

Empfänger- technik

Inhaltsverzeichnis

KENNGRÖSSEN VON EMPFÄNGERN	2
SUPERHETERODYNE-EMPFÄNGER	7
DIRECT CONVERSION	11
SOFTWARE DEFINED RADIO	11
WEITERFÜHRENDE LITERATUR	13

Kenngrößen von Empfängern

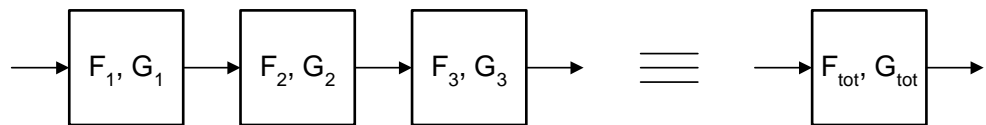
Empfindlichkeit, Rauschzahl

Die Empfindlichkeit beschreibt die Fähigkeit des Empfängers, Signale mit tiefen Empfangspegeln zu verarbeiten. Im Prinzip wird sie spezifiziert durch die Angabe des für eine genügende Empfangsqualität erforderlichen Empfangspegels. Bei analogen Systemen wird in der Regel der Pegel angegeben, der für das Erzielen eines gewissen Signal-Rauschabstands am Ausgang des Demodulators notwendig ist. Der Eingangspegel, für den der Signal-Rauschabstand am Ausgang gerade 0 dB ist, wird als Rauschflur (Noise Floor) bezeichnet. Bei digitalen Systemen wird der minimal notwendige Empfangspegel für eine vorgeschriebene Bitfehlerwahrscheinlichkeit spezifiziert. Es existiert kein allgemeingültiger Konsens, was unter einer genügenden Empfangsqualität zu verstehen ist. Deshalb sind Empfindlichkeitsangaben ohne exakte Definition des Messverfahrens wertlos.

Die theoretisch erreichbare Empfindlichkeit hängt vom verwendeten Modulationsverfahren ab. In der Praxis können diese theoretischen Werte jedoch nicht erreicht werden. Dies hat seinen Grund einerseits darin, dass die verwendeten Bauelemente zusätzliches Rauschen hinzufügen. Diese Eigenschaft wird durch die Rauschzahl des Systems beschrieben. Andererseits kann der Demodulator auch nicht beliebig genau implementiert werden. So führen beispielsweise Quantisierungsfehler oder Fehler bei der Schätzung der Trägerphase zu einer Verschlechterung der Empfindlichkeit. Man spricht von Implementationsverlusten.

Die Rauschzahl hat einen entscheidenden Einfluss auf die Empfindlichkeit eines Empfängers. Sie beschreibt, um wieviel sich der Signal-Rauschabstand am Ausgang gegenüber dem Eingang verschlechtert hat. Die nachfolgenden Überlegungen zeigen, dass es vor allem die Rauschzahlen der Eingangsstufen sind, welche die Rauschzahl des Gesamtsystems beeinflussen.

Figur 1:
Kettenschaltung von rauschenden Zweitoren



In Figur 1 ist eine Kettenschaltung von drei rauschenden Zweitoren dargestellt. Die einzelnen Glieder besitzen die Verstärkungen G_1 , G_2 und G_3 sowie die Rauschzahlen F_1 , F_2 und F_3 . Die Verstärkung der gesamten Schaltung ergibt sich aus der Multiplikation der Teilverstärkungen

$$G_{tot} = G_1 \cdot G_2 \cdot G_3.$$

Für die totale Rauschzahl lässt sich die folgende Beziehung herleiten

$$F_{tot} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 \cdot G_2}$$

Ist die Verstärkung G_1 der ersten Stufe um einiges grösser als 1 und ist die Rauschzahl F_2 der zweiten Stufe nicht viel grösser als diejenige der ersten Stufe, so ist die Rauschzahl der gesamten Schaltung im wesentlichen von F_1 abhängig. Rauschzahlen von nachfolgenden Stufen werden jeweils durch das Produkt der Verstärkungen dividiert, haben also bald keinen wesentlichen Einfluss mehr auf die totale Rauschzahl. Bei der Entwicklung eines Empfangssystems ist deshalb darauf zu achten, dass die erste Stufe eine möglichst kleine Rauschzahl und eine möglichst grosse Verstärkung aufweist.

