Aus TELEFUNKEN Laborbuch Band 1, 5. Ausgabe 1962.
Digitalisiert 01/2019 von Eike Grund für http://www.radiomuseum.org

Ratiodetektor mit Germanium-Dioden

Vorteile der Germanium-Dioden im Vergleich zu Vakuum-Dioden

1. Wegfall der Heizleistung
2. Wegfall des Heizbrumms
3. Möglichkeit raumsparenden Zusammenbaues mit Umwandlerfilter
4. Hiermit schwächeres Abstrahlen der höheren Zf-Oberwellen
5. Höherer Richtwirkungsgrad bei niedriger Hf-Spannung
6. Früherer Einsatz der Begrenzung

Nachteile der Germanium-Dioden im Vergleich zu Vakuum-Dioden

1. Etwas höhere Kosten als mit Verbundröhre (z. B. EABC 80)
2. Geringere Spannungsfestigkeit gegenüber starker Hf-Einströmung aus Treiberstufe
3. Stärker hörbares Rauschen zwischen den Sendern
4. Bei extremen Temperaturabweichungen Begrenzungsrückgang möglich

Zu 3.: Das Rauschen zwischen den Sendern ist bei Verwenden von Germanium-Dioden stärker hörbar, weil diesen Dioden die durch den Anlaufstrom der Vakuum-Dioden bedingte Rauschsperrwirkung fehlt.

Verwendung

Vor allem in Batterieempfängern und in Allstromgeräten überwiegen die Vorteile der Germanium-Dioden. Die geringere Spannungsfestigkeit wird durch Vorbegrenzung in der Treiberstufe hinfällig. Diese Vorbegrenzung verbessert die Gesamtbegrenzung des Gerätes.

In Heimempfängern verwendet man allerdings − vorwiegend aus Kostengründen − meist noch Vakuum-Dioden.

Schaltung

Bild 1 zeigt eine symmetrische Ratiodetektor-Schaltung mit Germanium-Dioden OA 172. Diese Schaltung ermöglicht in einem großen Amplitudenbereich eine besonders gute AM-Unterdrückung. **Bild 2** veranschaulicht die Spulenanordnung des zu Bild 1 vorgesehenen **Umwandelfilters**. Als Wickelkörper nimmt man im allgemeinen aus Preisgründen einen solchen aus Polystyrol (Trolitul). Die bei Verwendung solcher Körper fertiggewickelten Spulen sind künstlich im Hinblick auf Temperatureinflüsse zu altern. Andernfalls bleiben bei diesem Material die mechanischen Abmessungen möglicherweise nicht genügend konstant. Für besonders hohe Ansprüche werden keramische Wickelkörper verwendet, auf welchen die Windungen z.B. mit Gießharz festgelegt werden können. Die Sekundärkreis-Leerlaufdämpfung (also ohne Dioden) liegt unter 0,7%.

Die Gesamtdurchlaßkurve des Zf-Verstärkers muß einschließlich des Umwandlerfilters ein klares Resonanzmaximum aufweisen, damit das Magische Auge die richtige Abstim-mung eindeutig anzeigen kann. Es ist jedoch nicht notwendig, dieses Maximum allein durch das Umwandlerfilter zustande zu bringen.

Notwendige Kompensation der dynamischen Kapazitätsänderungen

Die Kapazität einer Germanium-Diode hängt von dem in ihr fließenden Strom (Hf-Strom und Richtstrom) stärker ab als das für eineVakuum-Diode zutrifft. Dies ist für ein Einstellen günstigster AM-Unterdrückung zu berücksichtigen.

Den Einfluß solcher dynamischer Kapazitätsänderungen versteht man leicht, wenn man reine Amplitudenmodulation betrachtet: Bei Zunahme der Amplitude bewirkt wachsender Richtstrom ein Ansteigen, bei Abnahme der Amplitude zurückgehender Richtstrom ein Absinken der Dioden-kapazität. Diese Kapazitätsänderungen verstimmen den Sekundärkreis des Umwandlerfilters. Damit wird der Phasenwinkel zwischen den Hf-Spannungen an L3 und am Sekundärkreis periodisch so

geändert, als ob bei festbleibender Sekundärkreis-Resonanz eine frequenzmodulierte Hf-Spannung einwirken würde.

