen der Siebkette (Tiefpass).

## 4.2 Netzteil mit Doppelweggleichrichtung nach Möbius [13]

Abb. 52 ist ein Bild aus dem Lehrbuch von Möbius. Es zeigt ein Netzteil mit Doppelweggleichrichtung zur Erzeugung der Anodenspannung für Röhrengeräte. Das Schaltbild enthält keine Werteangaben. Es wurde deshalb ein Standardnetzteil mit 230V Eingangswchelspannung und ca. 250V Ausgangsgleichspannung angenommen und entsprechend dimensioniert. Die Funktionsweise wurde von Schadow [14] bildlich beschrieben; siehe Abb. 5 in dieser Arbeit.

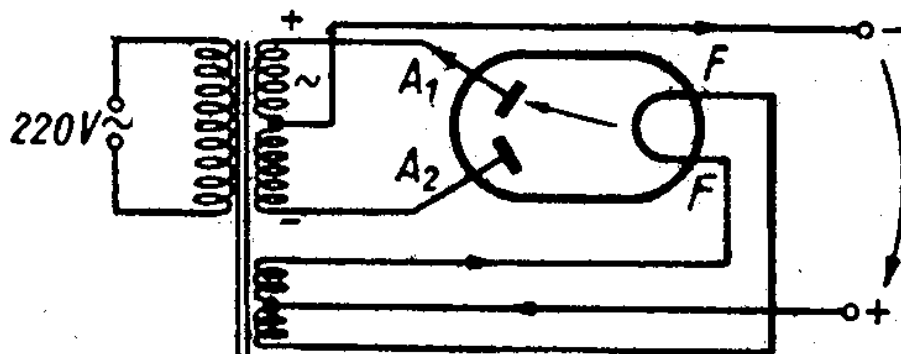


Abb. 52 Schaltplan für Netzteil mit Doppeldiode aus Lehrbuch Möbius [13]

Schaltplanbeschreibung:

Das Netzteil besteht eingangsseitig aus einem Netztransformator zur galvanischen Trennung des versorgten Geräts vom Stromnetz, eine bis dato übliche Sicherheitsmaßnahme zum Personenschutz

in der Elektrotechnik<sup>5</sup>. Dieser Netztransformator (kurz ‚Trafo‘) hat insgesamt drei Wicklungen. Eine Primärwicklung für die Einspeisung der Netzspannung, eine Wicklung für die Röhrenheizung und eine Hochspannungswicklung (HV Wicklung). Die Mittenanzapfungen der Sekundärwicklungen dienen i.a. der Symmetrierung zum Zwecke der Unterdrückung von Brummspannungen. Die Anoden A1 und A2 sind an der HV- Wicklung angeschlossen. An der Katode entsteht der Pluspol und an der Mittenanzapfung der Minuspol der DC-Ausgangsspannung.

Mit der Simulation sollen die Diagramme in den genannten Bildern aufgearbeitet werden und die Leistungsabgabe ermittelt werden. Die PSpice®- Schaltplanumsetzung zeigt Abb. 53. Im Trafo wurde für den Koppelfaktor der Erfahrungswert 0.97 (3% Verlust durch Magnetfeldstreuung) angenommen. Alle anderen Werte sind der Abbildung zu entnehmen. Der Ladekondensator CL wurde in der Simulation extrem klein angesetzt, um zunächst keine glättende Wirkung zu erzielen, jedoch in einer späteren Parameteranalyse die CL- Wirkung systematisch untersuchen zu können. Damit lässt sich die Qualität der Lehrbuchbilder prüfen Für den Transformator wurden Erfahrungswerte verwendet. Sie sind bei dieser Analyse unkritisch.

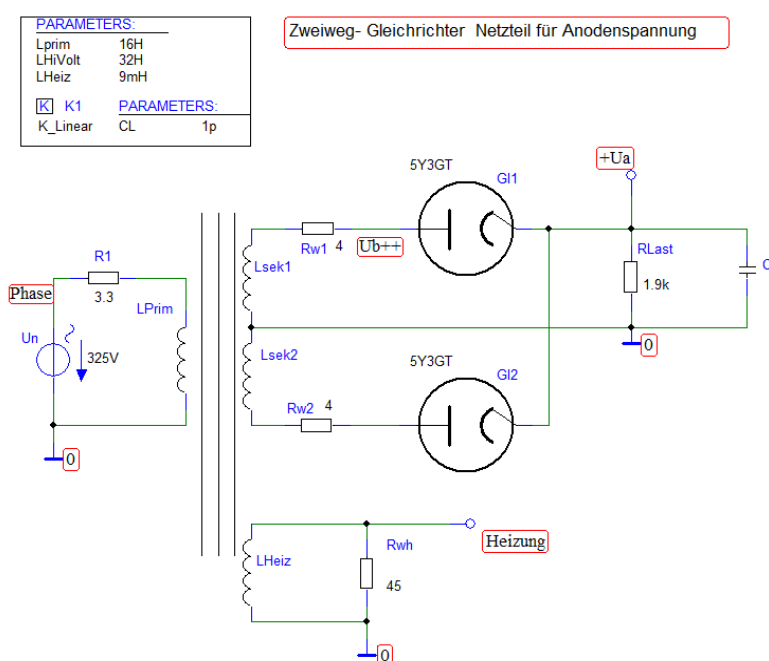


Abb. 53 Zweiweg-Gleichrichter Netzteil für Anodenspannung nach Möbius [13]

. Im Folgenden werden die Ergebnisse der Simulation ohne Grafiken vorgestellt.

- Primärseite mit Daten aus dem Bild: Netzspannung 230V (effektiv, 325 V Spitze): Gesamtleistungsaufnahme aus dem Netz 45.68 W.
- HV-Wicklung. Ergebnisse bei Belastung mit 1.9 kΩ Wirkwiderstand: Effektivwert der pulsierenden DC- Ausgangsspannung ist 255 V ohne CL und 254 V mit 10 uF. Effektiver Gleichstrom 133.8 mA. Die Leistungsabgabe über die HV-Wicklung insgesamt ist ca. 34 W.
- Heizwicklung: Effektive Heizspannung ist 4.94V. Leistungsabgabe an 45 Ω ist ca. 0.54 W statt 10 W lt. Datenblatt [9]. Das reicht natürlich nicht für die Heizung der 5Y3GT!
- Verlustleistung im Trafo: 11.14 W.

<sup>5</sup> Inzwischen sind solche Netzteile durch Schaltnetzteile überholt worden. Vorteil: Guter Wirkungsgrad, leicht, preisgünstig herzustellen. Nachteil ist i.a. keine Netzpotentialtrennung! Behaftet mit erheblichen EMV-Problemen wie Störstrahlung.

Wenn wir die Belastung der Heizwicklung auf 2A lt. Datenblatt auf  $2.5\ \Omega$  anpassen, würde man 9.64 W Heizleistung erreichen. Gleichzeitig würde dann die aufgenommene Wirkleistung aus dem Netz auf 54.5 W ansteigen, aber die abgegebene Leistung über die Anodenspannung aufgrund der Wirkverluste im Trafo auf 33.76 W absinken.

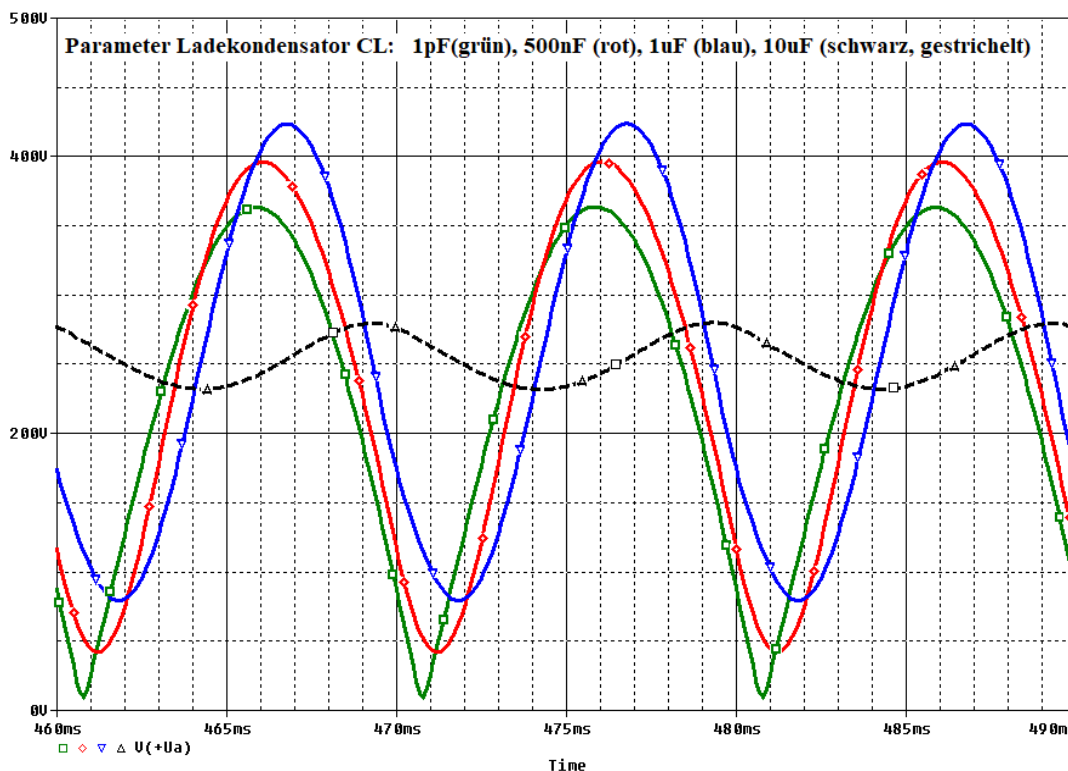


Abb. 54 Ausgangsspannung des Zweiweggleichrichters nach Möbius

Der Parameter in Abb. 54 ist der Kapazitätswert des Ladekondensators CL

- 1 pF (grün),
- 500 nF (rot),
- 1 uF (blau),
- 10 uF (schwarz, gestrichelt).

Erkenntnis ist, dass der Ladeeffekt durch CL nicht so wie in den Büchern beschrieben abläuft. Alles verläuft „runder“. Das wird verursacht durch die Reduktion der Tiefpass- Grenzfrequenz. Dadurch wird die Welligkeit zur Sinusform mit 100 Hz (Grundfrequenz der Doppelweggleichrichtung, 25 V Amplitude) verändert.

Höhere Frequenzanteile sind im Spektrum der Ausgangsspannung schwach enthalten, optisch nicht mehr erkennbar, numerisch hier 2.18 V bei 200Hz (21 dB unter der Grundschwingungsamplitude). Es ist bei einem analogen Netzteil dieser Art nicht sinnvoll, das Spektrum darzustellen. Zahlen sind aussagekräftiger.

