

## 6. Ein neues digitales Empfängerkonzept

Die Entwicklung analoger Empfänger hat mit der Entwicklung und Einführung des Doppelsuperheterodynempfängers<sup>1</sup> vor etwa 40 Jahren ein vorläufiges Ende gefunden. Ein Blockdiagramm dieses Empfängertyps ist in Bild 90 dargestellt.

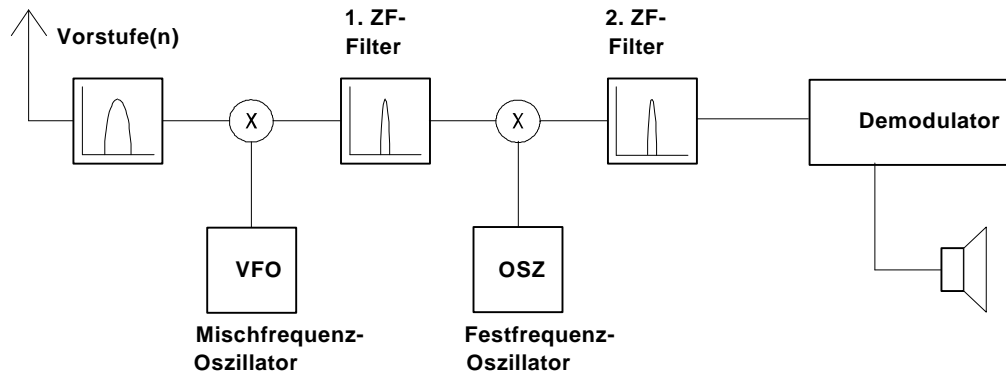


Bild 90: Der Doppelheterodynempfänger.

Eine prinzipielle Neuerung ist bei diesem Empfängertyp, konzeptionell bedingt, nicht mehr zu erwarten. Das Konzept des 'Superhet'-Empfängers löste das größte Problem der Empfängerentwicklung. Es gewährleistet eine hohe Trennschärfe mit preisgünstigen Bauteilen bei leichter Abstimmbarkeit auf verschiedene Empfangsfrequenzen, indem durch Mischung auf verschiedene Zwischen-Frequenzen die Anforderungen an die Filtergüte reduziert wird. Weiterentwicklungen wurden und werden jedoch immer noch vorgenommen, vor allem im Hinblick auf die Verbesserung der analogen Eigenschaften der verwendeten Komponenten. In den Vorstufen ist vor allem die Verbesserung der Intermodulationseigenschaften zu erwähnen. Ein Punkt ist auch die Einführung einer dritten ZF-Stufe, wie sie Sosin schon 1971 in [86] im Hinblick auf eine Verbesserung der Spiegelfrequenzunterdrückung vorgeschlagen hat. Die Einführung digitaler- bzw. teildigitaler Empfängerkonzepte steht jedoch erst am Anfang ihrer Entwicklung.

Der Kern des hier vorgestellten digitalen Empfängers ist ein Prozessor, der während des Betriebes die Regelung der Vorstufen ebenso übernimmt wie die digitale Demodulation des Signals. Da zur Signaldemodulation eine hohe Verarbeitungsgeschwindigkeit notwendig ist, wird ein Digitaler Signalprozessor<sup>2</sup> (DSP) eingesetzt. Der DSP führt auch die wenig rechenzeitaufwendigen Verwaltungsaufgaben und die Vorstufenregelung mit niedriger Priorität aus.

Das hier vorgeschlagene Konzept soll der Verbesserung der Empfänger-Eigenschaften hinsichtlich folgender Punkte dienen :

<sup>1</sup> To heterodyne : überlagern.

<sup>2</sup> Der DSP56001, vergl. [ 24 ], [ 65 ] und S. 126 .

## Digitale Empfangskonzepte

1. Empfindlichkeit
2. Bandbreite
3. Bauteileaufwand
4. Abgleich/Produktionsaufwand
5. Preis/Leistungsverhältnis
6. Prozessorkopplung
7. Neue Leistungsmerkmale

Die einzelnen Merkmale dürfen jedoch nicht isoliert betrachtet werden, sie hängen vielmehr direkt oder indirekt voneinander ab. So sinkt mit der Verringerung der Abgleichpunkte der Arbeitsaufwand in der Produktion, gleichzeitig kann sich der Bauteileaufwand leicht erhöhen. In herkömmlichen Empfängerkonzepten sinkt mit der Verringerung der Abgleichpunkte aber auch indirekt die Bandbreite, die Empfindlichkeit oder die Trennschärfe.

In Bild 91 ist das Blockschaltbild des digitalen Empfängers zu erkennen.