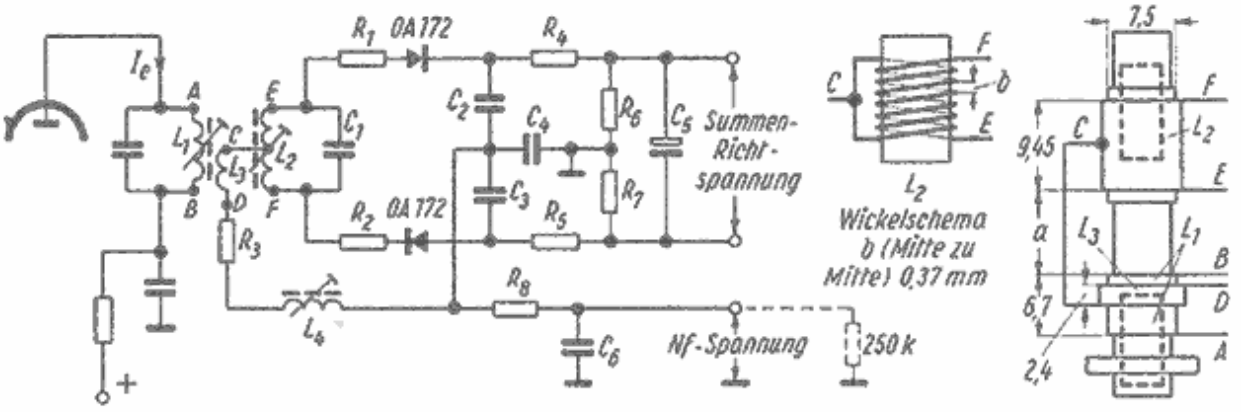


Bild 1 Bild 2

Während eine reine Amplitudenmodulation bei konstanten Kapazitäten im Idealfall keine Nf-Spannung zur Folge hätte, ergibt sich mit den veränderlichen Diodenkapazitäten eine Nf-Störspannung.

Diese versuchte man bisher meist auf der Nf-Seite mit passend ungleichen Widerständen (R_4 und R_5 in Bild 1) oder besser mit Regelbarkeit eines dieser beiden Widerstände zu kompensieren: Man erzeugte hierdurch mit dem über den Elektrolytkondensator fließenden Nf-Ausgleichsstrom einen der Störspannung ungefähr entgegengesetzt gleichen Spannungsabfall.

Neuerdings hat sich gezeigt, daß man einen noch besseren Ausgleich auf der Hf-Seite erreichen kann. Man erzielt ihn durch stromabhängige Phasendrehung der dem Mittelpunkt der Sekundärspule des Umwandlerfilters zugeführten Hf-Spannung (in Bild 1 der Spannung zwischen Punkt C und Masse). Zu diesem Zweck legt man in die zugehörige Hf-Leitung eine durch Gewindekern einstellbare Induktivität L_4 (Bild 1). Diese Induktivität wirkt zuverlässiger und ist billiger als ein Regelwiderstand (R_4 bzw. R_5) sowie im Durchschnitt exakter als ungleich gewählte Festwiderstände R_4 und R_5. Bei Verwenden von L_4 gibt man den Widerständen R_4 und R_5 gleiche Werte. L_4 bringt einen weiteren Vorteil mit sich: Die für die höheren Harmonischen der Zwischenfrequenz große Impedanz von L_4 erleichtert ein Vermeiden von Empfangsstörungen, hervorgerufen durch Eindringen der 9. Zf-Harmonischen in den Eingangsteil.

Bei geringeren Anforderungen an die AM-Unterdrückung können die Widerstände R_1…R_3 wegfallen. Die Werte der Widerstände R_4 und R_5 müssen dann gegebenenfalls etwas höher gewählt werden.

Meßwerte

Abhängig vom Spulenabstand (a im Bild 2) zeigt **Bild 3** für eine Schaltung nach Bild 1, für eine Summenrichtspannung von 5 V, für einen sowohl mit 200 Hz und 22,5 kHz Hub frequenzmodulierten wie mit etwa 1,2 kHz und 30% amplitudenmodulierten Meßsender bei Einstellung von L_4 auf beste Kompensation zu jedem Spulenabstand:

die AM-Unterdrückung,

die erforderliche Hf-Einströmung,

die Niederfrequenz-Nutzspannung,

den Klirrgrad für 75 kHz Maximalhub (AM abgeschaltet) und

den maximal unterdrückbaren Amplitudenmodulationsgrad.