## 4.3 UKW- Empfänger. Schaltplanauszug aus FV-Röhrendokumente EAA91

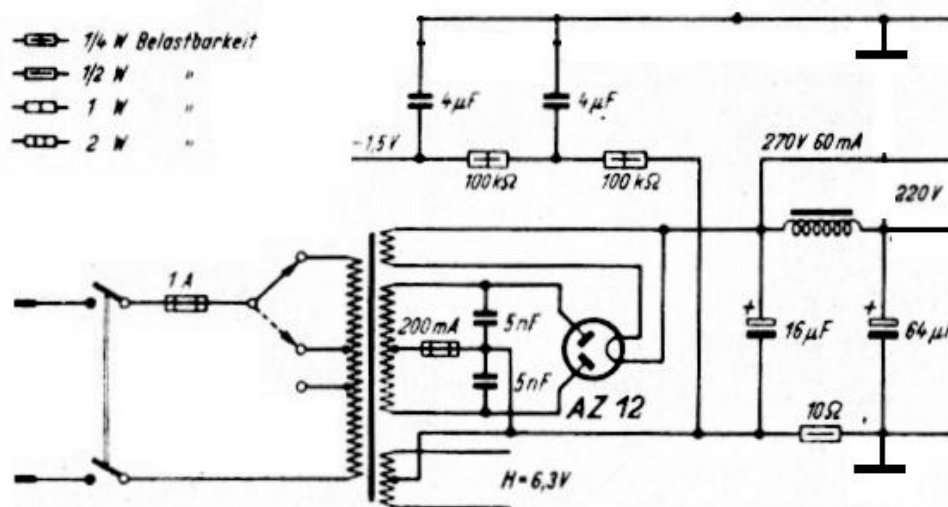


Abb. 55 Schaltplanauszug aus UKW- Empfänger [25], Blatt EB91 u.a.m.

Abb. 55 zeigt das Netzteil eines UKW- Empfängers als Auszug aus dem Datenblatt der EB91 in der Kartei der Röhrendokumente des Franzis Verlags [25]. Der vollständige Schaltplan ist im Anhang Kap 7.2 zu finden.

Im vorangegangenen Abschnitt 4.2 wurden die Transformatordaten aus der Erfahrung bezogen. Die Schaltung war unkritisch. Das soll sich nun ändern.

In den folgenden Abschnitten wird das Vorgehen zum Finden einer geeigneten Schaltung zur Simulation dieses Netzteils demonstriert. Das Ersatzschaltbild des Transformators zu ermitteln, ist der Kern in dieser Simulation. Entsprechend steht während der Beschreibung zuerst die Ermittlung des Leistungsbedarfs im Vordergrund. Die Belastung der Wicklungen und deren Verlustwiderstände sind wichtig. Auf Basis dieser Daten entwickeln wir die Ersatzschaltung, die dann mittels Feinanalyse empirisch optimiert wird. Ziel ist es, möglichst wenige Annahmen treffen zu müssen, die dann messtechnisch begründbar sind.

### 4.3.1 Beschreibung des Schaltungsauszugs

Im Schaltplanauszug setzt ein Netztransformator, der gleichzeitig das Stromnetz galvanisch vom Empfänger trennt, die 230 V-Netzspannung bei fester Netzfrequenz 50Hz erstens auf zwei getrennte Niederspannungen, die Gleichrichterheizung 4V (AZ12) und 6.3V für alle anderen Röhren herab. Die Mittenanzapfung der Heizwicklung dient der Verbesserung von Brummeffekten in der NF-Wiedergabe. Zweitens hat der Trafo eine Hochvolt (HV)- Wicklung mit geschätzten 300 V (aus 270 V hochgerechnet) für die Anoden- und Schirmgitterspannungen des Empfängers. Die HV-Wicklung hat eine nahe an Massepotential liegende Mittenanzapfung für den Zweiweggleichrichter. Die Symmetrie sorgt hier für eine gleichmäßige Belastung der Dioden.

Die beiden 5 nF- Kondensatoren parallel zu den HV- Wicklungen dienen vorwiegend der Unterdrückung von Störspannungen. Sie sollen verhindern, dass quasi als HF-Signal wirkende Spannungen aus dem Netz in den Empfänger gelangen und umgekehrt, dass z.B. die Lokaloszillatorspannung nicht nach außen dringt. Es ist eine Entstörmaßnahme.

Die Hochspannung beträgt nach der Zweiweggleichrichtung 270 V am Ladekondensator (16 uF) mit dem angegebenen Laststrom von 60 mA für die NF-Endstufe und dem zunächst unbekanntem Strom durch die Siebkette.

Die Siebkette besteht aus Drossel (z.B. die Erregerspule eines dynamischen Lautsprechers mit der Induktivität 20 Hy, Verlustwiderstand 1.6 kΩ nach [26]) und zweitem Elektrolytkondensator (64 uF).

Bauteilaufgabe ist die Glättung der Versorgungsspannung für den Empfänger durch Tiefpasswirkung. Über der Erregerwicklung fallen 50 V ab, sodass 220 V zur Verfügung stehen.

Der gesamte Empfängerstrom fließt durch den 10 Ω Widerstand. Der Spannungsabfall ergibt eine Spannung von 1.5V, die als negative Vorspannung für die verzögerte Regelung dient. Die Glättung der Vorspannung erfolgt über eine Tiefpasskette aus zwei RC-Glied-Kombinationen, je 100 kΩ in Reihe und 4 μF parallel. Da die RC-Kette nicht belastet wird, bedeutet dies, die 1.5 V liegen auch am Ende der Kette, wie im Schaltplan angegeben.

Über die 1.5 V lässt sich somit der gesamte-Empfänger- Gleichstrom zu **150 mA** bestimmen!

Die Sicherung in der Leitung zur Mittenanzapfung ist mit 200mA dimensioniert. Passt also!

Im nächsten Schritt können wir jetzt auch den **Gleichstrom durch die Drossel** abschätzen:

$(150 - 60)\text{mA} = \mathbf{90\text{mA}}$ . Wir erhalten in Folge den wahren Verlustwiderstand der Drossel in guter Näherung zu  $50\text{ V} / 0.09\text{ A} = 556\ \Omega$ . Dieser Wert wird anstelle der ursprünglichen angenommenen 1.6 kΩ verwendet.

## 4.3.2 Aufbereitung der Netzteilschaltung für die Simulation

### 4.3.2.1 Energiebilanz der Anoden- und Schirmgitterkreise

Im Schaltbildauszug Abb. 55 ist inzwischen der gesamte Gleichstrombedarf mit 150 mA bekannt.

Zusammenfassung der Energiebilanz der Anoden- und Schirmgitterkreise:

- Der Sollwert der Hauptspeisespannung für die beiden Endstufenröhren ist 270 V bei einem Strom von 60 mA. In der Simulation muss diese Stelle in der Simulationsschaltung mit  $R_{\text{Last}} = 270\text{ V} / 60\text{ mA} = 4500\ \Omega$  belastet werden.
- Speisespannung (Sollwert) für alle weiteren Röhren ist 220 V. Der Gesamtstrom durch die Siebkette beträgt ca. 88mA (siehe Rechnung im Anhang). Das passt gut zu den 90 mA, die anfangs über den Gesamtstrom abgeschätzt wurden. Für die Belastung dieses Anschlusses wird ein Wirkwiderstand von  $220\text{ V} / 90\text{ mA} = 2445\ \Omega$  erforderlich.
- Energieverbrauch (Verlustleistung) des 10 Ω Zentralwiderstandes ist  $(1.5\text{V})^2 / 10\ \Omega = 0.225\text{W}$ . Das passt zu der Angabe ½ W Belastbarkeit im Schaltbild.

Somit wird die DC- Leistung des Empfängers bei ca. 40.5W ( $270\text{V} * 150\text{mA}$ ) liegen.

### 4.3.2.2 Energiebilanz der Heizkreise

Daten für Heizspannungen und Heizleistung werden Röhrentabellen entnommen. Die Auswertung wurde mit EXCEL® vorgenommen. Das Ergebnis findet sich in Tab. 6 im Anhang.

Ergebnis:

- Belastung der 4V- Wicklung mit 2.3 A. Die AZ12 benötigt 9.2 W Heizleistung. In der Simulation ergibt sich ein Widerstand von 1.739 Ω
- Belastung der 6.3V- Wicklung mit 5.42 A. Alle anderen Röhren benötigen zusammen 34.15 W Heizleistung. Es ergibt sich 1.162 Ω für die Belastung der 6.3 V- Heizwicklung.

Die Angabe 43.35 W für die gesamte Heizleistung dient später als Kontrollwert für die Gesamtbilanz des Energieverbrauchs im Trafo.

### 4.3.3 Der Netztransformator (Trafo)

In diesem Abschnitt wird der Transformator behandelt.

Als Leistungsbedarf (ohne Verluste im Trafo) sind  $(40.5 + 43.4)W = \text{ca. } 84W$  abgeschätzt worden.

Diese Leistung muss der Trafo aus dem Netz holen.

Transformatoren dienen der verlustarmen Energieübertragung und gleichzeitig zur galvanischen Trennung zwischen dem Stromnetz und dem Gerät. Funktionsprinzip:

Energieübertragungsmedium ist das magnetische Feld in einem Eisen- oder Ferritkern. Der magnetische Fluss der Primärspule greift verlustfrei (-arm) in die Sekundärspule und induziert dort eine Spannung. Wird ein Lastwiderstand angeschlossen, fließt ein entsprechender Strom.

Prinzipiell ist der Transformator ein nichtlineares Bauelement bezüglich der Impedanz einer Wicklung. Bei zu hohem überlagertem Gleichstromfluss geht nämlich der Eisenkern in die magnetische Sättigung (Stichwort: Hysterese- Kurve). Geschieht das (manchmal periodisch kurzzeitig), dann wird die Induktivität kleiner als der Nennwert. Es entstehen nichtlineare Verzerrungen im Stromkreis. Die Übertragungseigenschaft wird schlechter.

In unserem Transformator darf das nicht geschehen.

**Die Übertragung der Energie muss zwischen Primär- und Sekundärwicklung linear erfolgen.**

Als geeignetes Koppel-Bauelement verwenden wir in PSpice® deshalb „K\_Linear“.

Lt. Beschreibung handelt es sich um ein „Multi-Winding Coupling (with CORE model)“. Bis zu sechs Induktivitäten L1 bis L6 dürfen auf einem Magnetkern (Core) gesetzt werden. Die Kopplung zwischen Primär- und allen Wicklungen der Sekundärseite wird durch einen reellen Koppelfaktor „COUPLING“ realisiert. Im Prinzip ist COUPLING = 1 ein Idealer Transformator, d.h. Wirkungsgrad ist Eins.

Seine Energiebilanz gilt:

$$\text{Ausgangsleistung} = \text{Eingangsleistung.}$$

Real muss es heißen: Ausgangsleistung + Verlustleistung = Eingangsleistung.

In unserer Simulation haben wir bereits die Ausgangsleistung bestimmt, die Verlustleistung wird im Folgenden abgeschätzt.

Verluste sind ungenau bestimmbare Größen, abhängig von Drahtdurchmessern, Materialien, usw..

