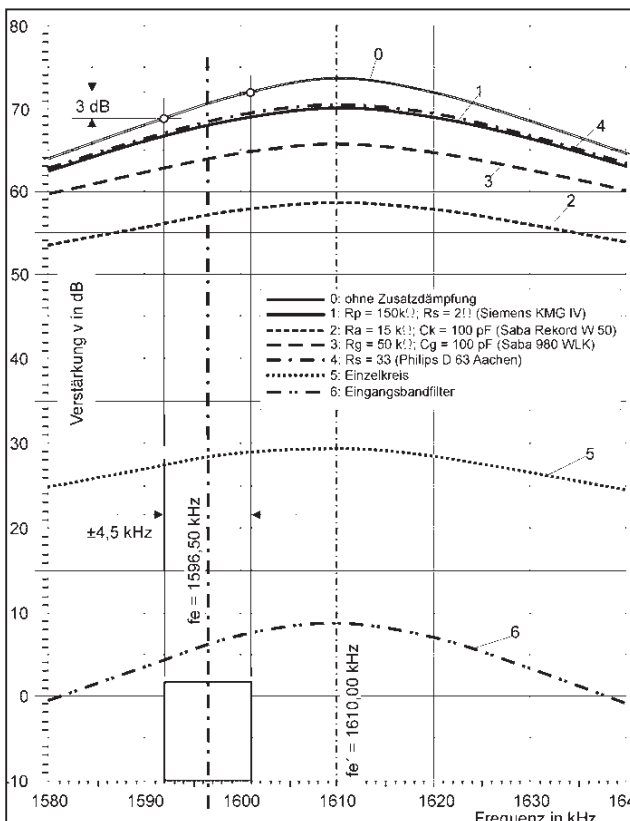


**Bild 10: Durchlasskurven der HF-Stufen bei 1200 kHz.**



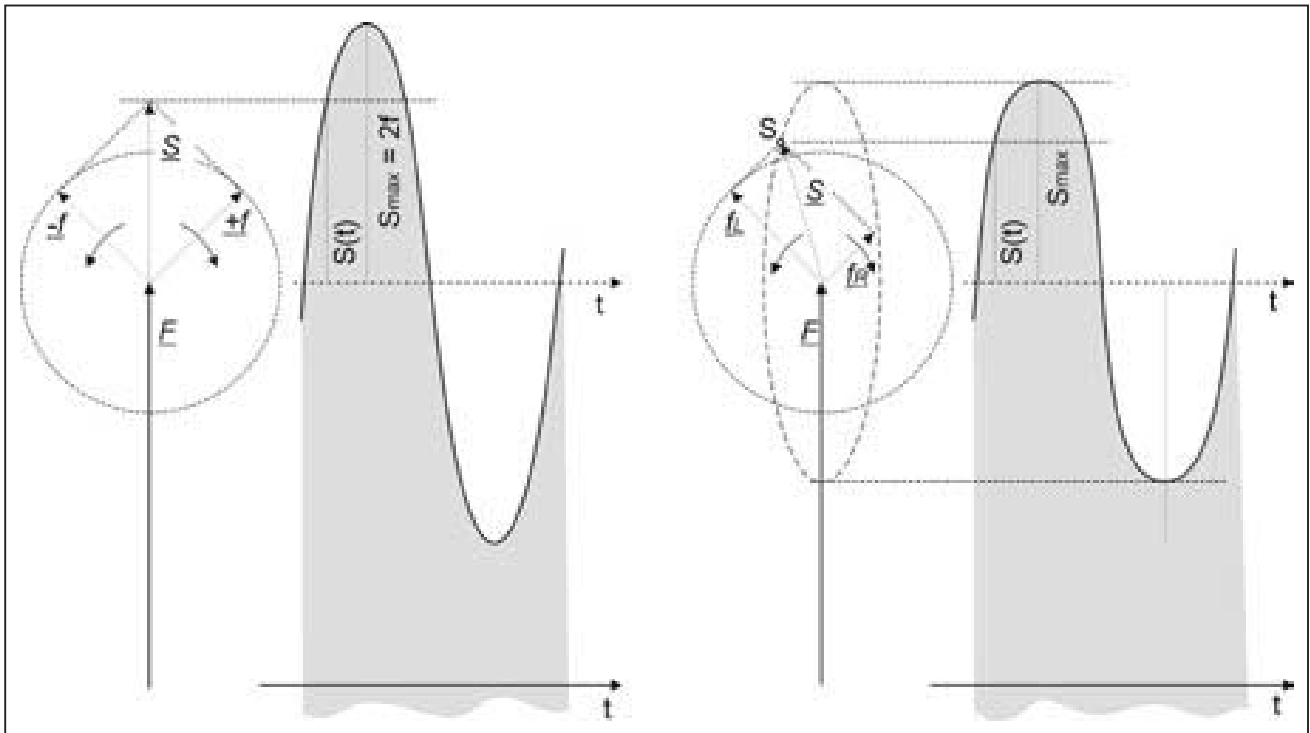
**Bild 11: Durchlasskurven der HF-Stufen bei 1610 kHz.**

