



stimmtem Zwischenfrequenzverstärker wird durch Nachteile erkauft, vor allem durch Spiegelfrequenzen und durch das Gleichlaufproblem.

## Spiegelfrequenz

Die Zwischenfrequenz  $f_{ZF}$  entsteht nicht nur als Differenz  $f_{OSZ} - f_e$ , sondern auch als Differenz

$$f_{ZF} = f_e' - f_{OSZ} \quad (2)$$

Aus (1) und (2) ergibt sich:

$$f_e' = f_e + 2 \cdot f_{ZF}$$

$f_e'$  wird als Spiegelfrequenz bezeichnet. Die Spiegelfrequenz

muss mittels der Eingangskreise des Empfängers ausreichend gedämpft werden, um deren Empfang zu verhindern. Der Empfang der Spiegelfrequenz lässt sich nicht durch erhöhte Trennschärfe des ZF-Verstärkers vermeiden, sondern ganz allein die Weitabselektion der HF-Stufe entscheidet über die Spiegelfrequenzsicherheit des Überlagerungsempfängers.

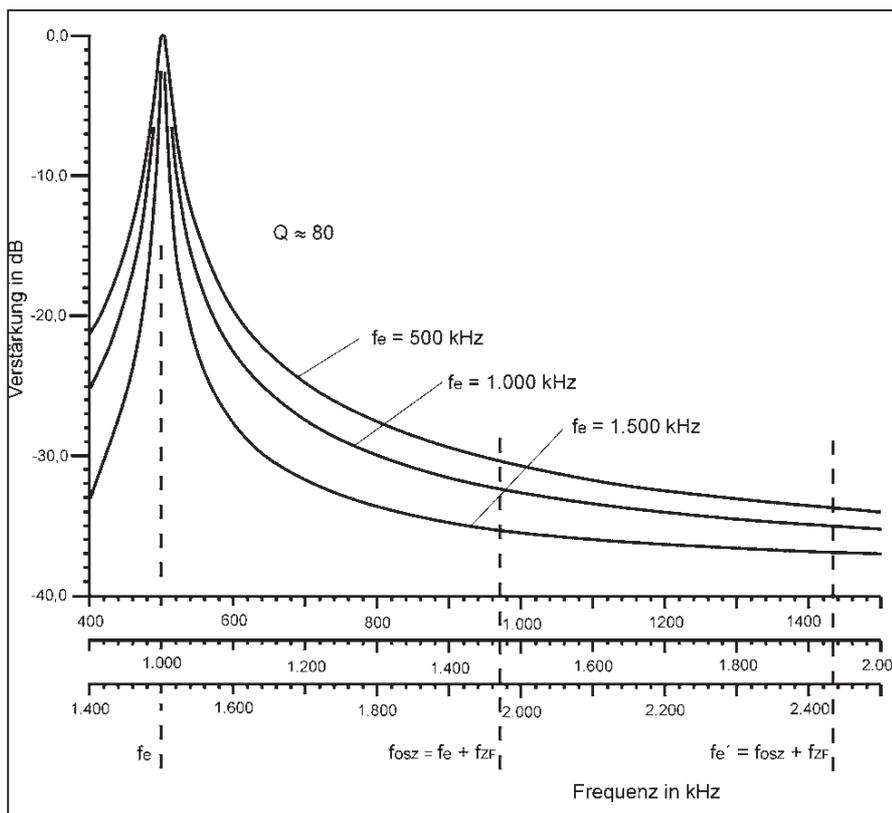
## Das Gleichlaufproblem

Für die Wahl der Zwischenfrequenz gibt es im wesentlichen folgende Kriterien:

- je niedriger die Zwischenfrequenz (ZF), umso höher ist die Verstärkung und

- je höher die ZF, umso größer ist die Spiegelfrequenzsicherheit
- für die Zwischenfrequenz wählt man eine Frequenz, die nicht von starken Sendern belegt ist, um Störungen durch Träger auf der ZF über den Antennenkreis zu vermeiden