Hier versteckt sich eine große Unsicherheit der Simulation. Eine weitere wird durch den Koppelfaktor offenbar.

#### 4.3.3.1 Koppelfaktor

Der Koppelfaktor ist eine reelle Zahl zwischen Null und Eins.

Das von der Primärwicklung erzeugte Magnetfeld erreicht nicht, wie es sein sollte, vollständig die Sekundärwicklungen. Ein Teil geht als Streufluss verloren. Dies führt dazu, dass der Koppelfaktor des Transformators nicht ideal Eins wird, sondern bauforn- und materialbedingt kleiner Eins.

Aus dem früheren Praktikumsversuch „Grundlagen Elektrotechnik: „Der Industrietransformator“ an der Hochschule Emden-Leer erhielt man messtechnisch 0.96, also 4% Verlust durch Streufluss. Wir nehmen den Wert als Untergrenze an. Moderne Transformatoren erreichen durch die Verwendung von Ringkernen aus Ferritmaterial statt Weicheisenblech mit M-Schnitt sogar Werte bis 0.99999! Das dient uns als Bestwertangabe.

Wir legen **willkürlich** in unserem Transformator- Modell einen sehr guten **Koppelfaktor 0.999** fest.

Der Vorteil eines solch guten Werts wird sich in der Simulation bemerkbar machen.

Trotzdem bleibt anzumerken, dass der Koppelfaktor eine unsichere Größe ist.

### 4.3.3.2 Verlustleistung

Nach den bisher ermittelten Parametern des Transformators schätzen wir die zu liefernde DC- und Heizleistung auf ca. 84 W.

Für die Verlustleistung sind im Wesentlichen Kupferverluste in den Wicklungen verantwortlich. Sie erzeugen Wärme. Erfahrungsgemäß wird der Transformator mindestens 100 W aufbringen müssen. Wir werden am Ende der Simulation genauere Angaben erhalten.

Zwei Arten von Verlusten sind zu unterscheiden: Wirkverluste in den Kupferdrähten und die Streuverluste im Kern. Im Folgenden werden wir die Kupferverluste abschätzen, die eng mit den (ebenfalls noch zu bestimmenden) Induktivitäten verbunden sind.

### 4.3.3.3 Induktivitäten und Verlustwiderstände

Jede Wicklung wird, um die Verluste gering zu halten, aus Kupferdraht gewickelt. Je nach Wicklungszahl und Drahtstärke schwankt der Wirkwiderstand einer Spule. Dünner Draht hat höheren Widerstand als dicker Draht. Hochspannungswicklungen haben sehr dünne Drähte mit vielen Windungen für geringe Ströme. Dagegen benötigen die Heizwicklungen wenige Windungen mit dickem Draht, wegen der großen Ströme. Starke Einschränkung: Der eng begrenzte Raum muss für alle Wicklungen reichen!

Fünf Induktivitäten und ihre Verlustwiderstände sind in unserem Falle zu bestimmen:

- Primärwicklung  $L_{\text{prim}}$ , Verlustwiderstand  $R_{\text{vprim}}$  relativ hoch (hohe Windungszahl),
- Sekundärwicklung für 4V Heizung  $L_{\text{s4V}}$ , Verlustwiderstand  $R_{\text{vs4V}}$ , wenig Windungen, geringer Widerstand,
- Sekundärwicklung für 6.3V Heizung  $L_{\text{s6V}}$ , Verlustwiderstand  $R_{\text{vs6V}}$ , wenig Windungen, geringer Widerstand,
- Zwei identische Hochvoltwicklungen LHV1, LHV2, Verlustwiderstand  $R_{\text{vsek}}$ . Sehr viele Windungen. Relativ hoher Widerstand.

Im Prinzip können wir bezüglich der Kupferwiderstände im Modell nur mit Erfahrungswerten planen, die wir aus der Literatur beziehen (z.B. [27],[14] ) oder besser: Eigene Messungen vornehmen.

Wichtige Tatsache:

**Die Induktivität  $L_{\text{prim}}$  der Primärwicklung und ihr Verlustwiderstand sind zwei einfach nachmessbare Größen!** Über das Netzanschlusskabel sind sie stets von außen erreichbar!

Erkenntnis:

**$L_{\text{prim}}$  wird zur Bezugsgröße.** Alle anderen Induktivitäten eines Trafos werden über das gewünschte Transformationsverhältnis von Primär- zu Sekundärspannung aus dem Basisparameter  $L_{\text{prim}}$  errechnet. Verlustwiderstände lassen sich leichter abschätzen als kalkulieren. Wir beginnen also die Datenaufbereitung mit den Angaben der Primärseite:

- Unproblematisch: Die effektive Netzspannung ist 230V, Amplitude primär somit 325V. Anzapfungen für andere Netzspannungen werden nicht berücksichtigt.
- Sicherung 1A: Maximale Leistungsentnahme ist demnach 230 W. Die gesamte Leistungsaufnahme des Empfängers ist (noch) unbekannt, geschätzt wurden ca. 84 W. Aus anderen Schaltplänen (Graetz) entnehmen wir ebenfalls ca. 50 bis 120W. Damit haben wir einen Erwartungswert.

Aus dem erwähnten Praktikumsversuch (Umsetzung 230 V auf 23 V) messen wir stellvertretend für einen Industrietransformator folgende Werte:

Primär-Induktivität 7 H, Verlustwiderstand 3.2  $\Omega$ , Sekundärwicklung (23 V) 70 mH, Verlustwiderstand 0.2  $\Omega$ , Koppelfaktor 0.96.

Neuere Messungen an einem hochwertigen Netztransformator von Siemens & Halske-(B71616-A102-A997 6Zub. Bv 724102/35/1786. Ausg. X, geschätztes Baujahr 1955, daher realistischer an unserem Gerät und dem Schaltbild) lieferten für die Primärwicklung Induktivität 3.77 H, Verlustwiderstand 26.8  $\Omega$ .

Alle gemessenen Werte unterliegen i.d.R. Schwankungen.

Daraus bilden wir willkürlich, aber nachvollziehbar, den realitätsnahen Kompromiss:

**Die Bezugsinduktivität  $L_{prim}$  3.8 H, Verlustwiderstand 13  $\Omega$ .**

Die sekundärseitigen Induktivitäten lassen sich mit  $L_{prim}$  und über das gewünschte Spannungs-Übersetzungsverhältnis, identisch mit dem Windungsverhältnis bestimmen. Das Übersetzungsverhältnis wird oft mit N abgekürzt.

Formel zur Bestimmung der Trafo- Induktivitäten:

Gl. 14 Formeln zur Berechnung der Transformator-Induktivitäten

$$N_i = \left( \frac{U_{sekundär_i}}{U_{primär}} \right), \quad L_{sek_i} = L_{prim} \cdot (N_i)^2 \cdot$$

Auf diese Weise erhalten wir für die Induktivitäten der Heizwicklungen:

Gl. 15 Berechnung der 4V- Wicklungsinduktivität

$$L_{sek(4V)} = L_{prim} \cdot (4/230)^2 = 1.15 \text{ mH},$$

Gl. 16 Berechnung der 6.3V- Wicklungsinduktivität

$$L_{sek(6V)} = L_{prim} \cdot (6.3/230)^2 = 2.85 \text{ mH}.$$

Entsprechend für eine Hochspannung von 300V die Induktivität:

Gl. 17 Berechnung der 300V- Wicklungsinduktivität

$$L_{sek(300V)} = L_{prim} \cdot (300/230)^2 = 6.47 \text{ H}.$$

Im Simulationsprozess werden wir die Formeln stehen lassen; sind damit flexibel beim Ändern von Spannungen, so wird z.B. die Zahl 300 in Gl. 17 später noch fein justiert!

Für die Verlustwiderstände der Heizwicklungen wählen wir (willkürlich, aber sinnvoll)

$R_{v4V} = R_{v6V} = 0.1 \Omega$ .

Auf die Mittenanzapfung der 6.3V- Wicklung wird verzichtet, da sie für die Simulation ohne Bedeutung ist. Wichtig ist nur, dass die Leistungsabgabe aller Wicklungen stimmt, denn sie hat wesentlichen Einfluss auf die gesamte Leistungsbilanz des Netztransformators und alle Spannungen. Die vollständige Transformator- Testschaltung sehen wir in Abb. 56.



Netztransformator für UKW- Superhet nach FV- Röhrendokumente1953 (EAA91, EB91)

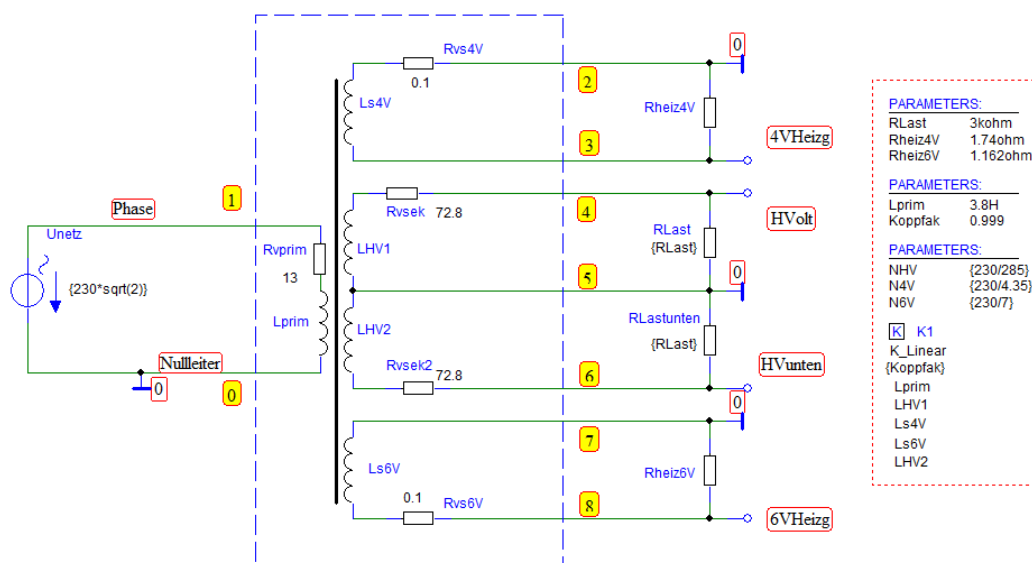


Abb. 56 Vollständige Netztransformator- Testschaltung

Ergebnisse der Transientenanalyse als Mittelwerte (AVG) beim Endzeitpunkt 200 ms abgelesen ergibt folgende Leistungen:

- Aufnahme aus dem Netz: 121.5 W. Verlustleistung im Rvprim: PvPrim = 3.65 W.
- HV- Wicklung:  $RMS(V(HV\text{olt})) = 268.2\text{ V}$ ,  $I(RL\text{ast}) = 89.4\text{ mA}$ ,  $P_w = 24\text{ W}$ .  
Leistungsverlust im 72.8  $\Omega$  Verlustwiderstand: 1.2 W.  
Die Wicklung ist beim Trafo-Test zweimal mit Belastung vorhanden, d.h. Gesamt-  $P_w(HV)$  im Trafo-Test ist ca. 48 W.
- Heizung 4V: 3.965 V,  $I(4V\text{Heizg}) = 2.279\text{ A}$ ,  $P_w = 9.035\text{ W}$  (statt 9.2 W Nennwert),  
Leistungsverlust im 0.1  $\Omega$  Verlustwiderstand: 0.52 W.
- Heizung 6.3V: 6.212 V,  $I(6V\text{Heizg}) = 5.346\text{ A}$ ,  $P_w = 33.2\text{ W}$  (statt 34.15 W),  
Leistungsverlust im 0.1  $\Omega$  Verlustwiderstand: 2.86 W.