HF-Frequenz, die der Bandmitte des ZF-Verstärkers entspricht. Es wird also besonders interessant sein, den Einfluss der HF-Stufe auf die Eigenschaften des Überlagerungsempfängers bei dem gewählten Beispiel für diese Frequenzen zu betrachten.

Aus diesem Grund wurden die Durchlasskurven der HF-Stufen Bild 2 bis Bild 7 für diese Frequenzen mit dem Simulationsprogramm ELECTINA [2] berechnet. Die Ergebnisse zeigen Bild 8 bis Bild 11. Die Frequenzen wurden zur Verbesserung der Übersichtlichkeit auf volle 10 kHz (670 kHz, 1200 kHz) gerundet.

Neben den Durchlasskurven ist in jedem Bild das  $\pm 4,5$ -kHz-Frequenzband des um den Fehler nach Bild 1 versetzten Senderbandes eingezeichnet. Man erkennt, dass die höchsten Frequenzen der Seitenbänder sehr unterschiedlich verstärkt werden. Bei 500 kHz (Bild 8) beträgt der Unterschied zum Beispiel beim Einzelkreis (Kurve 5) etwa 7 dB, entsprechend einem Spannungsunterschied von 1 : 2,24, bei Kurve 0 (Verstärker nach Bild 5, ohne zusätzliche Dämpfung) beträgt der Unterschied jedoch 15,2 dB, entsprechend einem Spannungsunterschied von 1 : 5,7! Die Wirkung ist die gleiche wie bei einem unscharf eingestellten Zweikreis, es entstehen Verzerrungen. Wodurch werden diese Verzerrungen hervorgerufen?

Bild 12 zeigt Zeiger- und Liniendiagramme einer modulierten Hochfrequenz. Das linke Bild zeigt ideale Verhältnisse mit unverzerrtem Sinus. Rechts haben die Seitenbänder durch unterschiedliche Dämpfung bei unscharfer Abstimmung verschieden große Amplituden. Die dabei auch auftretenden unterschiedlichen Phasenwinkel sind hier wegen



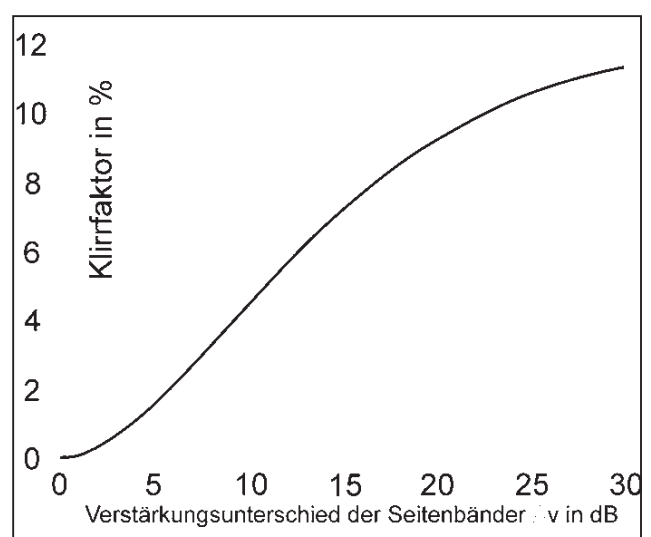
**Bild 12:** Zeiger- und Liniendiagramme einer modulierten Hochfrequenz. Links: Symmetrische Seitenbänder, unverzerrter Sinus. Rechts: Seitenbänder verschiedener Größe, Sinus stark verzerrt.

der Anschaulichkeit unberücksichtigt. Der resultierende Zeiger bewegt sich nicht wie im Idealfall (links) auf einer Senkrechten, sondern er bewegt sich auf einer Ellipse. Es entstehen Verzerrungen, wie das Bild erkennen lässt.