Beim einfachen Superhetempfänger ist eine Frequenz um 460 kHz üblich, früher insbesondere 468 kHz und 472 kHz, heute sind 455 kHz gebräuchlich. Im Mittelwellenbereich entspricht die ZF damit ungefähr der niedrigsten MW-Frequenz, die zugehörige Spiegelfrequenz entspricht dabei



**Bild 2:** Lage der Empfangsfrequenz  $f_e$ , der Oszillatorfrequenz  $f_{OSZ}$  und der Spiegelfrequenz  $f_e'$  im Mittelwellenbereich in Bezug auf die Durchlasskurven von Einzelkreisen üblicher Güte für die Empfangsfrequenz.

annähernd der höchsten Frequenz des MW-Bandes:

$$\begin{aligned} f_e &= 500 \text{ kHz} \\ f_{ZF} &= 468 \text{ kHz} \\ f_o &= 968 \text{ kHz} \\ \mathbf{f_e'} &= \mathbf{1.436 \text{ kHz}} \end{aligned}$$

Im MW-Bereich reicht die Empfangsfrequenz  $f_e$  von etwa 500 kHz bis 1610 kHz; das entspricht einem Frequenzverhältnis von

$$V_{fe} = 1610 \text{ kHz} / 500 \text{ kHz} = 3,22 \quad (3)$$

Mit (2) muss dabei die Oszillatorfrequenz  $f_{osz}$  zwischen  $500 \text{ kHz} + 468 \text{ kHz} = 968 \text{ kHz}$  und  $1610 \text{ kHz} + 468 \text{ kHz} = 2078 \text{ kHz}$  verändert werden. Das entspricht einem Verhältnis der Oszillatorfrequenz von

$$V_{fosz} = 2078 \text{ kHz} / 968 \text{ kHz} = 2,1467 \quad (4)$$

Empfangsfrequenz und Oszillatorfrequenz sollen gleichzeitig mit zwei oder mehr Drehkondensatoren auf einer Achse abgestimmt werden – man spricht von „Einknopfabstimmung“. Diese Bedingung lässt sich wegen der verschiedenen Frequenzverhältnisse auf folgende Weise erzielen [2]:

1. Man verwendet für den Eingangskreis und den Oszillatorkreis für die Drehkondensatoren unterschiedliche Plattenschnitte, die den unterschiedlichen Frequenzverläufen gerecht werden. Diese Lösung ist in der Herstellung sehr teuer. Bei der Wellenbereichumschaltung gibt es Schwierigkeiten.
2. Man verwendet frequenzlineare Plattenschnitte und versetzt die Rotorpakete um einen Winkel, der

der Zwischenfrequenz entspricht. Dadurch wird jedoch der Abstimmbereich um den Betrag der Zwischenfrequenz eingeschränkt. Auch hier treten Probleme bei der Wellenbereichumschaltung auf.

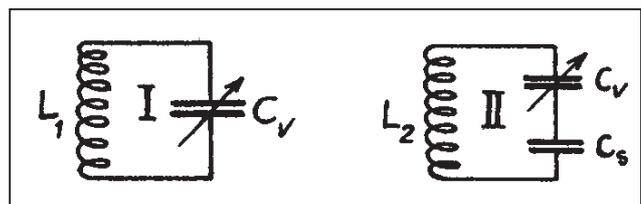
3. Die dritte Lösung hat RUNGE 1926 angegeben (Telefunken; Patent Nr. 430895 [1]). In Reihe mit dem Oszillatordrehkondensator wird ein Verkürzungskondensator  $C_s$  geschaltet, der den Abstimmbereich auf das Frequenzverhältnis  $V_{fosz}$  reduziert. Bei dieser Lösung sind beliebige Plattenschnitte verwendbar. Der Nachteil dieser Lösung ist der, dass die Bedingung aus (1)