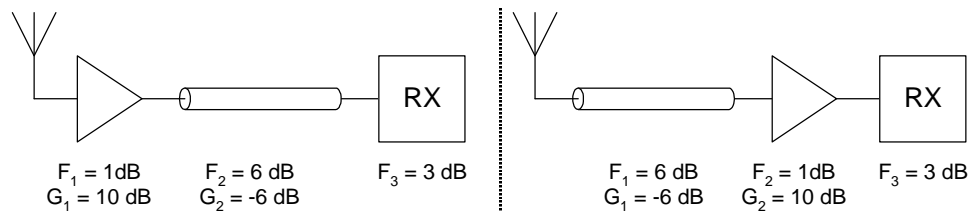
Sehr ungünstig wirkt sich jede Dämpfung vor der ersten Verstärkerstufe aus. Eine Dämpfung mit der „Verstärkung“ $G_1 = 1/L$ besitzt eine Rauschzahl $F_1 = L$ und verschlechtert die Rauschzahl des Systems um den Faktor L .

$$F_{tot} = L + \frac{F_2 - 1}{\frac{1}{L}} + \frac{F_3 - 1}{\frac{1}{L} \cdot G_2}$$

$$= L \cdot \underbrace{\left(F_2 + \frac{F_3 - 1}{G_2} \right)}_{\text{Rauschzahl ohne Dämpfung}}$$

Aus diesem Grund wird bei Empfangssystemen möglichst nahe bei der Antenne ein rauscharmer Vorverstärker eingefügt.

Beispiel 1



Umrechnen in lineare Werte

$$F_1 = 1.26$$

$$G_1 = 10$$

$$F_2 = 3.98$$

$$G_2 = 0.25$$

$$F_3 = 2.00$$

$$F_1 = 3.98$$

$$G_1 = 0.25$$

$$F_2 = 1.26$$

$$G_2 = 10$$

$$F_3 = 2.00$$

Berechnen der totalen Rauschzahl

$$F_{tot} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 \cdot G_2}$$

$$= 1.26 + \frac{2.98}{10} + \frac{1}{2.5}$$

$$= \underline{\underline{1.96}}$$

$$F_{tot} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 \cdot G_2}$$

$$= 3.98 + \frac{0.26}{0.25} + \frac{1}{2.5}$$

$$= \underline{\underline{5.42}}$$

Bei terrestrischen Übertragungssystemen kann im allgemeinen davon ausgegangen werden, dass die Eingangsquelle eine Rauschtemperatur von etwa 300 °K aufweist. Die maximal verfügbare Rauschleistung am Empfängereingang beträgt dann

$$\begin{aligned}
P_N &= k \cdot T \cdot B \\
&= 1.38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot B \\
&= 4.14 \cdot 10^{-21} \cdot B
\end{aligned}$$

wobei B die (äquivalente Rausch-) Bandbreite des Empfängers bezeichnet. Umgerechnet in dBm ergibt sich

$$P_N \Big|_{\text{dBm}} = -174 \text{dBm} + 10 \cdot \log(B)$$

Durch das Eigenrauschen des Empfängers wird diese Leistung noch um die Rauschzahl F vergrößert. Man erhält eine scheinbare Rauscheinangangsleistung von

$$P_{\text{Noise Floor}} \Big|_{\text{dBm}} = -174 \text{dBm} + 10 \cdot \log(B) + F \Big|_{\text{dB}}$$

Ein Nutzsignal muss am Eingang diese Leistung aufweisen, damit am Ausgang des Empfängers ein Signal-Rauschabstand von 0 dB resultiert.

Zeigt das Strahlungsdiagramm der Antenne in den (kalten) Weltraum, darf nicht mehr von einer Quelltemperatur von 300 °K ausgegangen werden. Die Eingangsleistung des Rauschens ist in dem Fall um einiges geringer. Dementsprechend sind die Anforderungen an die Rauschzahl des Systems höher.

Es muss hier noch angemerkt werden, dass das Phasenrauschen des Lokaloszillators ebenfalls einen negativen Einfluss auf die Empfängerempfindlichkeit hat.