Aus Bild 3 folgt, daß beste AM-Unterdrückung und kleinster Klirrgrad verschiedene Spulenabstände verlangen. Das zwingt zu einem Kompromiß. Die AM-Störspannung am Ausgang des Umwandlerfilters ist so gemessen, daß außer der Modulationsfrequenz selbst auch deren Harmonische und ihre Kombinationsfrequenzen mit der Nutzmodulationsfrequenz mit einbezogen sind. Zum Trennen der AM-Störspannung von der FM- Nutzspannung dient also ein Hochpaß. Läßt

man etwa k = 3,3% noch zu, so wird man hier a = 8,5 mm zu wählen haben. Dazu gehören die in den Bildern 4 und 5 veranschaulichten Meßergebnisse. **Bild 4** stellt − abhängig von der Verstimmung − die FM-Nutzspannung und die AM-Störspannung für verschiedene Werte der Hf-Einströmung und der Summenrichtspannung dar. **Bild 5** läßt erkennen, wie der Klirrgrad der FM-Nutzspannung mit dem Frequenzhub ansteigt.

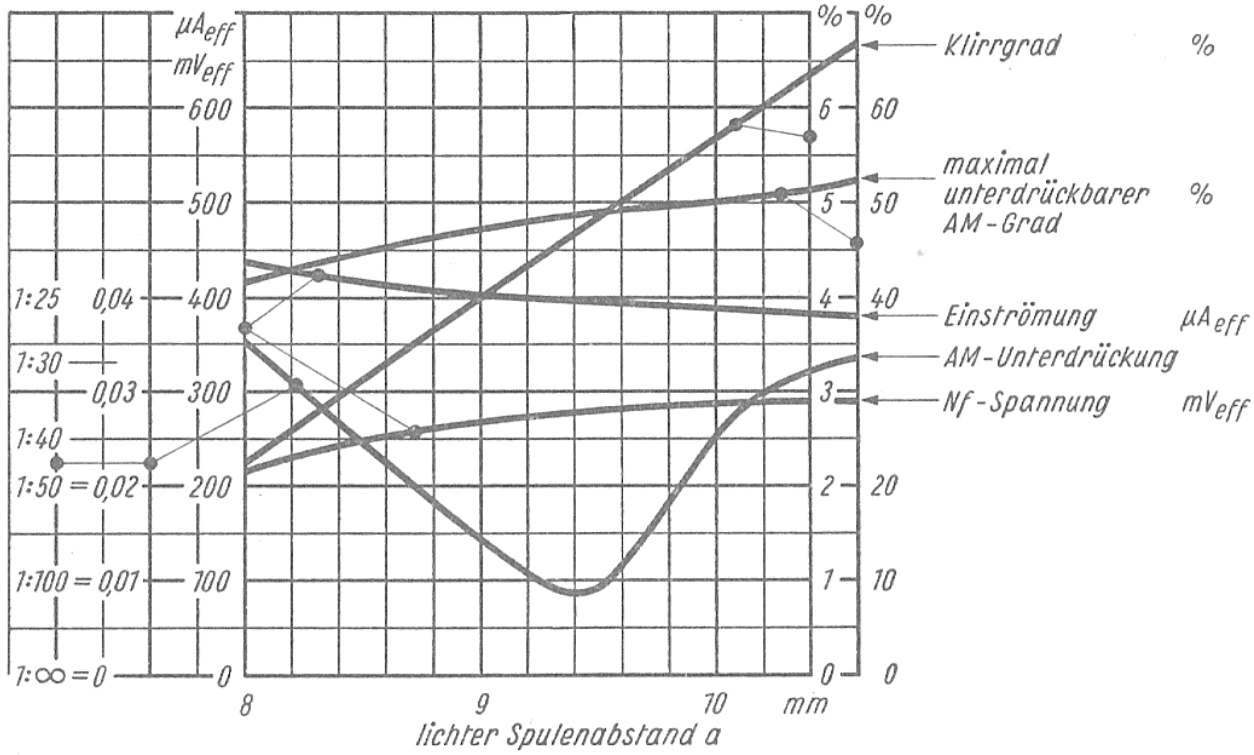


Bild 3

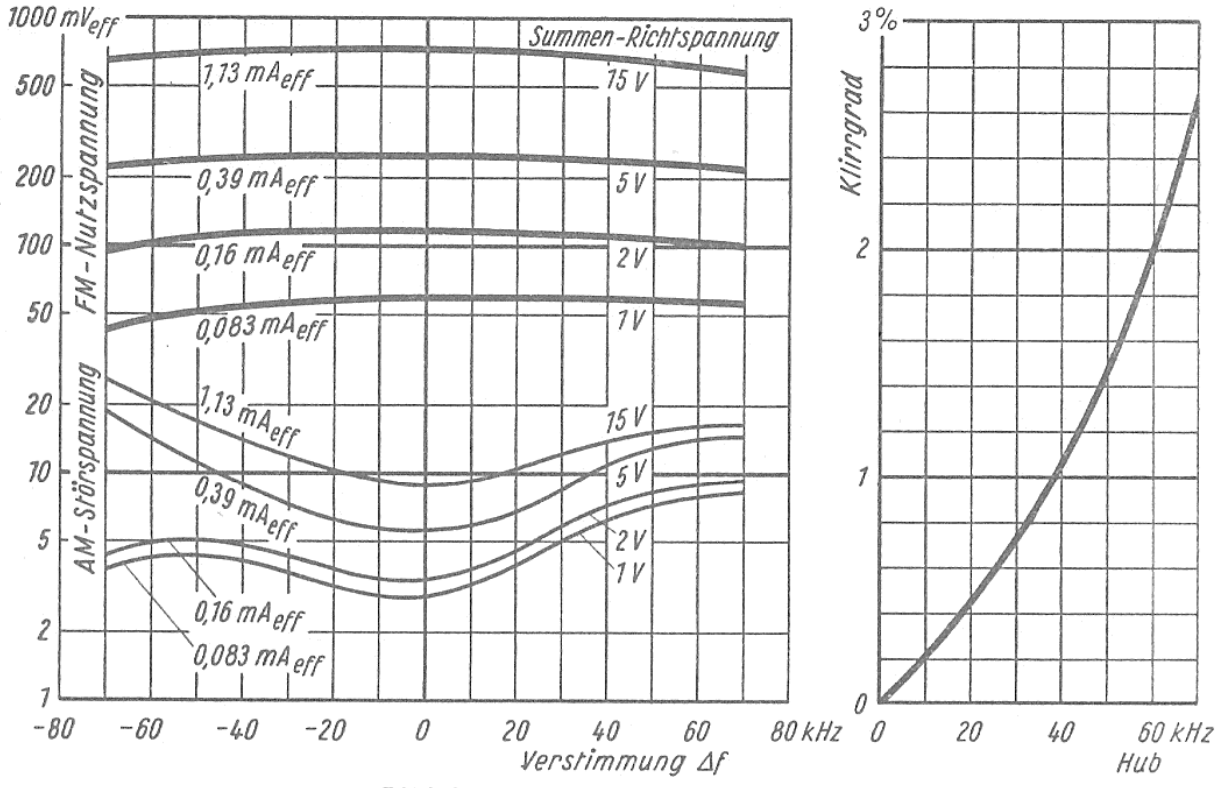


Bild 4

Bild 5

Schaltteilliste

R_1, R_2	Schichtwiderstände	200 Ω	1/20 W
R_3	Schichtwiderstand	100 Ω	1/20 W
