

4 Reale AM-Demodulatoren mit Röhren

Reale Demodulatoren mit Röhren werden in vielen Büchern behandelt.[3] — [26]¹ Soweit geeignete Grafiken darin verfügbar sind, werden diese z.T. verwendet und zitiert.

Die AM-Demodulatoren mit Röhren lassen sich in folgende Gruppen einteilen:

- Dioden-Detektoren (*diode detectors*) [Spitzen-Wert]
- Audion (*grid-leak detector*) [Spitzen-Wert]
- Kraft-Audion (*grid-leak power detector*) [Spitzen-Wert]
- Anodengleichrichter [für niedere Pegel] (*bias or square-law (weak-signal) plate detector*) [Mittel-Wert]
- Anodengleichrichter [für hohe Pegel] (*bias or linear (strong-signal) plate detector*) [Mittel-Wert]
- Katodenfolger-Detektor (*infinite-impedance detector*) [Mittel-Wert]

Die Kennzeichnungen [Spitzen-Wert] bzw. [Mittel-Wert] geben den Typ des AM-Demodulators an. Bei AM-Demodulatoren vom Typ [Spitzen-Wert] können bei ungünstiger Dimensionierung nichtlineare Verzerrungen auftreten, siehe „AM-Demodulatoren-Teil-1“: *diagonal clipping*.

4.1 Die Richtkennlinien

In Röhrentechnik lassen sich bei der Demodulation praktisch keine „idealen“ Verhältnisse realisieren. Das hat zur Folge, daß die Form der demodulierten NF-Spannung stets auch von der Kennlinie $i_A = i_A(u)$ und dem gewählten Arbeitspunkt der Gleichrichter-Diode bzw. -Triode oder -Pentode abhängt.

Die hier gewählte Darstellung folgt i.w. dem Ansatz von Barkhausen [16], der weitestgehend eine geometrische Lösung des Problems darstellt. Die Formelzeichen werden den Bezeichnungen in den Figuren angepaßt.

Zunächst wird eine so tieffrequente NF-Spannung unterstellt, daß die Hüllkurve der AM-Schwingung über eine gewisse Zeit als praktisch konstant angesehen werden kann. Das entspricht dann aber praktisch der Gleichrichtung einer HF-Spannung mit konstanter Amplitude. Anschließend wird die Amplitude der HF-Spannung variiert. In dieser Weise ergeben sich die Richtkennlinien.

Da die Demodulation für alle vorkommenden Frequenzen der NF-Spannung stets gleichartig erfolgt, also frequenzunabhängig ist, ergibt dieser Ansatz auch das Ergebnis für die Demodulation amplitudenmodulierter Signale.

4.1.1 Der Richt-Strom

Wird eine Wechselspannung der Amplitude U an einer „idealen“ Knickkennlinie „gespiegelt“, entsteht daraus ein pulsierender Wechselstrom in Form von Halbwellen, Bild 4.1.[16]

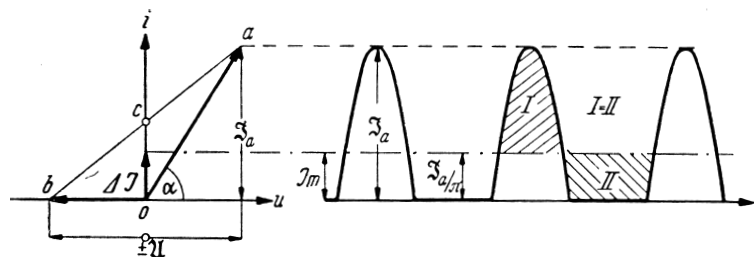


Bild 4.1: Richtstrom bei „idealer“ Knick-Kennlinie

Dieser hat einen Gleichanteil, dessen Größe sich aus einer geometrischen Bedingung bestimmen läßt. Die schraffierten Flächen müssen gleich groß sein, wodurch sich $\Delta J = J_m = J_a/\pi$ ergibt.