Zum Vergleich mit Sollwerten erhalten wir die Leistungs-Abweichungen bei der 4V-Heizung 1.83% und bei 6V 2.85% bezogen auf den Nennwert.

Die Leistungsaufnahme liegt mit ca. 121.5 W im früher genannten Erwartungsbereich.

Als gesamte Verlustleistung errechnen wir im Testbetrieb  $(3.65 + 1.2 + 0.52 + 2.86)W = 8.23\text{ W}$ .

Als gesamte Wirkleistung summieren wir im Testbetrieb  $(48 + 9.035 + 33.2)W = 90.2\text{ W}$ .

Gesamtwirkungsgrad:  $90.2/121.5 = 0.749 = 75\%$ .

Wir können dieses Transformator-Modell in unser Gesamtschaltbild übernehmen. Feinjustierung zum Zwecke der Angleichung der Spannungswerte an das Originalschaltbild wird nur noch an der 300 V HV- Wicklung stattfinden.

#### 4.3.4 Aufbereiteter Schaltplan des UKW- RX nach Abb. 55

Nachdem der Netztransformator in guter Näherung bekannt ist, wird das Schaltbild für die Simulation vervollständigt. Siehe Abb.57 (S. 58).

Im Bild sind bereits die optimierten Parameter eingetragen. Hier die vollständige Liste:

$RL\text{ast} = 2.445\text{ k}\Omega$ ,  $R\text{Heiz}4V = 1.74\ \Omega$ ,  $R\text{Heiz}6V = 1.162\ \Omega$ ,  $R\text{HV} = 4.5\text{ k}\Omega$ ,

$R\text{verlust(Drossel)} = 556\ \Omega$ ,  $R\text{uv} = 10\ \Omega$ ,

$L\text{prim} = 3.8\text{ H}$ ,  $\text{Koppfak} = 0.999$ , Die korrigierten Windungsverhältnisse sind

$N4V = \{4.36/230\}$ ,  $N6V = \{7.05/230\}$ ,  $NHV = \{312/230\}$ .

Anmerkung: Die Windungsverhältnisse Ni sind im Simulationsschaltbild als Kehrwerte notiert.  
Alle Rechnungen entsprechen den Angaben der Gl. 11 bis Gl. 13.

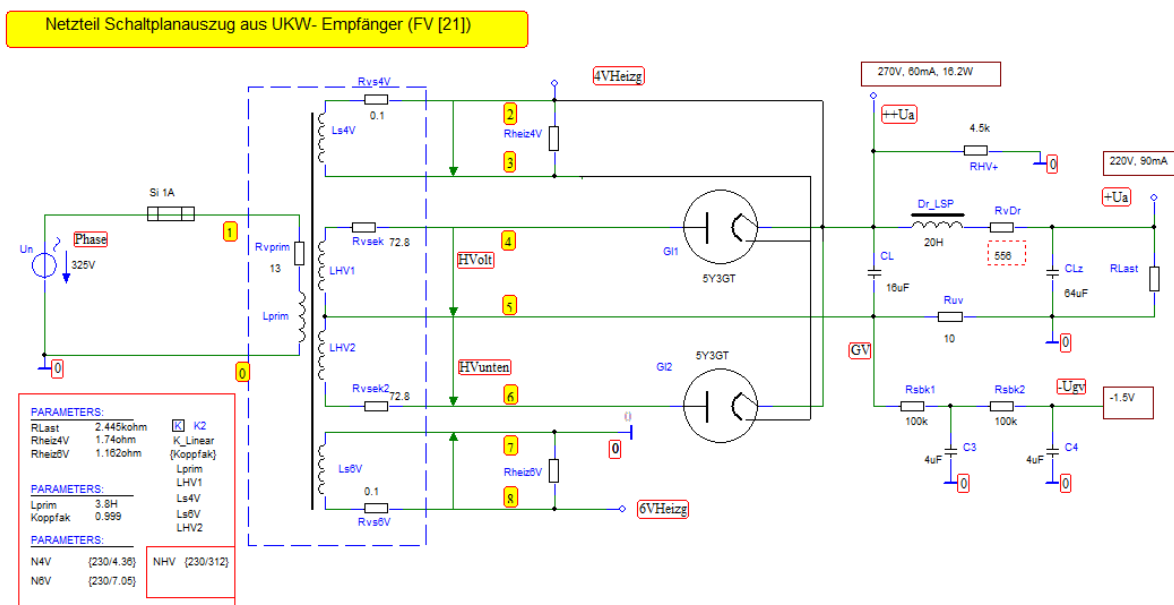


Abb. 57 Aufbereiteter Schaltplan des UKW- RX nach Abb. 55

Die Resultate (Effektivwerte bei Wechselspannung und –Strom) der Transientenanalyse wurden beim Zeitpunkt Time = 6 s abgelesen:

Primärseitige AC-Angaben als Effektivwerte:

Netzspannung 230 V,  $I(U_n) = 536.645 \text{ mA}$ , 123.43 W Leistungsaufnahme aus dem Netz.

Sekundärseitige DC-Werte:

$U_{a++} = 274.04 \text{ V}$ ,  $I(RHV+) = 60.755 \text{ mA}$ , 16.828 W,

$U(+U_a) = 222.139 \text{ V}$ ,  $I(RL_{last}) = 91.44 \text{ mA}$ , 20.278 W,

DC- Gesamtleistung = 37.1 W,

DC- Gesamtstrom durch  $R_{uv}$ : 153.286 mA,  $P_v = 0.235 \text{ W}$ .

Gittervorspannung:  $U_{gv} = -1.5186 \text{ V}$ .

Sekundärseitige AC-Angaben als Effektivwerte:

Heizung 4V: 4.0031 V,  $I(Rheiz4V) = 2.3007 \text{ A}$ , 9.2098 W,  $P_v = 0.529 \text{ W}$

Heizung 6V: 6.3026 V,  $I(Rheiz6V) = 5.4239 \text{ A}$ , 34.184 W,  $P_v = 2.94 \text{ W}$ .

Gesamte Sekundäre Nutzleistung (DC+ AC): 80.5 W,

Wicklungsverluste:  $(0.529 + 2.94 + 2 \cdot 0.582 + 3.744) \text{ W} = 8.377 \text{ W}$ .

Es erübrigt sich, Abweichungen von den Sollwerten (sind im Prinzip auch nur ungefähre Angaben) diskret in Prozenten anzugeben.

Für den Gesamtwirkungsgrad der Schaltung erhalten wir:

$$\eta = \left( \frac{P_{w\_sekund \text{ \u00e4r}}}{P_{w\_prim \text{ \u00e4r}}} \right) = 80.5/123.43 = \underline{65.2\%}$$

Diese Angabe soll nicht weiter kommentiert werden.

Wir stellen abschließend fest: Nachbildung und Vorgaben lt. Schaltplan stimmen sehr gut überein.

---

## 5. Erkenntnisse, Nachlese

- **Ziel:**  
**Nachbildung von Hochvakuum-Röhrendioden und ausgewählter Anwendungen mit Software.**  
Auszüge aus Radio-Schaltplänen und Datenblättern von Röhrendioden werden auf modernen Rechenmaschinen nachgebildet. Grundsätzlich kommt es in dieser Dokumentation auf das Verständnis der Funktion und ihrer softwaremäßigen Nachbildung an. Grundlagenkenntnisse werden vorausgesetzt. Zielrichtung dieser Schaltungsanalyse ist grundsätzlich anders als die übliche Simulation zum Zwecke der Vorhersage von Platinen-Eigenschaften. Zutreffender sollte es heißen „Nachempfinden“ einer altbekannten Schaltung.
- **Methode:**  
Elektronik-Simulation mit dem Netzwerkanalyseprogramm PSpice® (Vers. 9.1) und dem „Schematics Editor“, eine weit verbreitete Software der Fa. OrCAD® auf Windows® Systemen. Die Studentenversion 9.1 lässt sich frei aus dem Internet herunterladen. Erfreulicherweise ist es damit gelungen, eine vernünftige Übereinstimmung zwischen Dioden-Theorie in alter Literatur und moderner Praxis mit dem Simulationswerkzeug zu erzielen.
- **Untersuchte Hochvakuum-Röhrendioden:**
  - I. HF- Dioden AB1, AB2, EB91,
  - II. Leistungsdioden 5Y3-GT, GZ34.
- **Untersuchte Diodenschaltungen:**
  - I. Ein- und Zweiweg- HF Gleichrichter im Röhren-Radio als AM- Demodulator bei Zwischenfrequenz.
  - II. Erzeugung einer „Verzögerten Regelspannung“ zur automatischen Verstärkungsregelung.
  - III. Leistungsanwendung. Zweiweg-Gleichrichter für Anodenspannung. Nachbildung einer Lehrbuchschaltung.
  - IV. Anwendung als Einweggleichrichter im Netzteil eines Allstrom-Radios .
  - V. Anwendung im Netzteil eines UKW- Empfängers als Lieferant für mehrere Anodenspannungen. Nachbildung eines Netztransformators.
- **Einschränkungen bei der Nachbildung:**  
Parasitäre Elemente (z.B. Zuleitungs-Induktivitäten in Dioden) wurden in erster Näherung fortgelassen. **Ausnahmen** sind:
  - I. Kapazität zwischen Anode und Katode (bei HF-Anwendung als konzentriertes C eingebaut),
  - II. Verlustwiderstand von Induktivitäten im Schwingkreis (bestimmt die Spulengüte) und im Netztransformator (Erfassung von Wirkverlusten).Alle notwendigen Annahmen wurden erklärt.
- **Mathematische Beschreibung der Dioden-Kennlinie:**
  - I. Formel für den Anodenstrom als Funktion von der anliegenden Anodenspannung mithilfe der PSpice®- Funktionen  $PWR(U, EX)$  und  $PWRS(U, EX)$ , bzw.
  - II. mithilfe der PSpice®- Funktionen  $PWR(U, EX)$  und der Signum- Funktion  $SGN(U)$Beide Methoden lieferten sehr gute Näherungen bezogen auf Datenblätter der EB91 und 5Y3GT. Die Abweichungen liegen im niedrigen Prozentbereich (< 10%). Gründe dafür wurden erklärt.

- **Linearer Gleichrichter:**

Die Untersuchung ergab: Unter „Linearem Gleichrichten“ versteht man, dass angelegte Wechselspannung 1:1 in Gleichspannung umgesetzt wird.