Selektivität

Die Selektivität beschreibt die Fähigkeit des Empfängers, ungewollte Signale zu unterdrücken. Sie kann beispielsweise dadurch quantifiziert werden, dass man die Bandbreite angibt, ausserhalb derer das ungewollte Signal um einen gewissen Faktor gedämpft wird.

Die Selektivität eines Empfängers wird in der Regel durch frequenzselektive Schaltungen (Filter) an verschiedenen Stellen der Empfängerschaltung erreicht

1. Eingangsfiler: Dieses schützt den Vorverstärker und den Eingangsmischer vor allzu grossen Eingangspegeln, welche nichtlineare Verzerrungen hervorrufen könnten. Zudem kann es zur Unterdrückung der Spiegelfrequenz dienen.
2. Zwischenfrequenzfilter: Da die Zwischenfrequenz unabhängig von der Empfangsfrequenz ist, können hier Filter mit fixer Mittenfrequenz verwendet werden. Quarz- oder mechanische Filter erlauben auch bei relativ schmalen Bandbreiten eine gute Unterdrückung der ungewollten Signale.
3. Basisbandfilter: In modernen Empfängern werden die Signale nach der Zwischenfrequenzstufe nochmals in ein tieferes Frequenzband gemischt,

abgetastet und danach digital weiterverarbeitet. Gerade in digitalen Übertragungssystemen findet die endgültige Selektion des Signals erst in dieser Stufe statt.

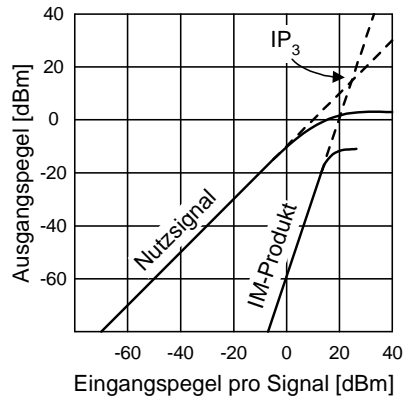
Genauso wichtig wie die Bandbreite, ist die Steilheit des Übergangs zwischen Durchlass- und Sperrbereich. Dies wird durch den Formfaktor beschrieben, welcher angibt, in welchem Verhältnis zwei für verschiedene Dämpfungswerte (z.B. 6 und 60 dB) definierte Bandbreiten stehen.

Dynamikbereich

Für den Begriff „Dynamikbereich“ existieren verschiedene Definitionen. Im wesentlichen gibt er jedoch den Bereich zwischen dem kleinsten und dem grössten Signalpegel an, den der Empfänger noch verarbeiten kann.

Der Dynamikbereich wird nach unten durch das Rauschen, nach oben durch nichtlineare Verzerrungen begrenzt. Es gibt aber verschiedene Möglichkeiten, diese Grenzen genau zu definieren. Gebräuchlich sind vor allem zwei Definitionen, wobei die untere Grenze des Bereichs bei beiden durch den Rauschflur vorgegeben ist.

1. Kompressionsfreier Dynamikbereich (Compression-free dynamic range): Ein starkes Störsignal kann zu einer Desensibilisierung, d.h. zu einer Verringerung der Empfindlichkeit des Empfängers führen. Der Störpegel, bei dem die Empfindlichkeit des Empfängers um 1 dB abgenommen hat, wird als 1 dB-Kompressionspunkt bezeichnet. Der kompressionsfreie Dynamikbereich ist definiert als Abstand zwischen diesem 1 dB-Kompressionspunkt und dem Rauschflur.
2. Verzerrungsfreier Dynamikbereich (Spurious-free dynamic range): Werden zwei Signale mit unterschiedlichen Frequenzen f_1 und f_2 auf einen Empfängereingang gegeben, so entstehen aufgrund nichtlinearer Verzerrungen Intermodulationsprodukte. Störend sind vor allem die Intermodulationsprodukte 3. Ordnung, welche bei den Frequenzen $2 \cdot f_1 - f_2$ und $2 \cdot f_2 - f_1$ auftreten. Wird der Eingangspegel der Signale um 1 dB angehoben, so nehmen die Intermodulationsprodukte 3. Ordnung um 3 dB zu. Wenigstens theoretisch existiert deshalb ein Eingangspegel, bei dem die Intermodulationsprodukte den gleichen Pegel aufweisen wie das Nutzsignal. Dieser Intermodulationsschnittpunkt 3. Ordnung wird mit IP_3 abgekürzt.