FELDTKELLER hat 1935 in [3] gezeigt, dass bei unscharfer Abstimmung die Modulation der Empfangsfrequenz verzerrt wird, und hat für den Klirrfaktor der verzerrten Modulation Formeln angegeben. Die Auswertung seiner Berechnungen für die oberen Seitenbänder bei 4,5 kHz zeigt Bild 13.

Die Funktion nach Bild 13 wurde auf die Schaltungen nach Bild 2 bis Bild 7 beziehungsweise auf die Durchlasskurven nach Bild 8 bis Bild 11 angewendet und die für die verschiedenen Schaltungen zu erwartenden Klirrfaktoren an der theoretischen NF-Bandgrenze von 4,5 kHz

ermittelt. Zusammen mit den Widerstands- und Kapazitätswerten der untersuchten Schaltungen sind die Klirrfaktoren in der Tabelle angegeben. Tatsächlich werden die AM-Sender niederfrequent über 4,5 kHz



**Bild 13:** Klirrfaktor der Modulation in Abhängigkeit vom Dämpfungsunterschied der oberen Seitenbänder.

hinaus moduliert, so dass tatsächlich noch höhere Klirrfaktoren zu erwarten sind.

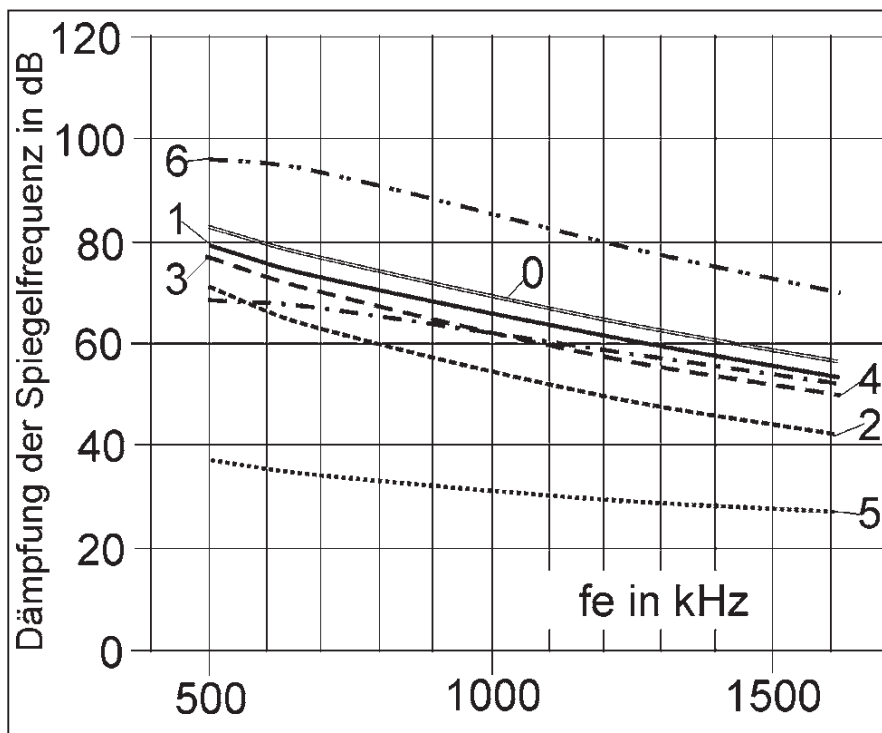
Man erkennt, dass die Schaltung nach Bild 5 (Kurve 0, nullgekoppelte Kreise ohne Zusatzdämpfung) bei 500 kHz mit einem Klirrfaktor von 7,2% behaftet ist, ein untragbarer Wert, der erkennen lässt, dass die einfache nullgekoppelte HF-Stufe mit unbedämpftem Gitter- und Anodenkreis für einen Spitzensuper wegen des zu erwartenden hohen Klirrfaktors unbrauchbar ist. Man erkennt aber auch, warum sich die Schaltung mit Eingangsbandfilter so großer Beliebtheit erfreut: Der Klirrfaktor überschreitet nicht die Werte des Einzelkreises!