- I. Hochvakuumdioden sind nur für Großsignalbetrieb ( $U > 1V$ ) zu gebrauchen. Spannungen unter ca. 1V werden nicht mehr „linear“ gleichgerichtet. Die Gleichrichterwirkung verschwindet ganz. Funktioniert gut bei großen Spannungen wie z.B. bei der Gleichspannungserzeugung aus dem Stromnetz.
- II. Lineare Gleichrichtung ist erwünscht bei HF- Anwendung<sup>6</sup>. Einsatz der Röhrendiode ist nur am Ende der (ZF-) Verstärkerröhre in einem Empfänger sinnvoll.

- **Anlaufstrom:**

In einer Hochvakuumdiode fließt bereits ohne Anodenspannung ein geringer Anodenstrom. Er wird durch die kinetische Energie der aus der heißen Katode austretenden Elektronen verursacht. Erst bei einer geringen negativen Anodenspannung  $U_{ao}$  erreicht man null mA. Bereich:  $-1 V < U_{ao} < 0 V$ . Dieser Effekt konnte in der Anodenstrom- Formel für die HF- Diode mit  $U_{ao} = 30 mV$  berücksichtigt werden und wird auch in der TUBE.LIB berücksichtigt. Dadurch ließen sich sehr gute Übereinstimmungen zwischen dem Simulationsmodell und Datenblattangaben, bzw. - Diagrammen erreichen. Die Verbesserung zeigt sich besonders bei Ein- und Zweiweg- HF-Gleichrichterschaltungen bei der Zwischenfrequenz 352 kHz. Bei Hochspannungs- und Leistungsanwendungen ist der Anlaufstrom bedeutungslos und wird auch in der TUBE.LIB nicht berücksichtigt.

- **Verzögerte Regelspannung:**

Die Erzeugung einer „Verzögerten Regelspannung“ im Radioempfänger wurde ausführlich behandelt. „Verzögerung“ bedeutet, dass die Regelung erst ab einem gewissen Spannungsschwellwert einsetzt. Auch die Erzeugung der Schwellwertspannung durch einen Katodenwiderstand im Anodenstromkreis einer NF- Verstärkerröhre (Pentode) war Gegenstand der Untersuchung.

- **Entdeckte Fehler:**

In einigen Karteiblättern aus den 1950er Jahren sind über die Simulation Unstimmigkeiten entdeckt worden, die offensichtlich durch redaktionelle Fehler entstanden sind (3.1.1).

- **Kompromisse bei Bauteildimensionierung:**

- I. Realitätsnahe Kompromisse mussten in einem Beispiel aus einem alten Lehrbuch eingegangen werden.
- II. Ebenso war Empirik auch beim Koppelfaktor zwischen Primär- und Sekundärseite eines Netztransformators notwendig.
- III. Nicht so bei der unbekanntem Primärinduktivität des Netztransformators. Sie ist eine messtechnisch leicht zugängliche Größe. Jederzeit kann ein sehr genauer Wert für eine noch realitätsnähere Simulation über das Netzanschlusskabel gemessen werden.

Fazit der Kompromisse: Der Erfolg rechtfertigt Vorgehensweise und Annahmen.

---

<sup>6</sup> Die Ausnahme, die „Quadratische Gleichrichtung“ kommt nur im Mikrowellenbereich zur hochempfindlichen Detektion von HF- Leistungen vor und ist keine Sache für unempfindliche Hochvakuum-Röhrendioden. Dazu werden ausschließlich Metall- Halbleiter- Dioden verwendet, die hier kein Thema sind.

---

## 6. Verzeichnisse

### 6.1 Literaturverzeichnis

- [1] Robert Heinemann, *PSpice. Eine Einführung in die Elektroniksimulation*. München: Carl Hanser Verlag. ISBN: 3-446-40749-9 , 2006.
- [2] Matthias Schepers, "HISTORISCHE ELEKTRONENRÖHREN IN NEUEM GEWAND," Hochschule Emden-Leer, 2016.
- [3] Jed Margolin, *The Road to the Transistor*.
- [4] Karl Möbius, *Flugfunkwesen Teil 1. Physikalische Grundlagen der Funktechnik*. Berlin Charlottenburg 2: C.J.E. Volckmann Nachf. E. Wette, 1944.
- [5] Franzis Verlagsmitarbeiter, *Röhrenkartei*, 1949.
- [6] Philips, "AB2 Duodiode. Datenblatt S.37 u. 38," 1935. Bearb. 2000.01.30.
- [7] Philips Electronic Tube HANDBOOK, "AB1\_AB2\_Philips\_Datenblatt.PDF," 1953.12.12, 1999.06.26.
- [8] General Electric. Electronic TUBES. ET-T965, 5Y3-GT. Twin Diode for Full-Wave Power Rectifier Applications, 10-1955.
- [9] General Electric, "5Y3-GT. For Full-Wave Power Rectifier Applications (German Type: GZ34)," Juni 1950.
- [10] Franzis Verlag, F. Kunze, E. Schwandt, Jürgen Schwandt , *RTT. Röhren-Taschen-Tabelle*. München 37: Franzis Verlag , 9. völlig neu bearbeitete Auflage, 1963.
- [11] Rolf Dr.-Ing. Bachstroem, *Die Grundlagen der Funktechnik für den Soldaten*. Berlin: Verlag von Julius Springer, 1940.
- [12] Muck31. ((3.10.2007) Letzter Zugriff: 8.3.2018) [de.wikipedia.org/wiki/Edison-Richardson-Effekt](http://de.wikipedia.org/wiki/Edison-Richardson-Effekt). [Online]. [de.wikipedia.org/wiki/Edison-Richardson-Effekt](http://de.wikipedia.org/wiki/Edison-Richardson-Effekt)
- [13] Karl Möbius, *Flugfunkwesen. Teil 1. Physikalische Grundlagen der Funktechnik*.. Berlin-Charlottenburg 2: Volkmann Nachf. E. Wette, 6.Aufl. 1944..
- [14] Rudolf Schadow, *Funkwerktechnik*. Berlin: Weidmannsche Verlagsbuchhandlung., 1944.
- [15] Franzis Verlag (FV), "Röhren-Dokumente. Vorläufige Röhrendaten. Letzter Band," *danach Beilage zur Funkschau. Stand vom 1.4.1952.*, Apr. 1952.
- [16] Gundlach Meinke, *Handbuch der Hochfrequenztechnik. 3. Auflage*. Heidelberg, Berlin, New York: Springer Verlag, 1965.
- [17] G. Dr. Anders, W. Dr. Hagemann, and P. Dr. Neumann, *Funktechnik in Frage*. Berlin SW68: Weidmannsche Buchhandlung, 1934.
- [18] Wolfgang Dr. Bitterlich, *Einführung in die Elektronik*. Wien- New York: Springer- Verlag, 1967.
- [19] Meinke/ Gundlach, *Handbuch der Hochfrequenztechnik*. Heidelberg, Berlin, New York: Springer Verlag, 1962, vol. 2. Auflage, Röhrendiode Anlaufstrom und Kontaktspannung zum Raumladungsgebiet S. 756 - 763.
- [20] I.N. und K.A. Semendjajew Bronstein, *Taschenbuch der Mathematik*. Zürich und Frankfurt: Verlag Harri Deutsch, 6. Auflage 1966.
- [21] Heiko Schroeter. (Jan. 2014) Port of Norman Koren's matlab routines to SCILAB [Tube charts: Ia(Ua)].
- [22] SciLab enterprises. (2009) [www.scilab.org](http://www.scilab.org). [Online]. <https://www.scilab.org>
- [23] Norman Koren. ([http://www.normankoren.com/Audio/Tubemodspice\\_article.html](http://www.normankoren.com/Audio/Tubemodspice_article.html), Norman Koren Vacuum tube audio page.) <http://www.normankoren.com/Audio/index.html>.
- [24] Cadence Design Systems, PSpice Reference Guide. pspref.pdf, Second online edition 31 May 2000.

- 
- [25] Franzis Verlag (FV), *Röhren-Dokumente. Vorläufige Röhrendaten. Letzter Band, danach Beilage zur Funkschau*. München: Franzis Verlag (FV), 1.4.1952.
- [26] Herbert G. Mende, *Das Radio-Baubuch. Moderne Schaltungstechnik in Worten, Bildern und Daten*. Bielefeld: ART. Allgemeine Rundfunk-Technik GMBH., 1949.
- [27] Friedrich-Stejskal, *Radio- Taschenbuch für Rundfunkmechaniker und Radiofreunde*. Bonn: Ferd. Dümmers Verlag, 1952.
- [28] Paul Tobin, *PSPICE for Digital Communications Engineering*. Dublin. ISBN: 1598291629: Morgan and Claypool Publishers, 2007.
- [29] Paul Tobin, *PSPICE for Analog Communications Engineering (Synthesis Lectures on Digital Circuits and Systems #9)*. Dublin: Morgan , 2007.
- [30] Reinhold Kollak and Rolf Wigand, *Funktechnik in Frage und Antwort. 5. Auflage*. Berlin SW 68: Weidmannsche Buchhandlung , 1941.
- [31] Martin Sanden, *Das PSpice Design Center Arbeitsbuch*. Karlsruhe: Fächer Verlag; ISBN: 3-98004099-0-2, 1994.
- [32] Duyan / Hahnloser/ Traeger, *PSpice, eine Einführung.*: Teubner Studienskripten; ISBN: 3-519-10143-2 , 1992.
- [33] J. Schulte D. Ehrhardt, *Simulieren mit PSpice. Eine Einführung in die analoge und digitale Schaltkreissimulation*. Braunschweig: Vieweg; ISBN: 3-528-14921-3, 1995.
- [34] Internet, <https://de.wikipedia.org/wiki/R%C3%B6hrendiode>.
- [35] Dr. Eugen Nesper, *Kompendium der Funktechnik. Ein Funklexikon*. Zweigniederlassung Berlin: Union Deutsche Verlagsgesellschaft , März 1931.
- [36] Telefunken-Vertreter-Gemeinschaft "TEVEG" E.V. (Herausgeber), *Handbuch für Funkfreunde.*, 2.Aufl. 20.10.1926.
- [37] (H.Großmann) R. Wigand, *Senden und Empfang kurzer und ultrakurzer Wellen. Teil 1: Empfangstechnik. Lehrmeister- Bücherei Nr.951*. Minden: Albr. Philler Verlag Minden (Westf), 1951- 1956.
- [38] (H.Großmann) R. Wigand, *Senden und Empfang kurzer und ultrakurzer Wellen. Teil 2: Sendetechnik. Lehrmeister- Bücherei Nr.1001.*: Albr. Philler Verlag Minden (Westf), 1956, 1956.
- [39] (H.Großmann) 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.
- [40] (H.Großmann) 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.
- [41] (H.Großmann) 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.
- [42] Roland Stock, *Geschichte des Militärfunks.*: Militärverlag, Berlin. ISBN 978-3-360-02706-1, 2011.
- [43] QRV. Amateur-Radio-Magazin, *QRV. Amateur-Radio-Magazin für Kurzwellenamateure. IV. Jahrgang.*. Stuttgart: Herausgeber: K. Schips; W. Körner, Verlag Körner , Januar 1950.
- [44] AEG-Telefunken, Fachbereich Röhren, Ulm, *Röhre und Transistor als Vierpol*. Ulm, 1.Ausg. 1967.
- [45] Fritz Cubasch, *Spezialröhren. Eigenschaften und Anwendungen.*: Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH., 1960.
- [46] Ferdinand Jacobs, *Lehrgang Radiotechnik. Sonderausgabe aus der Radio-Praktiker- Bücherei*. München.: Franzis- Verlag München., 1958.
- [47] H. Sutaner: Einkreis- Empfänger. Heft 74 der Radio-Praktiker- Bücherei. 4. Aufl. 1960. Franzis-