Verbindet man die Punkte a und b durch eine Gerade, liegt der Schnittpunkt c auf der Höhe von $J_a/2$. Daraus folgt

¹Im Umfang reicht dies von einzelnen Seiten zur Demodulation bis zu mehreren Kapiteln [16] bzw. ganzen Werken über diese Themenstellung [18]. Die in diesen Literaturstellen behandelte Theorie wird hier nur mit wenigen Formeln wiedergegeben.

$$\Delta \mathcal{J} = \mathcal{J}_m = \frac{2}{\pi} \overline{oc} \quad (4.1)$$

Den gleichen geometrischen Zusammenhang findet man auch für die in Bild 4.2[16] dargestellte (allgemeine) Knickkennlinie.

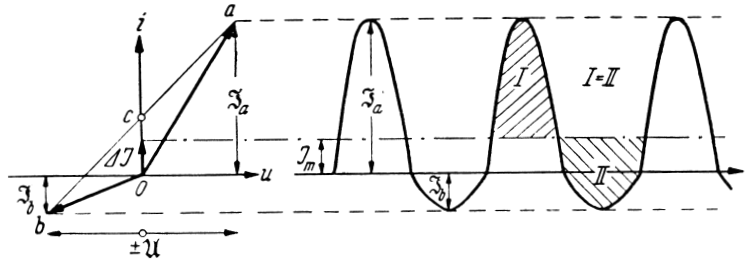


Bild 4.2: Richtstrom bei „allgemeiner“ Knick–Kennlinie

Der **Richtstrom** entsteht, wie die Bilder 4.1 & 4.2 zeigen, aus einer zeitlichen **Mittelwert–Bildung**. Das in dieser Art demodulierte AM–Signal steht damit erst **hinter einer Tiefpaß–Filterung** zur Verfügung.²

Eine ähnliche geometrische Veranschaulichung läßt sich auch im Falle einer quadratischen (parabelförmigen) Kennlinie finden. Hier ergibt sich dann die Änderung $\Delta \mathcal{J}$ des Stromes im Arbeitspunkt \mathcal{J} , der damit den Wert \mathcal{J}_m erhält.

$$\Delta \mathcal{J} = \mathcal{J} + \mathcal{J}_m = \frac{1}{2} \overline{oc} \quad (4.2)$$

Dies zeigt Bild 4.3.[16] Gestrichelt eingetragen ist eine entsprechende Knick–Kennlinie und die sich damit ergebenden Verläufe. Man erkennt, daß bei einer parabelförmigen Kennlinie etwas kleinere Werte herauskommen. (Faktor $1/2$ statt $2/\pi \approx 2/3$)

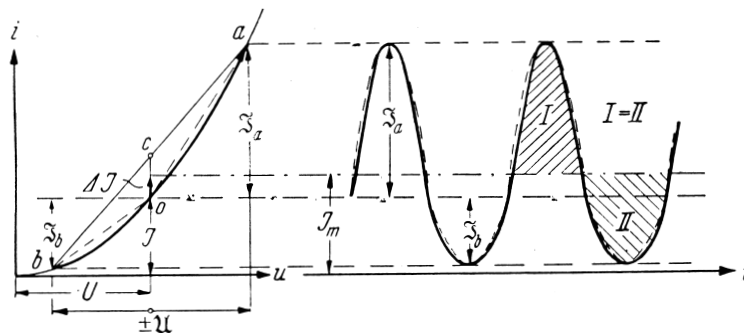


Bild 4.3: Richtstrom bei parabelförmiger Kennlinie

Eine Röhren–Diode kann durch eine parabelförmige Kennlinie beschrieben werden, solange die angelegte Wechselspannung $\ll 1$ V ist.