Um eine obere Grenze für den Dynamikbereich zu definieren, wird der Eingangspegel P_{S3} bestimmt, für den diese Intermodulationsprodukte gerade den Rauschflur erreichen. Aus der Beziehung

$$P_{\text{Noise Floor}} = 3 \cdot P_{S3} - 2 \cdot IP_3$$

ergibt sich

$$P_{S3} = \frac{P_{\text{Noise Floor}} + 2 \cdot IP_3}{3}$$

Beispiel 2 Ein Empfänger besitzt eine Bandbreite von $B = 15 \text{ kHz}$ und eine Rauschzahl von $F = 9 \text{ dB}$. Sein Intermodulationsschnittpunkt 3. Ordnung liegt bei $IP_3 = +12 \text{ dBm}$.

Der Rauschflur errechnet sich aus

$$\begin{aligned} P_{\text{Noise Floor}} \Big|_{\text{dBm}} &= -174 \text{ dBm} + 10 \cdot \log(B) + F \Big|_{\text{dB}} \\ &= -123 \text{ dBm} \end{aligned}$$

Bei einem Eingangspegel von

$$\begin{aligned} P_{S3} &= \frac{P_{\text{Noise Floor}} + 2 \cdot IP_3}{3} \\ &= -33 \text{ dBm} \end{aligned}$$

sind die Intermodulations- gerade gleich stark wie die Rauschstörungen.

Es resultiert ein Dynamikbereich von

$$\begin{aligned} DB &= -33 \text{ dBm} - (-123 \text{ dBm}) \\ &= 90 \text{ dB} \end{aligned}$$

Die Optimierung des Dynamikbereichs verlangt eine sorgfältige Analyse sowohl der Empfindlichkeit als auch des Grosssignalverhaltens des Empfängers. So kann beispielsweise die Empfindlichkeit durch den Einsatz eines rauscharmen Vorverstärkers verbessert werden. Allerdings wird durch diese zusätzliche

Verstärkung der Empfänger anfälliger auf starke Störsignale. Bei sehr starken Störsignalen kann es sogar von Vorteil sein, das Eingangssignal abzuschwächen, um so das Grosssignalverhalten zu verbessern, obwohl dadurch natürlich die Empfindlichkeit herabgesetzt wird. Eine bewährte Massnahme zur Verbesserung des Dynamikbereichs ist der Einsatz von frequenzselektiven Filtern möglichst am Empfängereingang. Störsignale, die den Empfänger nicht erreichen, können auch nicht zu nichtlinearen Verzerrungen führen.

Weitere Kenngrössen

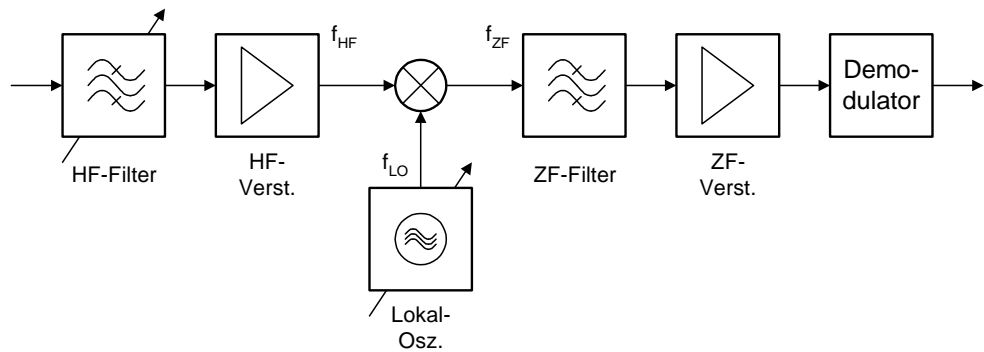
Je nach Anwendungszweck können auch weitere Kenngrössen von Interesse sein, z.B. Frequenzgenauigkeit und -stabilität, Störabstrahlung, Eigenschaften der automatischen Verstärkungsregelung (Bereich, dynamisches Verhalten), Elektromagnetische Verträglichkeit.