- Verlag München., *Einkreis- Empfänger. Heft 74 der Radio-Praktiker- Bücherei.* München.: Franzis- Verlag, 1960.
- [48] H. Sutaner, *Das Spulenbuch. Heft 80/80a der Radio-Praktiker- Bücherei.* München.: Franzis-Verlag, 1957.
- [49] Dr.-Ing. Walter 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.
- [50] Otto Kappelmayer, *Gute Antennen. Besserer Empfang! Deutsche Radio-Bücherei / Band 93.* Berlin-Tempelhof: Deutsch-Literarisches Institut J. Schneider, 1942.
- [51] K. H., Schumacher, W., Wiebe, J. & Siemsen H. Siemsen, "Dokumentation des Projektstudiums nach 10 Jahren," in *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.
- [52] Mithat F. Konar. (2018, März) <http://www.birotechnology.com/articles/VTspice.html>. [Online]. <http://www.birotechnology.com/articles/VTspice.html>
- [53] S. Reynolds, "Vacuum-Tube Models for PSpice Simulations," *Glass Audio*, vol. Vol. 5, no. 4, 1993.
- [54] Ch. Hymowitz F. Broydé, "Modeling Vacuum Tubes: Parts I and II," *Intusoft Newsletter*, Feb. und Mar. 1994.
- [55] F. Broydé, "Modélisation et simulation des circuits à tubes avec IsSpice3," *Electronique Radio Plans*, vol. No. 553, pp. 69-73, Dec. 1993.
- [56] Ch. Hymowitz F. Broydé, "Modeling Vacuum Tubes, part I," *Intusoft Newsletter*, pp. 6-11., February 1994.
- [57] Ch. Hymowitz F. Broydé, "Modeling Vacuum Tubes, part II," *Intusoft Newsletter*, pp. 7-11., April 1994.
- [58] E. Clavelier, Ch. Hymowitz F. Broydé, "Comments on "Spice Models of Vacuum-tube Amplifiers"," *Journal of the Audio Engineering Society*, vol. vol. 45, No. 6, pp. 490-491, June 1997.
- [59] W. Sjurson, "Improved SPICE Model For Triode Vacuum Tubes," *J. Audio Eng. Soc.*, vol. vol. 45, pp. 1082-1088, Dec. 1997.
- [60] Leach, W. Marshall, JR., AES Fellow, "SPICE Models for Vacuum-Tube Amplifiers," *Journal Audio Eng. Soc.*, , vol. Vol.43, No. 3, pp. 117- 120, March 1995.
- [61] Norman Koren, "Improved Vacuum-Tube Models for SPICE Simulations," *Glass Audio*, vol. 8, no. 5, pp. 18-27+ (1996)., vol. vol. 8, no. 5, pp. 18-27, 1996.
- [62] J. Maillot, "Algebraic Technique For Modeling Triodes," *Glass Audio*, vol. vol. 10, no. 2, pp. 2-9, 1998.
- [63] Unbekannt, *Momentan nicht zu identifizierende Quelle (Currently unidentified source).*
- [64] Audiomatica WWW site. <http://www.mclink.it/com/audiomatica/sofia/>. [Online]. <http://www.mclink.it/com/audiomatica/sofia/>

## 6.2 Abbildungsverzeichnis

Abb. 1 Ansichten der Doppeldiode AB1 und GZ34 (Ersatztyp für 5Y3GT).	6
Abb. 2 Funktion der Röhrendiode nach Bachström [8]	7
Abb. 3 Funktion der Röhrendiode nach Möbius [10]	7
Abb. 4 Vakuum-Dioden, Funktionsbeschreibung nach Schadow[14], S.161	8
Abb. 5 Funktionsbeschreibung von Vakuum-Dioden nach Schadow[14], S.163	9

Abb. 6 Schaltmöglichkeiten für die Hochfrequenzgleichrichtung.....	10
Abb. 7 Sockelschaltung AB1 und AB2.....	11
Abb. 8 Beispiel der Kennlinie der Diode EB91 (AB1 äquivalent) aus [6] .	12
Abb. 9 Kennlinien verschiedener Dioden in [15].....	12
Abb. 10 Kennlinie einer Netzstrom- Gleichrichterröhre 5Y3-GT aus [8],[9]	13
Abb. 11 Prozentuale Abweichung zwischen Ablese- und Rechenwerten ohne Berücksichtigung des Anlaufstroms .....	17
Abb. 12 Prozentuale Abweichung zwischen Ablese- und Rechenwerten mit Berücksichtigung des Anlaufstroms .....	18
Abb. 13 Potenzfunktionen PWR und PWRS .....	19
Abb. 14 Verlauf der Funktionen PWR und PWRS (ohne Anlaufspannung) .....	20
Abb. 15 Dioden-Nachbildung $I_a(U_a)$ ohne Anlaufspannung als Modul im PSpice®- Schematics-Editor	21
Abb. 16 Testschaltung für Diodenstrom-Kontrolle mit der Ersatzschaltung nach Abb. 6 im Block.....	22
Abb. 17 PSpice® -Schaltung zum Schreiben der Kennlinie der AB1 .....	22
Abb. 18 Kennlinie der AB1 nach Optimierung der Parameter $k$ u. $EX$ ohne Anlaufspannung .....	24
Abb. 19 Kennlinie der 5Y3GT mit den neuen Parametern $k = 3.6415E-4$ und $EX = 1.505$ .....	25
Abb. 20 Kennlinienfeld 1 Linearitätstest für Gleichrichter (Franzis Verlag, F. Kunze, E. Schwandt, Jürgen Schwandt , 9. völlig neu bearbeitete Auflage, 1963).....	27
Abb. 21 Schaltung zur Simulation von Kennlinienfeld 1 $U_{dc}(U_{hf})$ . Nachbildung von [9]. $C=100pF$ ....	27
Abb. 22 Kennlinienfeld 1 simuliert. Linearitätstest für $U_{DC}(U_{HF})$ der AB1 (EB91) .....	28
Abb. 23 Simuliertes Kennlinienfeld 1 $U_{dc}(U_{hf})$ . Linearitätstest im Bereich 1V bis 50V.....	28
Abb. 24 Bodediagramm der AB1- Messschaltung.....	29
Abb. 25 Innere Schaltung des TX-Moduls .....	29
Abb. 26 AM- Messender als Block.....	31
Abb. 27 Ausgangssignal 352kHz, $NF=1kHz$ Sinus, $m=100\%$ im Zeitbereich Unten: Einhüllende .....	32
Abb. 28 Ausgangssignal 352kHz, $NF=1kHz, 3kHz, 5kHz$ , $m=100\%$ im Zeitbereich. Unten: Einhüllende	32
Abb. 29 Ausgangssignal für 100% Modulation $NF=1 kHz$ im Frequenzbereich von 340 kHz bis 365 kHz .....	33
Abb. 30 Ausgangssignal für 100% Modulation $NF=1 kHz, 3 kHz, 5 kHz$ im Frequenzbereich von 342 kHz bis 364 kHz.....	33
Abb. 31 Gegentakt- Gleichrichterschaltung mit der AB2. Philips Datenblatt [6] .....	34
Abb. 32 Realisierung der Gegentakt- Gleichrichterschaltung nach Philips Datenblatt [6] .....	35
Abb. 34 HF- und NF- Signale der Schaltung in Abb. 32 .....	36
Abb. 33 AC-Analyse. Normierter Frequenzgang des Gleichrichters.....	36
Abb. 35 HF- und NF- Signale der Schaltung in Abb. 32 im Frequenzbereich .....	37
Abb. 36 Prinzipschaltung der Duodiode AB2 zur Erzeugung von Niederfrequenz und Regelspannung nach Philips Datenblatt [6] mit ergänzten Erläuterungen.....	38
Abb. 37 Realisierung der Gleichrichterschaltungen nach Philips Datenblatt [5]. Bauelementwerte original.....	38
Abb. 38 a) Spannungs-Strom-Wandler mit Steilheit $GAIN$ b) Daten zum Schaltplan Abb. 37.....	39
Abb. 39 Bodediagramm des 352kHz Zweikreisbandfilters.....	40
Abb. 40 Regelspannungserzeugung. Auszug aus Abb. 36 .....	41
Abb. 41 Verzögerte Regelspannung als Funktion von der effektiven HF- Eingangsspannung.....	42
Abb. 43 Vorderseite der Karteikarte AB1 [5] .....	43
Abb. 42 Rückseite der Karteikarte AB1 (Franzis Verlagsmitarbeiter, 1949).....	43
Abb. 44 Aussteuer-Kennlinie für AB1- Anwendung als HF-Gleichrichter. Auszug aus AB1 [5] .....	44
Abb. 45 Realisierung der Gleichrichterschaltung aus Franzis Verlag- Karteikarte .....	44
Abb. 46 Tabellarische Auswertung der Kennliniengrafik Abb. 45 .....	45
Abb. 47 Abhängigkeit der NF-Spannung von der eingespeisten HF- Spannung nach Karteikarte und eigener EXCEL®- Rechnung.....	46
Abb. 48 Schaltplan-Auszug aus Radio „olympic_6606“ .....	47



Abb. 49 Einweg-Gleichrichter für die Netzspannung 105V bis 125V. Auszug aus Radio „Olympic_6606 .....	47
Abb. 50 Spannung und Ausgangsleistung des Netzgleichrichters im Zeitbereich.....	48
Abb. 51 Darstellung von Anoden- und Laststrom im Zeit- und Frequenzbereich.....	49
Abb. 52 Schaltplan für Netzteil mit Doppeldiode aus Lehrbuch Möbius [13].....	49
Abb. 53 Zweiweg-Gleichrichter Netzteil für Anodenspannung nach Möbius [13] .....	50
Abb. 54 Ausgangsspannung des Zweiweggleichrichters nach Möbius .....	51
Abb. 55 Schaltplanauszug aus UKW- Empfänger [25], Blatt EB91 u.a.m. ....	52
Abb. 56 Vollständige Netztransformator- Testschaltung.....	57
Abb. 57 Aufbereiteter Schaltplan des UKW- RX nach Abb. 55.....	58
Abb. 58 Schaltplan UKW-Superhet aus FV-Dokumente(EAA91).....	68
Abb. 59 Abweichung der Kennlinie der AB1 (EB91) nach der Optimierung mit SCILab® gegenüber den Messdaten.....	72
Abb. 60 Anlaufstrom als Funktion von der Kathodentemperatur nach Meinke-Gundlach [19].....	72