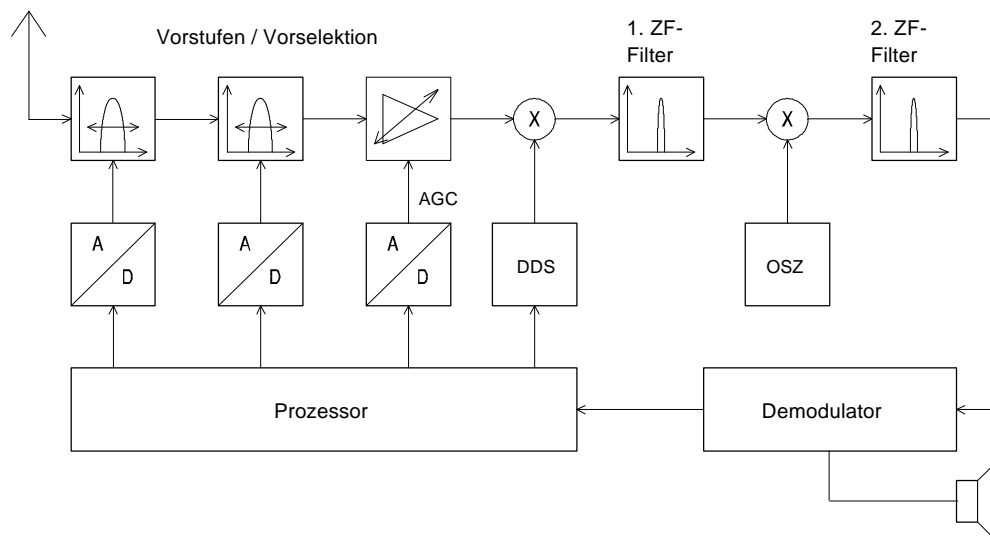


Bild 91: Einfaches Konzept eines digitalen Empfängers, der Demodulator-Block enthält A/D-Umsetzer und Prozessor.

Das AGC<sup>3</sup>-Signal für einen steuerbaren Verstärker wird von einem D/A-Umsetzer zur Verfügung gestellt. Die eigentliche Regelung kann dann digital erfolgen. Ein DDS ist ein digitaler Synthesizer für die Mischfrequenzerzeugung (S. 117). Das Konzept kann durch den Einsatz eines Analogmultiplexers um einen zweiten Zweig zum Empfang niederfrequenter Verfahren im LF/VLF-Bereich erweitert werden. Das folgende Bild 92 zeigt diese Modifikation.

<sup>3</sup> *Automatic Gain Control, automatische Verstärkungsregelung*

## Digitale Empfangskonzepte

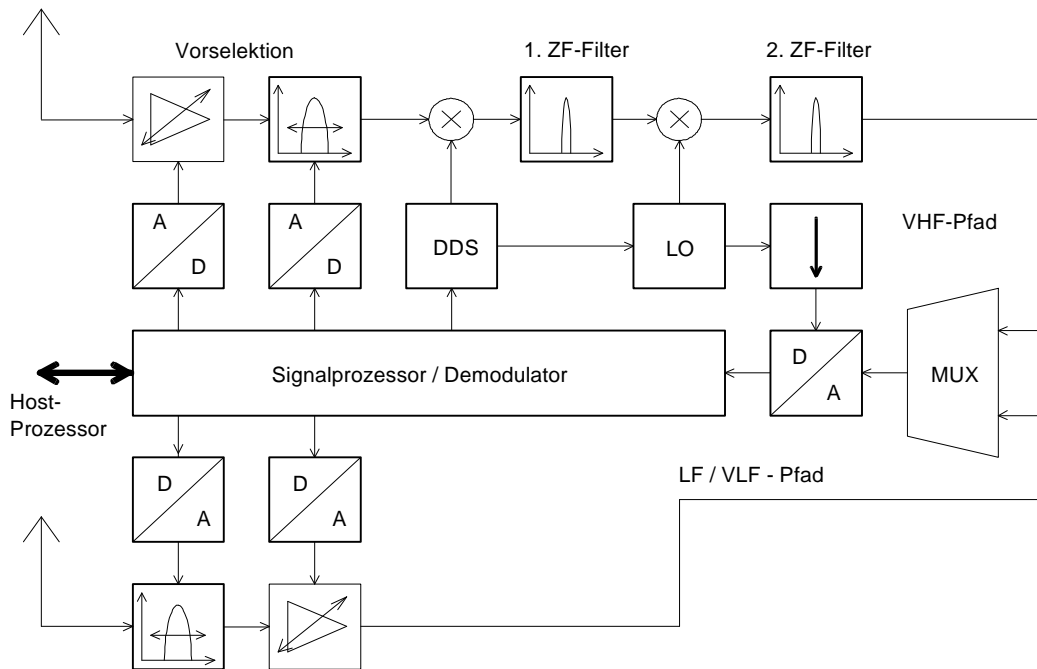


Bild 92: Das um einen LF/VLF-Pfad erweiterte Empfangskonzept <sup>4</sup>.