$$f_e(Cd) = f_{osz}(Cd) - f_{ZF} \quad (5)$$

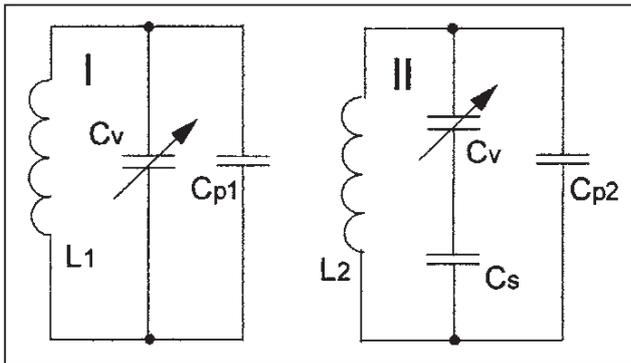
nur bei maximal drei Frequenzen vollkommen erfüllbar ist. Die Probleme des Gleichlaufs dieser Lösung, die sich bald schnell und allgemein durchsetzte, und die Probleme der Spiegelfrequenzen sollen im Folgenden untersucht werden.

### Zwei- oder Dreipunktgleich

Für die richtige Dimensionierung der Schaltung fehlen in den in Bild 3 gezeigten Kreisen der Patentschrift zwei wesentliche Bauelemente: Die in Bild 4 gezeigten Parallel-Kapazitäten



**Bild 3:** Aus der Patentschrift Nr. 430895 [1]. (I: Eingangskreis, II: Oszillatorkreis)



**Bild 4: Die Schaltkreise des Runge-Patentes mit festen Parallelkapazitäten Cp1 und Cp2.**

Cp1 und Cp2, meistens technisch als Trimmer oder als Schaltkapazität ausgeführt.

Kreis I ist der Eingangskreis, Kreis II ist der Oszillatorkreis des Superhetempfängers. Für die folgenden Berechnungen sollen die Bauelementebezeichnungen von Bild 1 gelten. Die Schaltung soll für folgende Daten untersucht werden:

MW-Frequenzbereich:

$$f_e = 500 - 1610 \text{ kHz}$$

Zwischenfrequenz:

$$f_{ZF} = 468 \text{ kHz}$$

Kapazitätsbereich des Drehkondensators:

$$C_d = 10 - 485 \text{ pF.}$$

Für den Eingangskreis ergeben sich aus diesen Daten und mit der Thomsonschen Schwingungsformel folgende Werte für  $L_e$  und  $C_{pe}$ :

$$L_e = 192,73 \text{ } \mu\text{H}$$

$$C_{pe} = 40,70 \text{ pF.}$$

Die Berechnung dieser beiden Werte ist einfach und soll hier nicht nachvollzogen werden. Schwierig sind jedoch die Überlegungen und Berechnungen für die Ermittlung der Werte für die Bauelemente des Oszillatorkreises.

### Was wissen wir

1. Mit  $C_{de} = C_{do} = C_d$  soll für jede Position des Drehkos  $C_d$  die Differenzfrequenz  $f_e - f_{osz}$  möglichst konstant gleich der Zwischenfrequenz  $f_{ZF}$  sein. Es soll also

$$\Delta f = f_{osz} - (f_e + f_{ZF}) \quad (5)$$

für alle Drehwinkel des Drehkos und damit für den gesamten Wellenbereich die Frequenzabweichung  $\Delta f$  möglichst gleich Null sein.

2. Es ist

$$f_{omin} = f_{emin} + f_{ZF} = (500 + 468) \text{ kHz} = 968 \text{ kHz}$$

$$f_{omax} = f_{emax} + f_{ZF} = (1610 + 468) \text{ kHz} = 2078 \text{ kHz.}$$

3. Für das Frequenzverhältnis der Oszillatorfrequenzen aufgrund des maximalen Drehbereichs des Drehkos gilt für das gegebene Beispiel mit (4):

$$V_{fo} = \frac{f_{omax}}{f_{omin}} = \frac{2078 \text{ kHz}}{968 \text{ kHz}} = 2,1467$$