Superheterodyne-Empfänger

In den Anfängen der Radiotechnik wurden ausschliesslich Geradeausempfänger (Tuned Radio Frequency Receiver) gebaut. Diese bestanden aus einer Reihenschaltung von einigen selektiven Hochfrequenzverstärkerstufen, einer der Modulation entsprechenden Detektorstufe und einem nachgeschalteten Niederfrequenzverstärker. Geradeausempfänger werden heute nur noch in Spezialanwendungen eingesetzt. Die Auswahl des gewünschten Empfangssignals basiert im Geradeausempfänger einzig auf der Frequenzselektivität der Hochfrequenzstufen. Diese kann höheren Anforderungen nicht genügen, da es sehr aufwendig ist, abstimmbare Filter mit guter Selektivität zu realisieren. Zudem ist es nicht ganz unproblematisch, in der Hochfrequenzstufe eine genügend hohe Verstärkung zu erzielen, ohne dass die Schaltung zum Schwingen neigt.

Diese Schwierigkeiten wurden in den 30er Jahren mit der Erfindung des Superheterodyne-Prinzips derart überzeugend gelöst, dass auch heute noch die Mehrzahl der Empfänger nach diesem Prinzip aufgebaut ist. Figur 2 zeigt, wie ein Superhet-Empfänger aufgebaut ist. Das Empfangssignal wird mit Hilfe eines Lokaloszillators (LO) auf eine fixe Frequenz, die sogenannte Zwischenfrequenz (ZF), gemischt. Die Auswahl des gewünschten Signals wird im wesentlichen durch das ZF-Filter bewerkstelligt. Da die Zwischenfrequenz nicht von der Empfangsfrequenz abhängt, muss das ZF-Filter nicht abstimmbar sein und es kann deshalb mit vertretbarem Aufwand eine sehr gute Selektivität erzielt werden. Während bei preisgünstigen Empfängern vorwiegend gekoppelte Schwingkreise eingesetzt werden, besitzen teurere Geräte Quarz-, SAW- oder auch mechanische Filter.

Figur 2:
Superheterodyne-
Empfänger



Um die Empfangsfrequenz f_{HF} in die Zwischenfrequenz f_{ZF} umzusetzen, bestehen prinzipiell zwei Möglichkeiten: Ergibt sich die Zwischenfrequenz als Summe von Empfangs- und LO-Frequenz

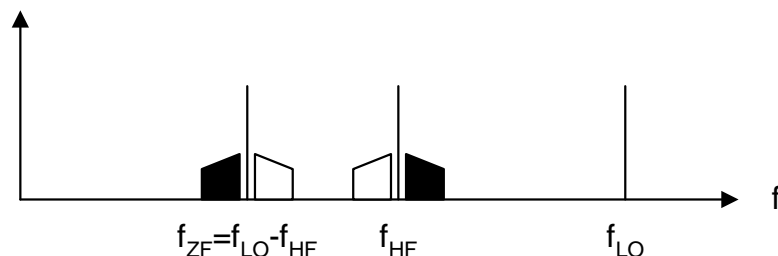
$$f_{ZF} = f_{HF} + f_{LO},$$

so spricht man von Aufwärtsmischung (Up-Conversion). Dabei wird das Spektrum des Empfangssignals unverändert in den ZF-Bereich umgesetzt. Resultiert die Zwischenfrequenz hingegen aus dem Betrag der Differenz

$$f_{ZF} = |f_{HF} - f_{LO}|,$$

so wird dies als Abwärtsmischung (Down-Conversion) bezeichnet. In diesem Fall findet eine Seitenband-Inversion statt, falls $f_{LO} > f_{HF}$ gilt. Als einfache Regel kann man sich merken, dass die Seitenbänder invertiert werden, falls die Lokaloszillatorfrequenz die höchste der drei Frequenzen ist.

Figur 3:
Beispiel einer
Seitenband-Inversion
durch
Abwärtsmischung
mit $f_{LO} > f_{HF}$.



Ein Nachteil des Superhet-Prinzips ist die Tatsache, dass aufgrund des Mischprozesses zwei Signale mit unterschiedlichen Frequenzen ins ZF-Band umgesetzt werden. Davon ist selbstverständlich nur eines erwünscht. Die Frequenz des unerwünschten Signals wird Spiegelfrequenz genannt.