Bei den anderen Schaltungsvarianten schneidet besonders gut die Philips-Lösung des Gerätes D 63 Aachen ab. Der Widerstand in Serie mit der Induktivität des Anodenkreises sorgt für hohe Dämpfung des Anodenkreises am „langsamen“ Bandende, während die Dämpfung durch den Serienwiderstand am „schnellen“ Bandende unbedeutend ist. Außer bezüglich des Klirrfaktors ist die Schaltung auch bezüglich der Empfindlichkeit hervorragend optimiert! Das Eingangsbandfilter ist zwar bezüglich des Klirrfaktors geringfügig besser, die kapazitive Fußpunktkopplung, die sehr weit verbreitet war, ist jedoch am „schnellen“ Bandende durch die kleinere, stark unterkritische Kopplung sehr viel

unempfindlicher als am „langsamen“ Bandende.

Jetzt bleibt noch zu untersuchen, wie sich die verschiedenen Schaltungen bezüglich der Spiegelfrequenzsicherheit verhalten. Auch diese Eigenschaft wurde für alle angegebenen Schaltungen und Frequenzen mit ELECTINA untersucht. Das Ergebnis zeigt Bild 14. Die beste Spiegelfrequenzdämpfung hat das Eingangsbandfilter (6), aber der Philips D 63 Aachen zeigt auch hier einen vorzüglichen Kompromiss (4); sie ist etwa 5 dB kleiner und ist damit nicht wesentlich schlechter als zwei nullgekoppelte Kreise ohne Zusatzdämpfung (0), aber ohne deren Nachteil einen großen Klirrfaktor zu haben.

Kommen wir noch einmal zurück auf zwei über eine Verstärkerröhre nullgekoppelte Kreise ohne Zusatzdämpfung im HF-Teil von Spitzensupern, wie wir sie z.B. in den Empfängern Telefunken D 860 auf MW oder



**Bild 14:** Dämpfung der Spiegelfrequenzen. Die Legende entspricht Bild 8 bis Bild 11.

Nora DUX finden. Es ist kaum vorstellbar, dass Telefunken oder Nora Spitzensuper auf den Markt gebracht haben, die auf Mittelwelle entsprechend den Ergebnissen der Tabelle Klirrfaktoren von über 10% hatten, hervorgerufen allein durch unsymmetrisches Durchlassverhalten des HF-Teils! Die einzige Möglichkeit, bei dem Schaltbild nach Bild 5 ohne Dämpfung durch  $R_{g2}$  große Klirrfaktoren durch Fehler der Durchlasskurve zu vermeiden, sieht der Verfasser darin, dass hier die beiden Kreise am „langsamen“ Bandende auf beispielsweise um  $\pm 5$  kHz versetzte Frequenzen abgeglichen wurden, in unserem Beispiel (Nulldurchgang der Gleitlauffehlerkurve bei 540 kHz) der Gitterkreis auf 535 kHz und der Anodenkreis auf 545 kHz. Man erhält dann Durchlasskurven mit ähnlichem Charakter [3] wie bei einem Bandfilter im Gitterkreis und mit aperiodischem Anodenkreis (Kurven 6). Am „schnellen“ Ende ist ein versetzter Abgleich nicht notwendig, weil hier die absolute Bandbreite der Durchlasskurve 0 von Bild 11 auch ohne Versatz ausreichend groß ist.

Dem Verfasser liegt nur in [3] eine Literaturstelle mit einem Hinweis auf Rundfunkempfänger mit versetzt abgestimmten Kreisen vor („Auf Vorschlag von F. TROELTSCH enthält der Qualitätsempfänger der Siemens & Halske A.G. ein derartiges Bandsieb“ [3]). Versetzt abgestimmte Kreise sind also bei Rundfunkempfängern verwendet worden. Leider liegt dem Verfasser keine Abgleichanweisung eines Spitzensupers mit nullgekoppelten Vorkreisen ohne zusätzliche Bedämpfung vor, die die Vermutung bestätigen könnte. Der Abgleich wird durch die versetzte Abstimmung