4. Mit der Thomsonschen Schwingungsformel gilt dann für das Verhältnis der Kapazitäten bei Kapazitätsabstimmung

$$V_{co} = (V_{fo})^2 = 2,1467^2 = 4,6083 \quad (6)$$

5. Die Gesamtkapazität  $C_{oges}$  setzt sich aus den drei Kapazitäten  $C_{do}$ ,  $C_{po}$  und  $C_s$  zusammen:

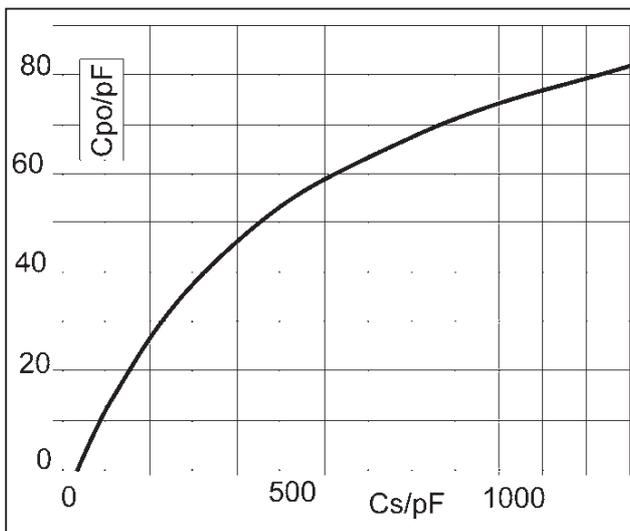
$$C_{oges} = C_o = \frac{C_s \cdot (C_{do} + C_{po})}{C_s + C_{do} + C_{po}} \quad (7)$$

6. Mit (6) und (7) gilt

$$V_{co} = \frac{C_{o\max}}{C_{o\min}} = 4,6083 \quad (8)$$

Aus diesen Bedingungen sind die Größen  $L_o$ ,  $C_s$  und  $C_{po}$  zu bestimmen. Sie reichen nicht aus, um alle drei Größen explizit zu berechnen. Es sollen verschiedene Lösungen ermittelt werden, die die Wirkung der Veränderung der Größen der verschiedenen Bauelemente auf den Gleichlauf erkennen lassen. Der Rechenaufwand ist beträchtlich. Zur Zeit der Röhrentechnik mussten die Berechnungen mit mechanischer Rechenmaschine, Logarithmentafel und Rechenschieber durchgeführt werden. Zur Erleichterung der Berechnung hat FRÄNZ [1] Nomogramme berechnet, die jedoch auf bestimmten Einschränkungen beruhten. Die hier gezeigten Ergebnisse wurden mit dem PC berechnet. Heute ist die Aufgabe in relativ kurzer Zeit mit einer Tabellenkalkulation, z.B. Microsoft Excel, zu erledigen.

Zunächst wurde  $C_{po}$  als Funktion von  $C_s$  mit der Bedingung (8) implizit