4.1.2 Messung von Richtkennlinien

Richtkennlinien geben den gemittelten Strom \mathcal{J}_m an in Abhängigkeit von der angelegten Gleichspannung U , wenn dieser zusätzlich eine Wechselspannung \mathcal{U} überlagert ist. Hierbei ist es üblich, die Größe der überlagerten Wechselspannung als Parameterwert an die betreffende Kennlinie zu schreiben. Bild 4.4[16] zeigt eine Meßschaltung und die erhaltenen Richtkennlinien. Ist die Wechselspannung $\mathcal{U} = 0$, erhält man die statische Röhrenkennlinie („Kennl.“ dick gezeichnet, $\mathcal{U} = 0$).

Die Messung der Richtkennlinien setzt voraus, daß die (beiden) Widerstände in dem Meßaufbau so klein sind, daß der Richtstrom keinen wesentlichen Spannungsfall verursacht. Für den Richtstrom bedeutet das den

²Angewendet wird dies beim Anoden–Gleichrichter und seinen Varianten.

Kurzschluß-Fall, J_m ist also ein Kurzschluß-Strom. Die so gemessenen Richtkennlinien sind die „Kurzschluß-Kennlinien“, Bild 4.5[16], durchgezogene Linien.

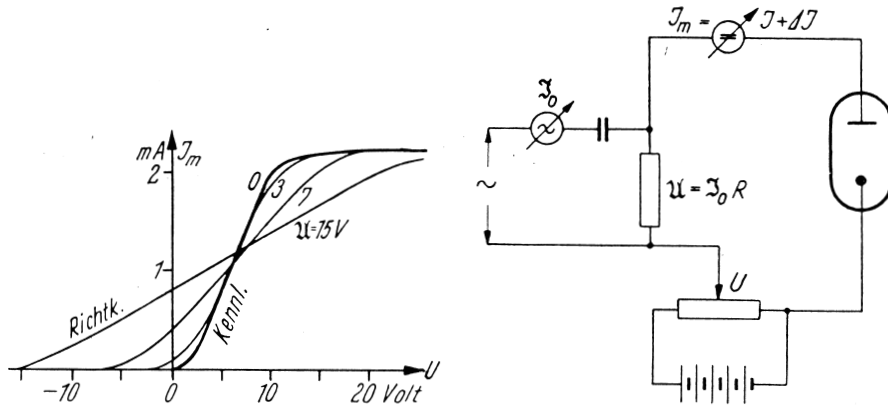


Bild 4.4: Richtkennlinien und deren Messung

Das Bandfilter nach der letzten ZF-Stufe zusammen mit dem Innenwiderstand der Röhre stellt für den Demodulator einen Generator mit einem Innenwiderstand R_i dar. In Bild 4.5 ist $R_i = 75\text{ k}\Omega$ angenommen. Es ist zu erkennen, daß die Richtkennlinien für diesen Fall (gestrichelt gezeichnet) flacher verlaufen und linearer sind als beim Kurzschluß-Fall. Es überwiegt dann der (lineare) Innenwiderstand R_i gegenüber dem nichtlinearen Widerstand der Diode.

In Abhängigkeit von der Größe des Belastungs-Widerstandes (Arbeits-Widerstand R_a) stellt sich dann der Arbeitspunkt im Schnittpunkt von Richtkennlinie und Widerstands-Gerade ein. Die Spannung ΔU , die sich dadurch am Arbeits-Widerstand ausbildet, stellt (bei der Demodulation) das gewünschte demodulierte NF-Signal dar. Damit erhält man aus den Richtkennlinien die Demodulator-Kennlinien, Bild 4.6.[16]