Beispiel 3

Ein Kurzwellenradio wird dazu verwendet, Radio Schweiz International auf $f_{HF} = 6165$ kHz zu hören. Bei einer Zwischenfrequenz von $f_{ZF} = 455$ kHz muss das Lokaloszillatorsignal die Frequenz $f_{LO} = 6165 - 455 = 5710$ kHz aufweisen. Sendet auf der Frequenz $f_{Spiegel} = 5710 - 455 = 5255$ kHz ein anderer Rundfunksender, so wird dessen Signal ebenfalls auf die Zwischenfrequenz umgesetzt, was natürlich unerwünscht ist. Dieses Spiegelfrequenzsignal muss vor dem Mischer unterdrückt werden, wofür das HF-Filter am Eingang des Empfängers verantwortlich ist. ■

Die Beziehungen zur Berechnung der Spiegelfrequenz sind in Tabelle 1 zusammengefasst.

Tabelle 1:
Berechnung der Spiegelfrequenz

Mischvorgang	Spiegelfrequenz	Bemerkung
Aufwärtsmischung $f_{ZF} = f_{HF} + f_{LO}$	$f_S = f_{HF} + 2 \cdot f_{LO}$	
Abwärtsmischung $f_{ZF} = f_{HF} - f_{LO} $	$f_S = f_{HF} - 2 \cdot f_{ZF} $	Seitenband-Inversion
$f_{HF} > f_{LO}$ $f_{HF} < f_{LO}$	$f_S = f_{HF} + 2 \cdot f_{ZF}$	

Die Zwischenfrequenz wird nach folgenden Kriterien gewählt.

- Die Wahl der Zwischenfrequenz muss die ökonomische Realisierung von stabilen Verstärkern mit hoher Verstärkung erlauben. Dazu wäre eigentlich eine möglichst tiefe Zwischenfrequenz vorteilhaft.
- Bei der Zwischenfrequenz sollen Bandpassfilter hoher Güte mit möglichst kleinem Aufwand realisierbar sein. Ist der Einsatz von LC-Filter vorgesehen, so ist ein Frequenzbereich zwischen einigen zehn und einigen hundert Kilohertz optimal. Quarzfilter sind im Megahertzbereich kostengünstig realisierbar.
- Die Zwischenfrequenz sollte so hoch gewählt werden, dass die Unterdrückung der Spiegelfrequenz durch des HF-Filter keine Schwierigkeiten bereitet.

Die genannten Bedingungen widersprechen sich teilweise. Aus diesem Grund werden auch Doppelsuperhet-Empfänger realisiert. Diese weisen eine erste, hohe Zwischenfrequenz auf, welche eine problemlose Unterdrückung der Spiegelfrequenz erlaubt. Danach wird das Signal auf eine zweite, tiefere Zwischenfrequenz umgesetzt, wo Verstärkung und Frequenzselektivität einfach realisiert werden können.

Tabelle 2:
Einige gebräuchliche Zwischenfrequenzen

Anwendung	Zwischenfrequenz
AM-Rundfunkempfänger	455 kHz
FM-Rundfunkempfänger	10.7 MHz
TV-Empfänger (Bild)	38.9 MHz
TV-Empfänger (Ton)	33.4 MHz
Radarempfänger	30 MHz, 60 MHz
Richtfunk-, Satellitenempfänger	70 MHz, 140 MHz

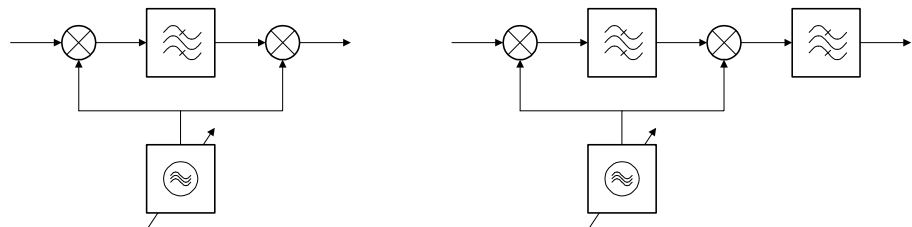
Aufgrund von Nichtidealitäten des Mixers oder von Nebenwellen des Lokaloszillators werden neben dem Empfangssignal auch Signale an anderen Frequenzen in den Durchlassbereich des ZF-Filters zu liegen kommen. Diese Störfrequenzen müssen während der Entwicklung des Empfängers analysiert und beseitigt werden.