R_4, R_5	Schichtwiderstände	1 kΩ	1/20 W
R_6, R_7	Schichtwiderstände	30 kΩ	1/20 W
R_8	Schichtwiderstand	10 kΩ	1/20 W
C_1		4 0 pF	
C_2, C_3, C_4		300 pF	
C_5		2 µF	70/80 Volt
C_6		100 pF	

		Wicklung			Hf-Gewindekern			
		µH	Wdg.	Draht	ø	Steigung	Länge	μ_{Ring}
L_1	Primärspule	7,5	25	0,20 CuLS	6	0,75	13	13
L_2	Sekundärspule	5	2×13	0,18 CuL	6	0,75	13	13
L_3	Koppelspule	1,3	9	0,20 CuLS	—	—	—	—
L_4	Korrekturspule	0,45... 1	10	0,30 CuLS	4	0,70	10	13

Kopplung zwischen L_1 und L_3: Gegeninduktivität L_{13} = 1,85µH

Die hier angegebene Bemessung entspricht den üblicherweise für Kofferempfänger gestellten Forderungen. In Heimempfängern ergeben sich höhere Summenrichtspannungen. Einerseits muß deshalb durch Vorbegrenzung sichergestellt werden, daß diese Spannungen unter 30 V (besser noch unter 25 V) bleiben. Anderseits gestattet eine höhere Summenrichtspannung die Bandbreite für gute AM-Unterdrückung durch größere Induktivität und kleinere Kapazität im Sekundärkreis zu vergrößern. Für höhere Summenrichtspannungen ergeben sich nämlich etwas geringere dynamische Kapazitätsänderungen.