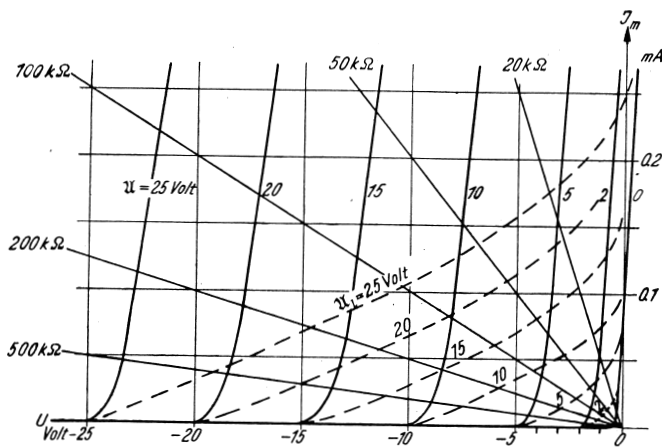


Bild 4.5: Richtkennlinien der AB1 (unterer Teil); durchgezogene Linien: Kurzschluß-Fall; gestrichelt: Wechselspannungsquelle hat $75\text{ k}\Omega$ Innenwiderstand; Widerstands-Geraden für Belastungswiderstand $20 \dots 500\text{ k}\Omega$

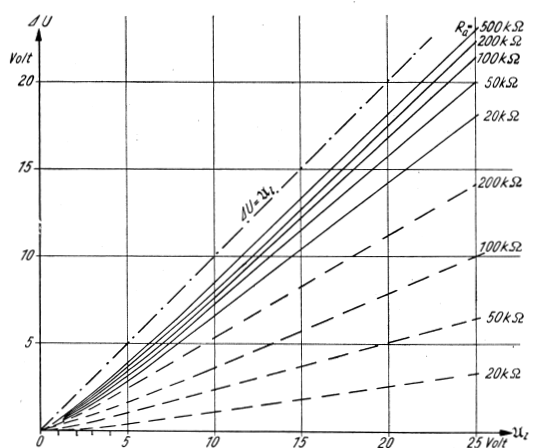


Bild 4.6: Demodulator-Kennlinien der AB1 für Belastungswiderstand $20 \dots 500\text{ k}\Omega$; durchgezogene Linien: Kurzschluß-Fall; gestrichelt: $75\text{ k}\Omega$ Innenwiderstand

Nur für sehr kleine Wechselspannungen U_1 ist hier noch eine geringe Nichtlinearität (Krümmung) der Demodulator-Kennlinien erkennbar. Für große Wechselspannungen (ZF-Spannungen) sind die Kennlinien praktisch linear und der gekrümmte Teil kommt daher bei der Demodulation von AM nur in einer prozentual sehr kurzen Zeitspanne zum Tragen, und das auch nur dann, wenn der Modulationsgrad $m \approx 1$ ist.³

³Zu den Zeiten, als Röhren-Radios hergestellt wurden, hatten die AM-Sender — damals auch noch in Röhrentechnik — geringere Modulationsgrade als es heute bei modernen Halbleiter-Sendern üblich ist.

4.2 AM Demodulation mit Dioden

Als Voraussetzung wird angenommen, daß die Zeitkonstante $T = R \cdot C$ der RC-Kombination so gewählt wurde, daß kein „Diagonales Clippen“ auftritt, s. Bild 3.4 (Seite 7).

Aus Bild 4.6 geht hervor, daß die Demodulation mit einer Diode für genügend große hochfrequente Wechselspannungen dann praktisch verzerrungsfrei erfolgt ($m \ll 1$ vorausgesetzt.).

4.2.1 Belastung des Schwingkreises durch den Gleichrichter

Der Kondensator C der Detektorschaltung Bilder 4.8 [18] bzw. 3.3 (Seite 7) wird immer dann wieder aufgeladen (Strom-Spitzen $i(t)$), wenn die Eingangsspannung (e_{input}) größer als die Spannung am Kondensator (e_{load}) wird, Bild 4.7 [8]. Der Lastwiderstand R_a liegt in diesem Falle **in Serie** mit der Diode (und ist für die ZF durch C kurzgeschlossen).