### 6.3 Formelverzeichnis

Gl. 1 Schottky-Formel für $I_a(U_a)$ .....	14
Gl. 2 Bestimmung der Konstanten $k$ aus Arbeitspunkt $I_a(U_a)$ und bekanntem Exponenten $EX$ .....	14
Gl. 3 Modifizierte Schottky-Formel für $I_a(U_a)$ .....	18
Gl. 4 PSpice®- Formelausdruck für den Anodenstrom $I_a(U_a)$ einer Diode ohne Anlaufspannung.....	20
Gl. 5 Bestimmung $I_a(U_a)$ nach [23] $I_p = (E_1^x/k_{G1})(1 + \text{SGN}(E_1))$ .....	20
Gl. 6 Definition der Signum-Funktion.....	21
Gl. 7 Formel zur Berechnung des Anodenstroms in PSpice® ohne Anlaufspannung.....	21
Gl. 8 Multiplikation zweier Spannungen .....	30
Gl. 9 Güte der Koppelspule.....	35
Gl. 10 Güte des Schwingkreises.....	35
Gl. 11 Bandbreite des Schwingkreises.....	35
Gl. 12 Belastete Güte des Schwingkreises.....	35
Gl. 13 Verbesserungsfaktor aus dem Welligkeitsverhältnis zwischen Ein- und Ausgangsspannung....	48
Gl. 14 Formeln zur Berechnung der Transformator-Induktivitäten .....	56
Gl. 15 Berechnung der 4V- Wicklungsinduktivität .....	56
Gl. 16 Berechnung der 6.3V- Wicklungsinduktivität .....	56
Gl. 17 Berechnung der 300V- Wicklungsinduktivität .....	56

### 6.4 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		Errorfunction, 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 <sub>v</sub>	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

## 7. Anhang

### 7.1 Bezeichnungen von Röhren nach [10]

#### Bezeichnungsweise europäischer Empfänger- und Verstärkerröhren

##### Rundfunk- und Fernsehöhren:

Bezeichnung durch zwei oder mehr Buchstaben und eine Zahl. Der 1. Buchstabe gibt Heizspannung bzw. -strom und Heizart an:

A	4,0 V Heizspannung	H	0,15 A Heizstrom, indirekte Heizung
B	0,18 A Heizstrom, indirekte Heizung	K	2,0 V Heizspannung, direkte Heizung
C	0,20 A Heizstrom, indirekte Heizung	P	0,30 A Heizstrom, indirekte Heizung
D	0,625, 1,2 und 1,4 V Heizspannung, direkte Heizung	U	0,10 A Heizstrom, indirekte Heizung
E	6,3 V Heizspannung, indirekte Heizung	V	0,05 A Heizstrom, indirekte Heizung
G	5,0 V Heizspannung, indirekte Heizung	X	0,60 A Heizstrom, indirekte Heizung

Der 2. und die etwa noch folgenden Buchstaben bezeichnen den Aufbau und die Verwendungsmöglichkeiten der Röhre:

A	Einfachdiode zur Hf-Gleichrichtung (Demodulation)	K	Oktode oder Heptode zur Mischung
B	Doppeldiode zur Hf-Gleichrichtung (Demodulation)	L	Tetrode oder Pentode zur Leistungsverstärkung (Endstufe)
C	Triode (Vorstufe)	M	Abstimm-Anzeigeröhre (Magisches Auge)
D	Triode zur Leistungsverstärkung (Endstufe)	P	Sekundär-Emissionsröhre
E	Tetrode (Vorstufe)	Q	Enneode zur Hf-Gleichrichtung und Spannungsverstärkung
F	Pentode (Vorstufe)	X	Zweiweg-Netzgleichrichter, gasgefüllt
H	Hexode oder Heptode zur Spannungsverstärkung oder Mischung	Y	Einweg-Netzgleichrichter
		Z	Zweiweg-Netzgleichrichter

Mehrere Buchstaben: die betreffenden Systeme sind in einem Röhrenkolben vereinigt.

Die ein- oder mehrziffrige Zahl gibt Aufschluß über die Fertigungstechnik und die Sockelart der Röhre (vgl. Seite 204):

1...9	Quetschfußaufbau, Außenkontakt- oder Oktalsockel	500...	Magnovaltechnik, 9-Stift-Fuß
11...19	Quetschfuß- oder Preßglasaufbau, Stahlkolbenröhre, Stahlröhrensockel	61...69	Subminiaturtechnik, runder oder flacher Fuß (5 Stifte)
20...29	Preßglasaufbau, Oktal- bzw. Loktalsockel	70...79	Subminiaturtechnik, runder Fuß (8 Stifte) bzw. Preßglasaufbau, Loktal
30...39	Quetschfuß- oder Preßglasaufbau, Oktalsockel	80...89,	
40...49	Rimlocktechnik, Rimlockfuß (8 Stifte)	180...189,	Miniaturtechnik, 9-Stift-Fuß (Noval)
50...60	Quetschfußaufbau, Außenkontakt- (8polig) oder Spezialsockel	800...	
		90...99	Miniaturtechnik, 7-Stift-Fuß
		900...	

##### Spezialverstärkerröhren:

Die einzelnen Buchstaben und Ziffern haben die gleiche Bedeutung wie bei Rundfunkröhren. Bei den Typenbezeichnungen einiger Hersteller erscheint die Zahlengruppe jedoch innerhalb der Buchstabengruppe.

Demnach sind die in dieser Arbeit verwendeten Dioden:

AB1: 4V Heizung indirekt, Doppeldiode für HF- Anwendung, Quetschfußaufbau, Außenkontaktsockel.

EB91: 6.3V Heizung indirekt, Doppeldiode für HF- Anwendung, Miniaturtechnik, 7-Stift-Fuß.

AZ12: 4V Heizung indirekt, Zweiweg-Netzgleichrichter, Pressglas, Oktalsockel

GZ34: 5V Heizung indirekt, Zweiweg-Netzgleichrichter, Stahlröhrensockel.

5Y3-GT: 5V Heizung, -,-

## 7.2 Schaltplan des UKW-Superhet-Empfängers nach FV Röhrendokumente

### EAA 91

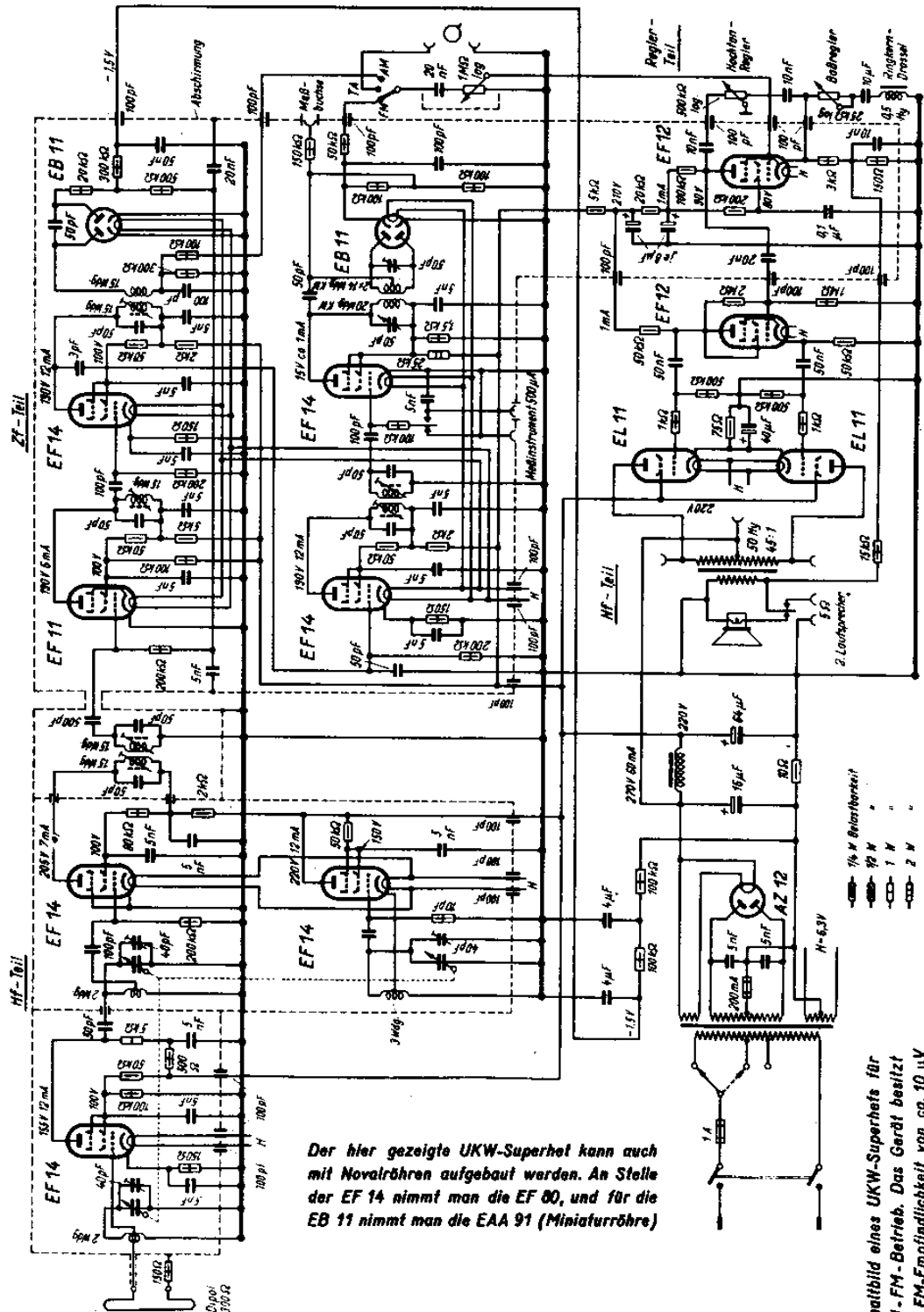


Abb. 58 Schaltplan UKW-Superhet aus FV-Dokumente(EAA91)

## 7.3 Tabellen zur Ermittlung der Ströme im UKW- Empfänger FV-Dokumente

Dieser Abschnitt dient der Kontrolle des Empfänger-Gesamtstroms.

### 7.3.1 Aufstellung der Energiebilanz der Anoden- und Schirmgitterkreise

Daten für Anodenspannung und -Ströme werden dem Gesamtschaltplan des Empfängers, Abb. 58, entnommen. Werte findet man an den Anodenanschlüssen. Die Schirmgitterströme sind nicht explizit angegeben, jedoch sind die Spannungsteiler- und Schirmgitter- Vorwiderstände lückenlos ablesbar. Oft wird die Schirmgitterspannung an einem Spannungsteiler abgegriffen. Dieser Querstrom ist in den ermittelten Angaben enthalten. Tab. 5 dient der Ermittlung des Anoden- und Schirmgitterstromverbrauchs.