Kennzeichnend sind vor allem :

1. Wesentliche Funktionen werden in Form von Software in die Blöcke Signalprozessor und Demodulator verlagert. Da dies die eigentliche Neuerung des digitalen Empfängers ist, wurden diese Blöcke im Kapitel "Prinzipien digitaler Demodulationsverfahren" detailliert beschrieben.
2. Die Ankopplung der abstimmbaren Vorstufen erfolgt über D/A-Umsetzer an den Prozessor. Dadurch entfallen manuelle Abgleichpunkte.
3. Die erste Mischfrequenz wird mit einem Direkten Digitalen Synthesizer (DDS) erzeugt .
4. Die direkte Signalverarbeitung im LF/VLF-Pfad enthält keine weiteren Mischstufen zum Empfang der Hyperbelnavigationsverfahren.

### 6.1. Vorstufen und VLF-Pfad

In herkömmlichen selektiven analogen Vorstufen wird die Mittenfrequenz der Eingangskreise mit der VCO-Abstimmspannung eingestellt. Da üblicherweise pro LC-Bandpaß zwei Trimmkondensatoren und ein Spulenkern verstellbar sind, entstehen bei nur zwei Vorkreisen schon sechs Abgleichpunkte. Ein großes Problem der Abgleichpunkte ist neben dem Zeitaufwand in der Produktion die Drift der Werte. Diese Drift wird hervorgerufen durch mechanische Alterung der Bauteile und Drift mit der Umgebungstemperatur. Bild 93 zeigt das analoge Konzept der Vorstufenregelung und Filterabstimmung.

<sup>4</sup> LO = Local Oscillator, Festfrequenzoszillator für zweite ZF

# Digitale Empfangskonzepte

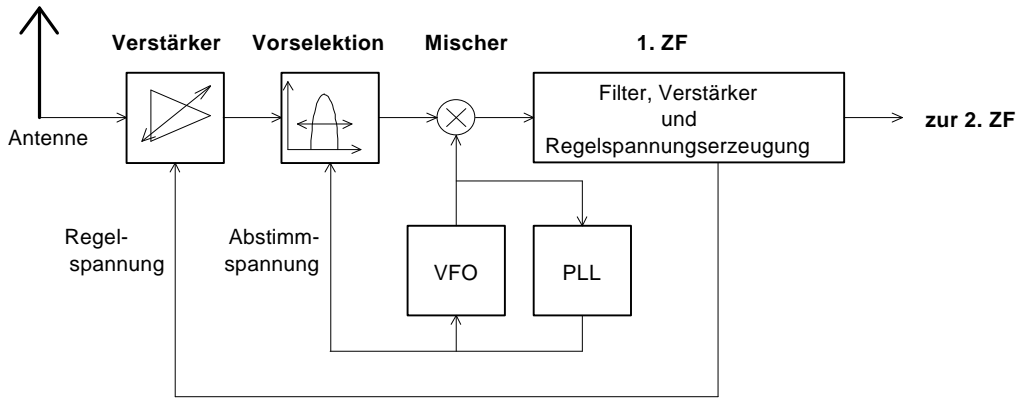


Bild 93: Die Vorfilter-Abstimmung in einem herkömmlichen, analogen Empfänger erfolgt mit der VCO-Steuerspannung.

Ein weiteres Problem entsteht durch die nichtlinearen Kennlinien der Kapazitäts-Dioden in den LC-Filtern und durch starke Parameterstreuungen der verwendeten Einzelhalbleiter. Der manuelle Abgleich stellt dann nur einen Kompromiß zwischen der mittleren Empfangsfrequenz in einem Band und dem 'Mitlauf' mit der VCO Abstimmspannung dar.

Im folgenden wird gezeigt, wie durch den Einsatz processorsteuerbarer D/A-Umsetzer zur Abstimmspannungserzeugung die Anzahl der Abgleichpunkte einer Schaltung minimiert werden kann. Außerdem ist durch die Verwendung einer digitalen Feinabstimmung, die Verwendung einer höheren Zahl von kaskadierten (passiven und aktiven) Vorstufen möglich, als das in analogen Empfängern realisierbar wäre.