Lfd Nr.	Ra kΩ	Ck pf	Rg kΩ	Cg <sub>2</sub> pf	Rs Ω	Rp kΩ	d/dB 500	d/dB 670	d/dB 1200	d/dB 1610	k/% 500	k/% 670	k/% 1200	k/% 1610	Beispiel
0							15,2	12,0	5,3	3,0	7,3	5,6	1,7	0,6	ohne Zusatzdämpfung
1					2	150	12,5	9,3	3,6	2,2	5,3	4,0	0,9	0,3	Siemens KMG IV
2	15	100					9,0	6,5	3,0	2,0	3,8	2,4	0,6	0,3	SABA Rekord W 50
3			50	100			11,5	8,2	3,0	2,0	5,3	3,4	0,6	0,3	SABA 980 WLK
4					33		8,0	7,0	3,5	2,4	3,2	2,6	0,8	0,4	Philips D 63 Aachen
5							7,0	5,8	2,5	1,5	2,6	2,0	0,4	0,2	Einzelkreis
6							1,5	4,0	6,9	3,1	0,2	1,0	2,6	0,5	Eingangsbandfilter

Tabelle: Klirrfaktoren der Schaltungen nach Bild 2 bis 7 und der Durchlasskurven nach Bild 8 bis 11.



zwar etwas aufwändiger, ist aber immer noch weniger aufwändig als bei einem Bandfilter, bei dem für den Abgleich das Filter zweimal bedämpft werden muss. Das Argument, versetzte Kreise würden einen zu hohen Aufwand beim Abgleich erfordern, kann also nicht gelten. Der Verfasser wäre dem Leser, der eine Abgleichanweisung beispielsweise eines Telefunken D 860 oder eines Nora DUX besitzt, sehr dankbar, wenn er ihm eine Kopie zukommen lassen könnte.

### **Zusammenfassung**

Im ersten Teil des Aufsatzes wurde beschrieben, dass zwischen HF-Kreis und Oszillatorkreis nur an maximal drei Punkten absoluter Gleichlauf herzustellen ist, und wie der zwischen beiden Kreisen bestehende Fehler durch einen „Padding“-Kondensator minimiert werden kann. Die Probleme der Spiegelfrequenzen werden diskutiert. Es wird gezeigt, wie wichtig es ist, dass beim Abgleich die den Berechnungen zu Grunde liegenden Frequenzen benutzt werden, damit die optimale Empfindlichkeit des Empfängers über den ganzen Wellenbereich wieder hergestellt wird.

Im zweiten Teil wird gezeigt, dass durch den Gleichlauffehler und durch die Durchlasskurve der HF-Kreise die Modulation verzerrt wird, was bei falscher Dimensionierung der HF-Stufe oder bei falschem Abgleich zu einem beträchtlichen Klirrfaktor führen kann. Die verschiedenen Schaltungsvarianten der HF-Stufe des Überlagerungsempfängers werden unter diesem Gesichtspunkt untersucht. Die unter dem Gesichtspunkt eines kleinen Klirrfaktors dimensi-

onierten HF-Stufen werden auf ausreichende Spiegelfrequenzunterdrückung untersucht.

Es wurde erklärt:

- die HF-Stufe bestimmt Empfindlichkeit bzw. Rauschen sowie den Klirrfaktor der HF-Modulation auf Grund unterschiedlicher Verstärkung der Seitenbänder durch den Gleichlauffehler,
- das Verhältnis von Hochfrequenz zu Zwischenfrequenz in Verbindung mit der Dimensionierung der HF-Stufe bestimmt die Spiegelfrequenzunterdrückung,
- der Oszillatorkreis bestimmt den Gleichlauffehler,
- der ZF-Verstärker bestimmt Trennschärfe und Verstärkung.

### **Literatur:**

- [1] Freudenberg, H.: Der Überlagerungsempfänger. Teil 1: Über das Gleichlaufproblem und die Spiegelfrequenzsicherheit. Funkgeschichte Nr. 160.
- [2] ELECTINA. Das komplette Elektroniklabor (Simulationsprogramm). Version 5.50.007SF. DesignSoft, Inc.
- [3] Feldtkeller, R.: Phasendrehungen und nichtlineare Verzerrungen in Rundfunkempfängern. Hochfrequenz und Elektroakustik (Leipzig), 46, 1935, S. 133.
- [4] Weichart, F.: Über die Modulation. Funktechnische Monatshefte (Berlin) 1932, S. 193, S. 241.