Tab. 5 Bestimmung der Anoden-, und Schirmgitterströme

Bestimmung der Anoden-, und Schirmgitterströme.									
U- Versorgung aus Gleichrichter:		Uanode /V = 220		I <sub>Anode</sub>		I <sub>Schirmgitter</sub>			
Typ/ Fkt		Ua/V	Ia/A	UGz/V	Verantwortlicher R/Ω	in A		Funktion	
Obere Reihe im Schaltbild									
#01	EF14	155	0,0120	100	5,00E+04	0,0024		UKW- Vorstufe	
#02	EF14	205	0,007	100	8,00E+04	0,0001875		Mischer	
#03	EF11	190	0,0050	100	5,00E+04	0,0006		1.ZF- Stufe	
#04	EF14	190	0,0120	100	2000	0,003		2.ZF- Stufe	
			I <sub>ges</sub> =>	0,015					
#05	EB11								AM- Demodulator & Verz. Regelung
Mittlere Reihe im Schaltbild									
#06	EF14	220	0,0120	150	5,00E+04	0,0014		Lokaloszillator	
#07	EF14	190	0,0120			0,0006		FM-ZF-Stufe	
#08	EF14	15	0,0010	15		0,0082		ZF-Begrenzer	
#09	EB11								FM- Detektor
Untere Reihe im Schaltbild									
#10	EF12	0,0010							NF-Verstärker, Klangregler
#11	EF12	30	0,0010						NF- Phasenumkehrstufe
Stromsumme ohne NF-Endstufe		I <sub>anode</sub> : 0,0710		I <sub>Schirmgitter</sub> : 0,0164					
		0,0874		Liegt nahe an		90mA!			
NF-Endstufe im Schaltbild									
#12	EL11	270							Gegentaktendstufe
#13	EL11	270	0.06						Gegentaktendstufe

## 7.3.2 Tabelle zur Ermittlung der Daten von Heizstromkreisen.

Tab. 6 Energiebilanz der Heizkreise

Heizleistung:	43,35	W					
Typ	$U_{\text{eff-Heizg.}}/V$	$I_{\text{eff-Heizg.}}/A$	Stückzahl	:	$I_{\text{eff-gesamt}}/A$	Pw/W	Funktion
AZ12	4	2,3	1	:	2,3	9,2	Netzgleichrichter
EB11	6,3	0,2	2	:	0,4	2,52	Demodulatoren
EF14	6,3	0,47	6	:	2,82	17,766	Vorstufen+ Mixer
EF12	6,3	0,2	2	:	0,4	2,52	NF- Vorstufen
EL11	6,3	0,9	2	:	1,8	11,34	NF- Endstufe
	Gesamt $I_{\text{heiz}}$ bei 6.3V			:	5,42		

## 7.4 TUBE.LIB – Daten anderer Gleichrichterröhren

### 7.4.1 Kennlinie der 5Y3GT aus dem Internet

Quelle (Feb. 2018): <http://tdsl.duncanamps.com/dcigna/tubes/spice/5y3gt.inc>

In der TUBE.LIB ist die Netzgleichrichterdiode 5Y3-GT mit folgendem Originaltext enthalten:

```
* 5Y3GT pspice rectifier model
* The following parameters are not modelled:
* (1) Filament and filament warmup time
* (2) Reverse voltage breakdown
* (3) Saturation
* (4) Interelectrode capacitance
* Please note that this model is provided "as is" and no warranty is provided in respect of its
* suitability for any application.
* 5Y3GT maximum ratings:
* PIV 1400V * Max in 500V RMS
* Iout 42mA DC output current (per anode)
* Ia pk 400mA repetitive (2200mA transient)
* .Anode
* | .--- Cathode
* | |
.SUBCKT 5Y3GT A K
GP A K VALUE={2.69E-4*(PWR(V(A,K),1.5)+PWRS(V(A,K),1.5))/2}
.ENDS 5Y3GT
*$
```

## 7.4.2 TUBE.LIB. Kennlinie der RGN 45 Netzgleichrichterdiode aus dem Volksempfänger

Auszug aus der TUBE.LIB:

Die Kennlinie der Gleichrichterdiode aus den Volksempfängern VE 301 GW:

\* Diode RGN 354 aus alter Kartei (Einfachdiode fuer Netz- Gleichrichter)

\* RGN 354 Betriebswerte: Uta 250V; Ia 25mA

\* .----- Anode

\* | .--- Cathode

\* ||

.SUBCKT RGN345 A K

GP A K VALUE={6.32E-6\*(PWR(V(A,K),1.5)+PWRS(V(A,K),1.5))/2}

.ENDS

\*\$

## 7.5 Optimierung mit SCILab®

### 7.5.1 Listing zur Datei AB1\_14V.sci

```
function y=yth(t, x)
    y = x(1)*(t).^x(2)
endfunction
// we have the m measures (ti, yi):
m = 15;
tm = [0,1,2,3,4,5,6,7,8,9,10,11,12,13,14]';
ym = [0.4,3,7,11.3,17,24,31,39,47.5,56,64.5,74,84,94,106]';
// measure weights (here all equal to 1...)
wm = ones(m,1);
// and we want to find the parameters x such that the model fits the given
// data in the least square sense:
//
// minimize f(x) = sum_i wm(i)^2 ( yth(tm(i),x) - ym(i) )^2
// initial parameters guess
x0 = [1 ; 2];
// in the first examples, we define the function fun and dfun
// in scilab language
function e=myfun(x, tm, ym, wm)
    e = wm.*( yth(tm, x) - ym )
endfunction
// now we could call leastsq:
// 1- the simplest call
[f,xopt, gopt] = leastsq(list(myfun,tm,ym,wm),x0)
// a small graphic (before showing other calling features)
tt = linspace(0,1.1*max(tm),100)';
yy = yth(tt, xopt);
scf();
plot(tm, ym, "kx")
plot(tt, yy, "b-")
legend(["Messpunkte in mA", "Bestangepasste Kurve"]);
xtitle("Kennlinie Ia(Ua) / mA der Diode AB1 mit -simple fit with
leastsq- method")
disp(xopt,"k,EX",x0)
```

## 7.5.2 Kennlinienabweichung zwischen Modell und Datenblatt

Parameter  $K = 2.3545815E-3$ ,  $EX = 1.4392781$  aktuell (März 2018) und  $U_{ao} = 11.5$  mV. Werte sind in der Tube.LIB eingebunden.

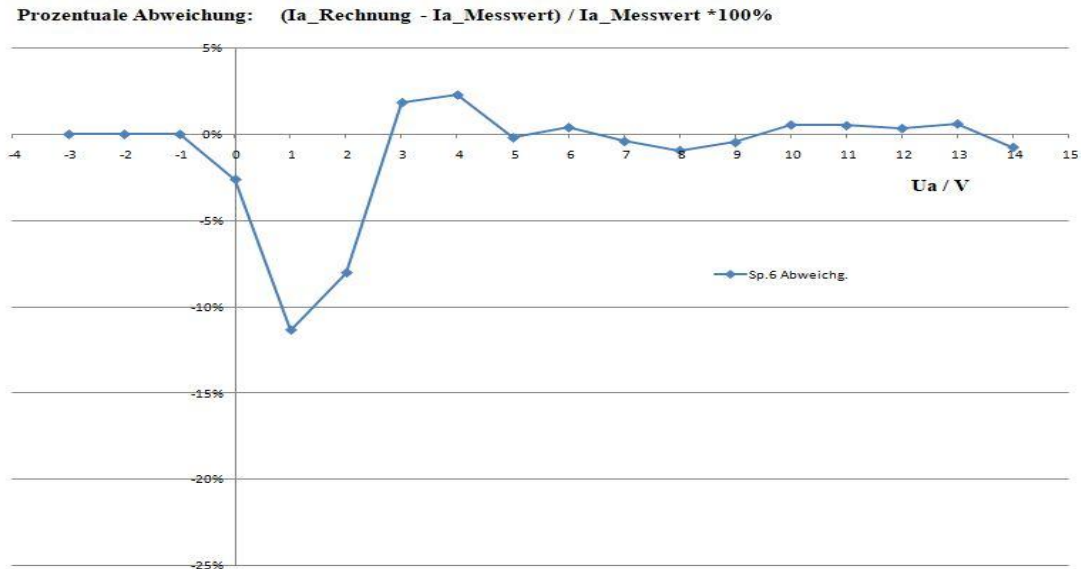


Abb. 59 Abweichung der Kennlinie der AB1 (EB91) nach der Optimierung mit SCILab<sup>®</sup> gegenüber den Messdaten

Fazit: Die Optimierung mit SCILab<sup>®</sup> bringt gegenüber der manuellen Methode keine Verbesserung.

## 7.6 Anlaufstromkennlinien einer planparallelen Diode bei verschiedenen Kathodentemperaturen

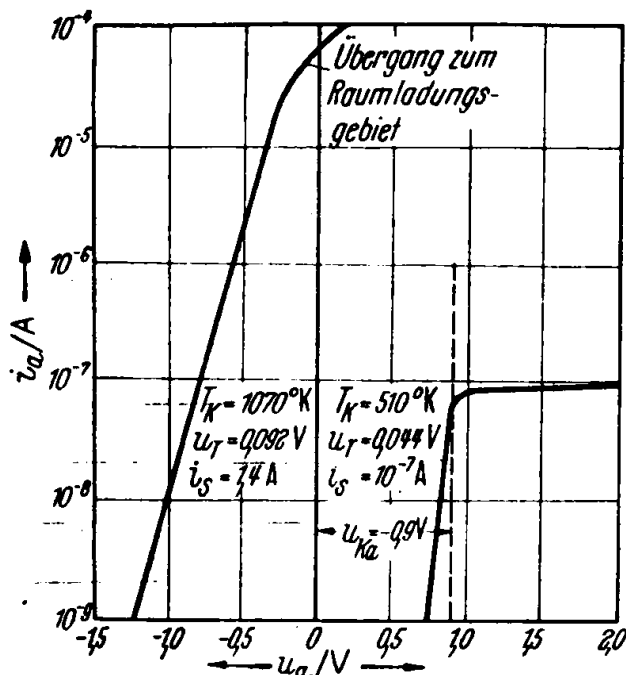


Abb. 60 zeigt die Anlaufstromkennlinien einer planparallelen Diode bei verschiedenen Kathodentemperaturen und dient der Ermittlung der Kontaktspannung aus dem Übergang der Anlaufstrom-Kennlinie in die Sättigung. Die Abbildung ist dem Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, 2. Auflage 1962 entnommen. Wir lesen ab: Anlaufstrom  $I_a(0V)$  ca.  $70\mu A$ ,  $U_a(I_a = 0.1\mu A)$  ca.  $-0.7V$ .

Die Ablesewerte passen gut zu den oben gefundenen Ergebnissen.

Abb. 60 Anlaufstrom als Funktion von der Kathodentemperatur nach Meinke-Gundlach [19]