Das Superhet-Prinzip weist viele Vorteile, aber auch einige Nachteile auf. Durch die Aufteilung der Gesamtverstärkung auf unterschiedliche Frequenzbereiche (HF, ZF, NF) können sehr hohe Verstärkungsfaktoren realisiert werden, ohne dass schwer beherrschbare Stabilitätsprobleme auftreten. Der Empfänger kann einfach abgestimmt werden, indem die Frequenz des Lokaloszillators und die Mittenfrequenz des HF-Filters geändert wird. Schliesslich weisen die frequenzselektiven Filter in der Zwischenfrequenzstufe eine fixe, günstig wählbare Mittenfrequenz auf und können deshalb einfach realisiert werden. Nachteilig sind der gegenüber dem Geradeempfänger der erhöhte Realisierungsaufwand und die Existenz von Störfrequenzen.

Neben den in Figur 2 gezeigten Baublöcken enthalten moderne Empfänger noch eine Vielzahl von anderen Baugruppen:

- **Automatische Verstärkungsregelung:** Da die Empfangspegel im Extremfall um 120 dB schwanken können, ist es unumgänglich, wenigstens die Verstärkung der ZF-Stufe zu regeln. Dabei kann das Regelsignal entweder vom ZF- oder vom NF-Signal abgeleitet werden. Während die zweite Variante einfacher zu realisieren ist, erlaubt die erste Variante eine schnellere, genauere Regelung.
- **Störimpuls-Austaster:** Mit zum Teil sehr aufwendigen Anordnungen können Störimpulse erkannt und entfernt werden.
- **ZF-Mittenfrequenzverschiebung:** Hierbei wird der Durchlassbereich der ZF-Stufe verschoben ohne die Empfangsfrequenz zu ändern. Dies erlaubt die optimale Anpassung der Empfängerselektivität an das Empfangssignal
- **Variable ZF-Bandbreite:** Durch Kombination der erwähnten ZF-Verschiebung mit einem fixen Filter kann die ZF-Bandbreite kontinuierlich verändert und so dem Empfangssignal angepasst werden.

Figur 4:
Prinzip von ZF-Mittenfrequenzverschiebung und variabler ZF-Bandbreite



ZF-Mittenfrequenzverschiebung

Variable ZF-Bandbreite

Die Bedeutung der digitalen Signalverarbeitung nimmt auch bei den Hochfrequenzempfängern immer mehr zu. Während sich der Einsatz von digitalen Signalprozessoren bis vor kurzem noch auf den NF-Bereich beschränkte,

werden heute auch Empfänger mit digitalen Zwischenfrequenzstufen angeboten.

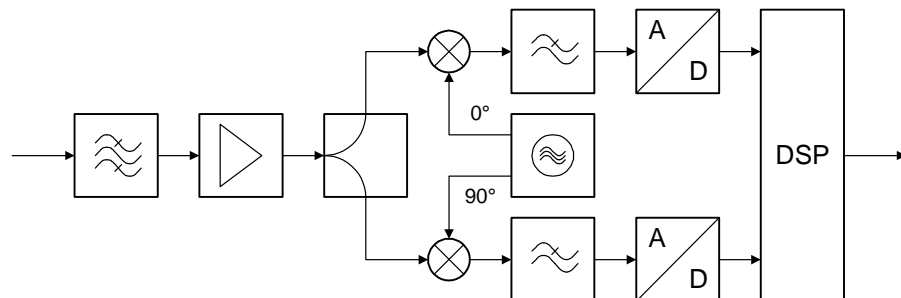
Seit kurzem werden auch volldigitale Empfänger realisiert. Nach einem Eingangsfiler und einem Vorverstärker wird das Signal breitbandig digitalisiert und anschliessend digital ins Basisband gemischt, wo es von einem digitalen Signalprozessor verarbeitet und demoduliert wird. Für die Digitalisierung werden A/D-Wandler mit 12 Bit oder 14 Bit Auflösung und Durchsatzraten von bis zu $125 \cdot 10^6$ Abtastwerten pro Sekunde eingesetzt.