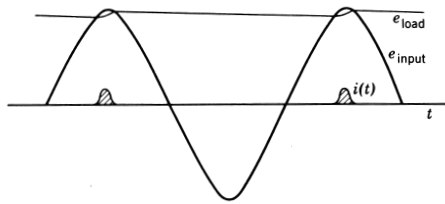


Bild 4.7: Spannungen und Strom-Spitzen $i(t)$ beim Dioden-Demodulator

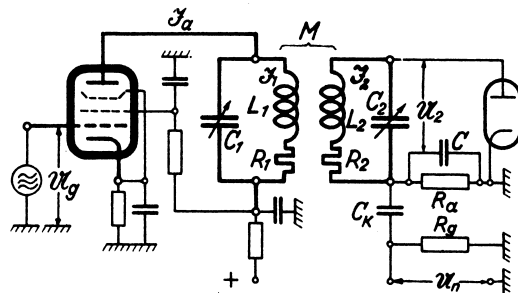


Bild 4.8: Bandfilter-Ankopplung des Demodulators: Diode in Serie zum Schwingkreis

Eine Fourier-Zerlegung von $i(t)$ liefert einen Mittelwert $\Delta \mathcal{J}$ des Stromes, der halb so groß ist wie die Amplitude des Wechselstroms \hat{J} auf der Zwischen-Frequenz.⁴ Da der ZF-Schwingkreis alle Spannungen mit Vielfachen der ZF-Frequenz kurzschließt, muß für die Berechnung der Belastung nur die ZF-Frequenz — für die Fourier-Analyse ist das die Grundschwingung — berücksichtigt werden.

Durch den Widerstand R_a im NF-Teil des Demodulators fließt der Strom $\Delta \mathcal{J}$. Da wegen der Spitzengleichrichtung die Spannung ($e_{load} = U_a$) gleich dem Scheitelwert (\hat{e}_{input}) ist, ergibt sich für den Eingangswiderstand der Demodulatorschaltung $R_{Gl} = \hat{e}_{input} / \Delta \mathcal{J} = \hat{e}_{input} / 2\Delta \mathcal{J} = R_a / 2$, also ist der Eingangswiderstand ziemlich genau halb so groß wie der (gleichstrommäßige) Lastwiderstand des Demodulators.

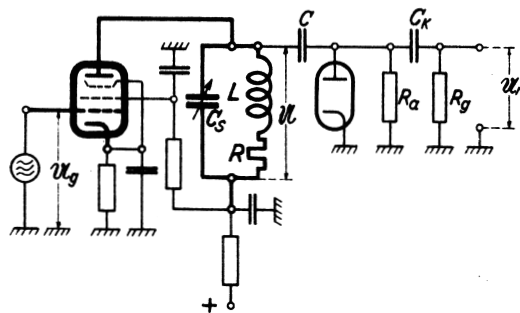


Bild 4.9: Kapazitive Ankopplung des Dioden-Demodulators: Diode parallel zum Schwingkreis

Wird die Gleichrichterdiode kapazitiv an einen Schwingkreis angekoppelt, so liegt der Lastwiderstand R_a zusätzlich an der ZF-Spannung, Bild 4.9, wodurch eine größere Belastung (für den Schwingkreis) entsteht. Sie

⁴Wenn die Strom-Impulse kurz sind im Vergleich zur Periode der Wechselspannung, können diese näherungsweise durch rechteckförmige Impulse angenähert werden. Eine Fourier-Zerlegung ergibt hierfür äquidistante Spektrallinien, deren Amplituden sich gemäß einer $\sin(x)/x$ Funktion ergeben. Die Grundschwingung davon, hier auf der ZF, ist deshalb (fast) doppelt so groß wie der Gleichanteil.

Alternative Betrachtung: Die Hochfrequenz-Leistung muß \approx der Gleichstrom-Leistung sein: $\frac{|U|}{\sqrt{2}} \cdot \frac{|\mathcal{J}|}{\sqrt{2}} \approx U \cdot I$. Da $U \approx |U|$ ist, gilt $|\mathcal{J}| \approx 2I$, womit $R_{Gl} \approx R_a / 2$ folgt.

ist daher in diesem Falle, da R_a **parallel zur Diode** liegt, $R_{Gl} = R_a/2 || R_a = R_a/3$.