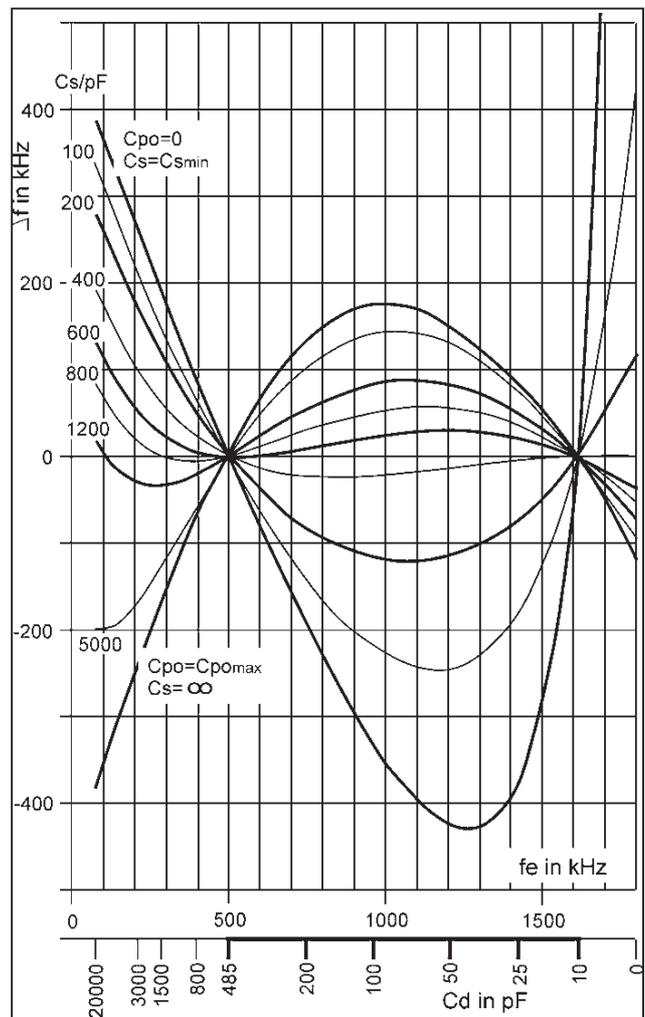


**Bild 5:**  $C_{po}$  als Funktion von  $C_s$  mit  $V_{co} = 4,6083$ .

durch Iteration mit (7) ermittelt. Das Ergebnis zeigt Bild 5.

Für verschiedene Paddingkondensatorgrößen  $C_s$  als Parameter, mit der Thomsonschen Schwingungsformel, in Schritten von 5 pF veränderter  $C_d$ , wurden  $f_e$ ,  $L_o$ ,  $f_o$  und daraus schließlich  $\Delta f$  berechnet. Was hier so kurz beschrieben wird, füllte etwa 30 Excel-Tabellen mit ungefähr 50 Zeilen und 18 Spalten, um den gewünschten Überblick zu erhalten.

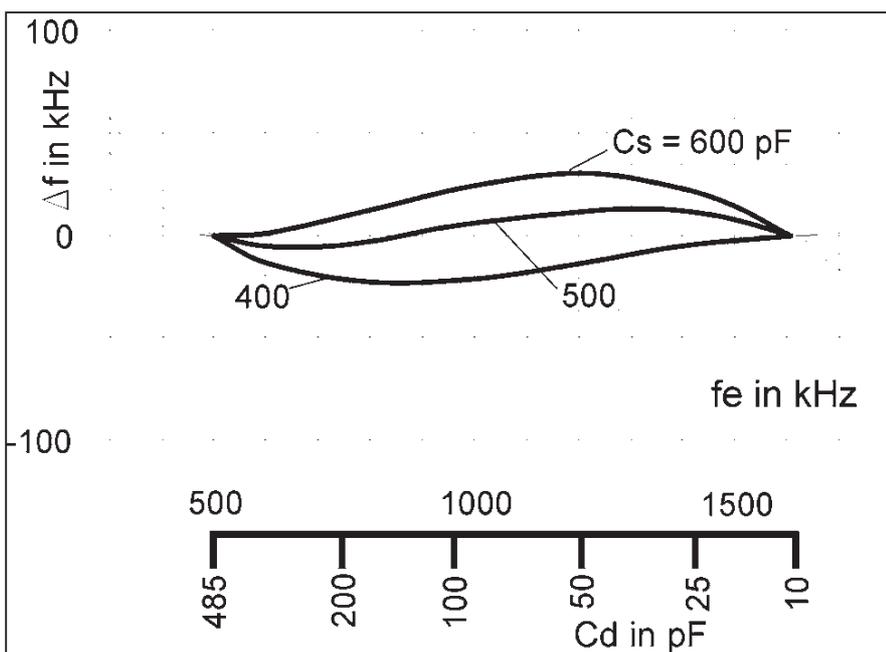
Bild 6 zeigt eine Kurvenschar mit den berechneten Ergebnissen für