Direct Conversion

In einigen Fällen wird beim Superhet-Empfänger eine Zwischenfrequenz von $f_{ZF} = 0$ Hz gewählt. Man spricht von einem Direct-Conversion-Empfänger (auch Homodyne- oder Synchrodyne-Empfänger). Die Spiegelfrequenz fällt in diesem Fall mit der Empfangsfrequenz zusammen und muss, falls erforderlich, mit speziellen Massnahmen unterdrückt werden.

Eine Möglichkeit, den Spiegelfrequenzempfang zu verhindern, ist die in Figur 5 dargestellte Mischung mit zwei orthogonalen Signalen. Dadurch bleibt die Seitenbandinformation erhalten und kann im anschliessenden Signalprozessor dazu verwendet werden, das unerwünschte Spiegelfrequenzsignal zu unterdrücken.

Figur 5:
Blockschaltbild eines
Direct-Conversion
Empfängers



Vor allem in Anwendungen, bei denen der Stromverbrauch und die Abmessungen klein gehalten werden sollen (z.B. Pager) sind Direct-Conversion Empfänger sehr populär.

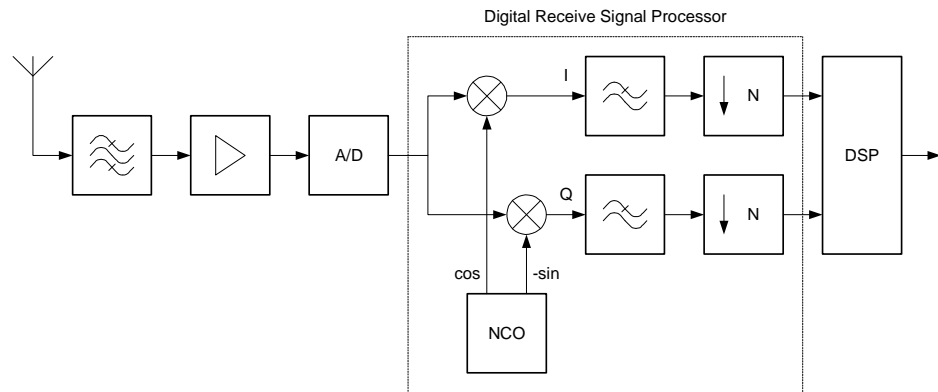
Software Defined Radio

Heute sind A/D-Wandler mit einer Auflösung von 16 Bit und einer Abtastrate von 80 MSamples/s erhältlich. Damit lassen sich Empfänger aufbauen, bei denen praktisch die ganze Signalverarbeitung digital abläuft. In einem ersten Schritt werden die immens grossen Datenmengen mit einem digitalen Downconverter ins Basisband gemischt, wo sie anschliessend mit einem digitalen Signalprozessor oder einem PC verarbeitet werden können.

Das Prinzip des Empfängers ist in der untenstehenden Figur wiedergegeben. Nach einer analogen Vorverarbeitung wird das Signal in einem A/D-Wandler abgetastet. Die Abtastwerte werden anschliessend digital mit $\cos(\omega t)$ und $-\sin(\omega t)$ multipliziert. Interpretiert man die Signale I und Q als Real- und

Imaginärteil eines komplexen Signals, so entspricht dies einer Multiplikation mit $e^{-j\omega t}$, was gleichbedeutend mit einer Verschiebung des Spektrums nach links ist. Das gewünschte Empfangssignal wird dadurch ins Basisband verschoben und kann in den nachfolgenden Tiefpassfiltern separiert werden. Zudem kann nach den Filtern die Abtastrate wesentlich reduziert werden. Die endgültige Filterung und Demodulation findet dann in einem digitalen Signalprozessor (DSP) statt.

Figur 6
Prinzip eines SDRs.



Weiterführende Literatur

- [1] U. Rohde: „Communications Receivers“, McGraw-Hill, 1997.
- [2] H. Krauss: „Solid State Radio Engineering“, John Wiley & Sons, 1980.
- [3] E. Red: „Arbeitsbuch für den HF-Techniker“, Franzis, 1986.
- [4] J. Carr: „Geheimnisse des HF-Schaltungsentwurfs“, Elektor, 1997.
- [5] —: „RF/IF Designer's Handbook“, Mini-Circuits, 1998.
- [6] —: „The 1998 ARRL Handbook for the Radioamateur“, American Radio Relay League, 1998.
- [7] K. McClaning, T. Vito: “Radio Receiver Design”, Noble Publishing, 2001.