Der demodulierten NF Spannung ist eine hochfrequente Welligkeit überlagert, die im weiteren Verlauf weggefiltert werden muß.

4.2.2 Belastung durch nachfolgende Stufen

An die Demodulator-Diode sind weitere Stufen angekoppelt. Dies sind die nachfolgende NF-Stufe (einschließlich der notwendigen Siebung des NF-Signals) und die ggf. die Gewinnung der Regelspannung (AGC), Bild 4.10.[19]

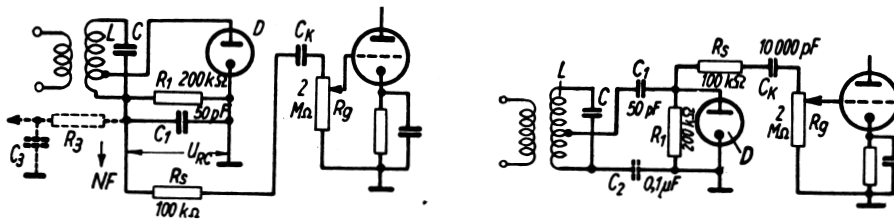


Bild 4.10: Dioden-Demodulatoren (Serienschaltung: links, Parellelschaltung: rechts) mit Belastung durch angekoppelte Stufen

Für die Belastungs-Kennlinie des Gleichrichters bedeutet dies aber eine Versteilerung, da wechsellspannungsmäßig ein kleinerer Widerstand entsteht als gleichspannungsmäßig. Damit verkleinert sich der Aussteuerungsbereich, Bild 4.11.[16]

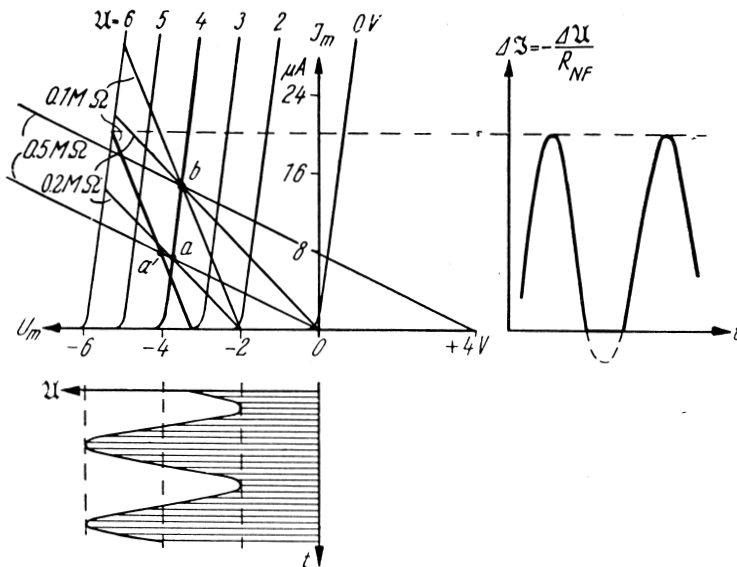


Bild 4.11: Durch wechsellspannungsmäßige Parallelschaltung von Belastungswiderständen verringert sich die Aussteuerfähigkeit im Richtkennlinienfeld wodurch Übersteuerung entsteht. Abhilfe: positive Vorspannung

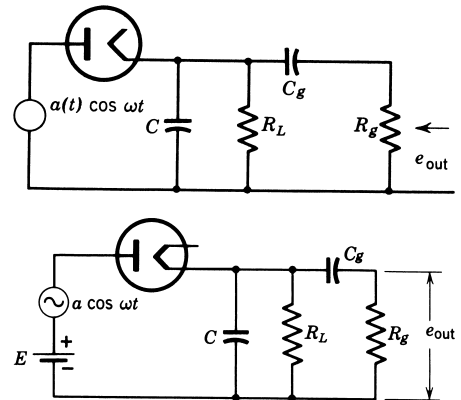


Bild 4.12: Belasteter Dioden-Demodulator (oben); Vorspannung zur Verschiebung der Arbeitskennlinie (unten)

Der Verringerung der Aussteuerbarkeit wird entgegengewirkt, indem der Gleichstrompfad an eine positive Spannung (im Beispiel Bild 4.11: +4 V) gelegt wird, Bild 4.12.[8]

Die Größe der dafür notwendigen positiven Spannung E ist abhängig von der Amplitude der ZF-Spannung. E müßte daher aus der Gleichrichtung der ZF-Spannung gewonnen werden. Aufgrund des damit verbundenen schaltungstechnischen Mehraufwandes wird diese Methode i.a. nicht angewendet.