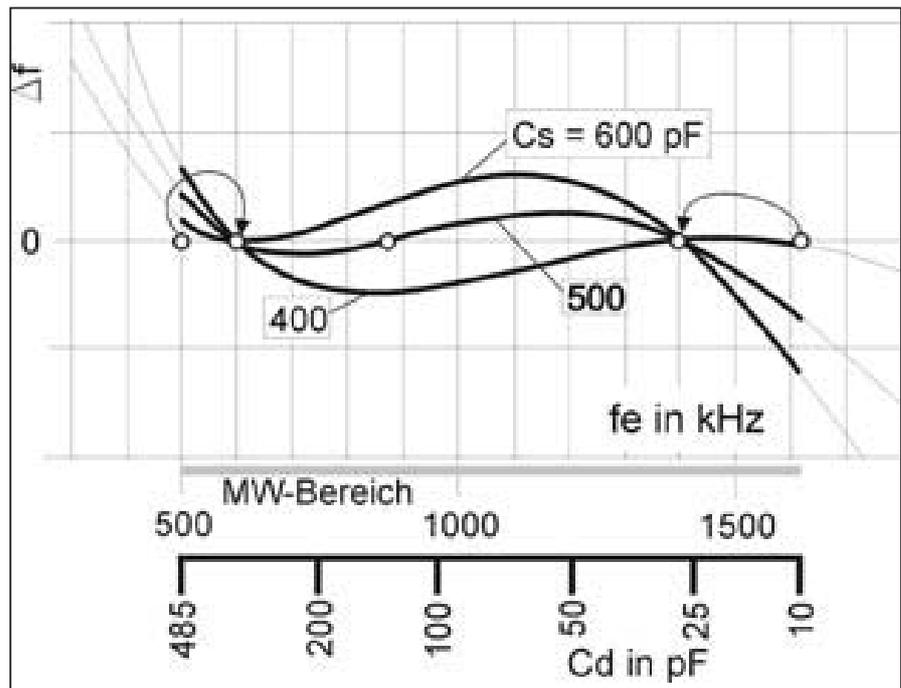
**Bild 6:** Gleichlauf  $\Delta f$  mit verschiedenen Paddingkondensatoren  $C_s$  und Parallelkondensatoren  $C_{po}$ . Die Nulldurchgänge liegen am unteren und oberen Bandende des MW-Bereichs.

$V_{co} = 4,6083$ , entsprechend dem Nulldurchgang der Kurvenscharen durch das untere (500 kHz) und durch das obere Bandende (1610 kHz). Man erkennt, dass man durch richtige Auswahl des Paddingkondensators erreichen kann, dass sich die Fehlerkurve optimal an die Nulllinie anschmiegt (Bild 7). Man erkennt weiter, dass es möglich sein müsste, innerhalb des betrachteten MW-Bereichs die Gleichlauffehlerkurve noch besser an die Nulllinie anschmiegen zu lassen, wenn man bei dann drei Nulldurchgängen die beiden äußeren Nulldurchgänge auf das Bandinnere verschiebt (Bild 8).

Mit Nulldurchgängen bei  $(500 + 40)$  kHz = 540 kHz und bei  $(1610 - 150)$  kHz = 1460 kHz wurden die



**Bild 7:** Anschmiegen der Fehlerkurve.



**Bild 8:** Drei Nulldurchgänge durch Verschieben auf das Bandinnere.

Berechnungen erneut durchgeführt und mit Bild 9 für  $C_s = 500$  pF eine recht gute Fehlerkurve gefunden, die weitgehend dem gewünschten Verhalten entspricht. Da mit wachsender Frequenz die absolute Bandbreite des HF-Kreises zunimmt, darf auch der Gleichlauffehler mit der Frequenz größer werden, während bei niedriger Frequenz des HF-Signals der Gleichlauffehler entsprechend klein sein soll. Diese Charakteristik wurde mit der angegebenen Dimensionierung erreicht.

### Gleichlauffehler und Abgleichvorschrift

Die ermittelten Daten für das untersuchte Beispiel im MW-Bereich seien hier