Daher bleibt meist keine andere Wahl, als die Belastung durch nachfolgende Stufen möglichst gering zu machen, was durch eine entsprechend hochohmige Dimensionierung erreicht wird.

4.2.3 Trafo-Kopplung

Besteht der Arbeitswiderstand des Diodengleichrichters aus einem Trafo oder wie z.B. beim „Detektor“ aus einem Kopfhörer, Bilder 2.4 (Seite 4) und 3.2 (Seite 6), ergibt sich ein kleiner Gleichstrom-Widerstand R_1 im Vergleich zum Wechselstrom-Widerstand R_1 , der die Arbeitsgerade bestimmt. Bild 4.13 [19] zeigt die Schaltung und die Arbeitsgeraden im Richtkennlinien-Feld. Wie zu erkennen ist, ergibt sich eine starke Verzerrung des demodulierten NF Signals.

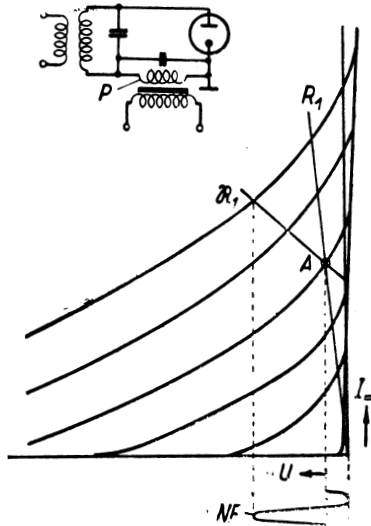


Bild 4.13: Demodulator mit Trafo-Kopplung und Arbeitskennlinien im Richtkennlinienfeld: ungünstige Schaltung

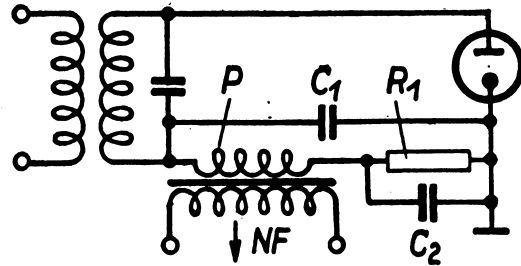


Bild 4.14: Trafo-Kopplung mit gleich großem Arbeitswiderstand für Wechselstrom und Gleichstrom

In der Schaltung Bild 4.14 [19] können die Arbeitswiderstände für Gleichstrom und Wechselstrom gleich groß gemacht werden, da infolge des Kondensators C_2 an R_1 keine Wechselspannung abfällt. Man kann damit erreichen, daß sich die Arbeitsgeraden für Gleich- und Wechselspannungen decken und ein günstiger Arbeitspunkt gewählt werden kann.

Der Kondensator C_1 in Bild 4.14 überbrückt die Hochfrequenz-Spannung und hält diese von der nachfolgenden NF Verstärkerstufe fern. Das bewirkt eine Schwächung der höheren NF Frequenzen.

C_1 wirkt aber auch auf den Schwingkreis zurück. Nach [19] ergibt eine entsprechende Umrechnung, daß durch diese Rückwirkung der Schwingkreis niederohmiger und dadurch schmaler wird. Bei geeigneter Dimensionierung der Demodulatorschaltung kann damit gerade die Verbreiterung seiner Resonanzkurve durch die Belastung durch die Demodulatoriode ausgeglichen werden.