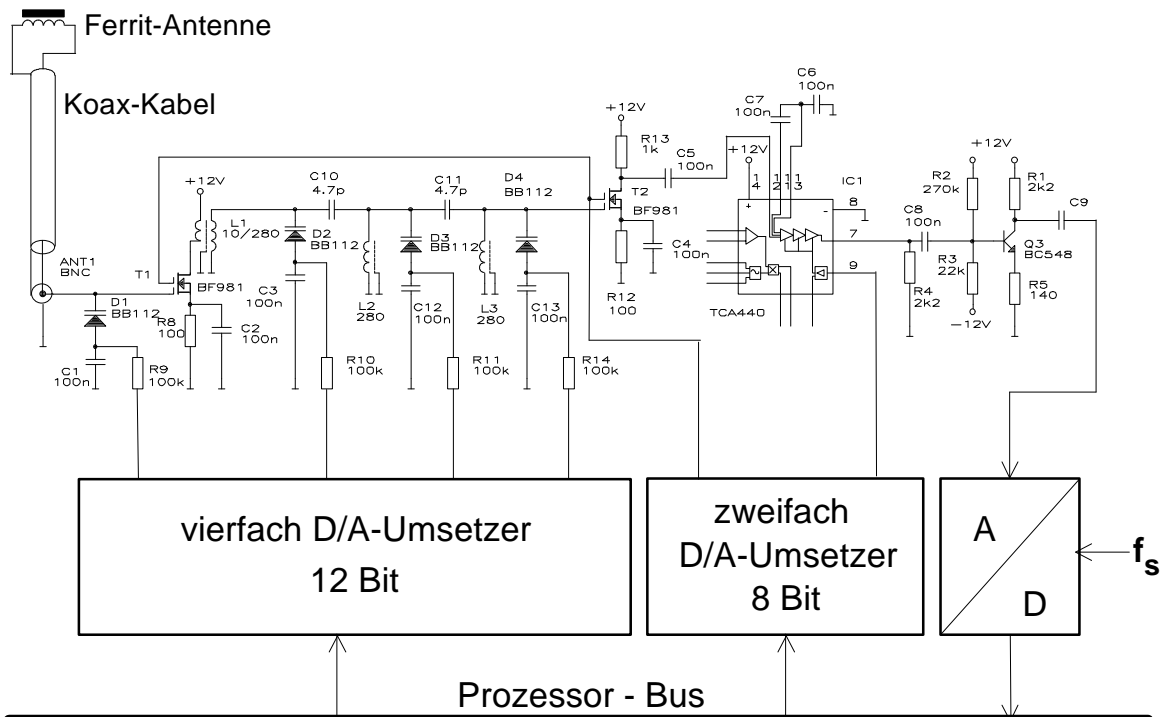


Bild 94: Der vollständige Analogteil des VLF-Pfades für DECCA- und LORAN-Empfang besteht aus wenigen Bauelementen und wird digital abgestimmt.

Bild 94 zeigt den analogen Eingangsteil aus dem VLF-Pfad von Bild 92. Das Sendesignal wird über eine Ferritantenne eingekoppelt. Die Kapazität des Koax-Kabels, die Kapazität der ersten Kapazitätsdiode und die Induktivität der Spule bilden einen ersten selektiven Parallelresonanzkreis. Die Tetrode T1 wird durch die frequenzselektive Gegenkopplung zu einem selektiven Vorverstärker, deren Verstärkung durch eine Vorspannung am zweiten Gate einstellbar ist. Alle LC-Kreise können über Kapazitätsdioden und D/A-Umsetzer abgestimmt werden. In [114] konnte gezeigt werden, daß die Einstellung der Abstimmspannungen über D/A-Umsetzer unproblematisch ist.

Die abstimmbaren Vorstufen für den VHF-Bereich sind schaltungstechnisch ähnlich realisiert, [112]. Anzumerken ist, daß eine Frequenzbereichumschaltung durch Umschaltung der Spulen in den Vorstufen mit PIN-Dioden oder Reed-Relais wegen der auftretenden parasitären Kapazitäten größere Probleme aufwirft als ein getrennter Aufbau von Vorstufenzweigen für verschiedene Frequenzbereiche.

## 6.2. Mischfrequenzerzeugung

Wie auch in herkömmlichen Empfängerkonzepten erfolgt die Empfangsfrequenzaufbereitung durch Mischung des vorselektierten Eingangssignals mit einer abstimmbaren Frequenz, der sogenannten Mischfrequenz. Wegen der festen ZF muß für einen breiten Empfangsbereich auch ein breitbandig abstimmbarer Mischfrequenzoszillator eingesetzt werden. Die Mischfrequenz kann mit Hilfe eines DDS bzw. mit Hilfe eines herkömmlichen VCO und einer PLL erzeugt werden. Bild 95 zeigt das Prinzip des DDS.

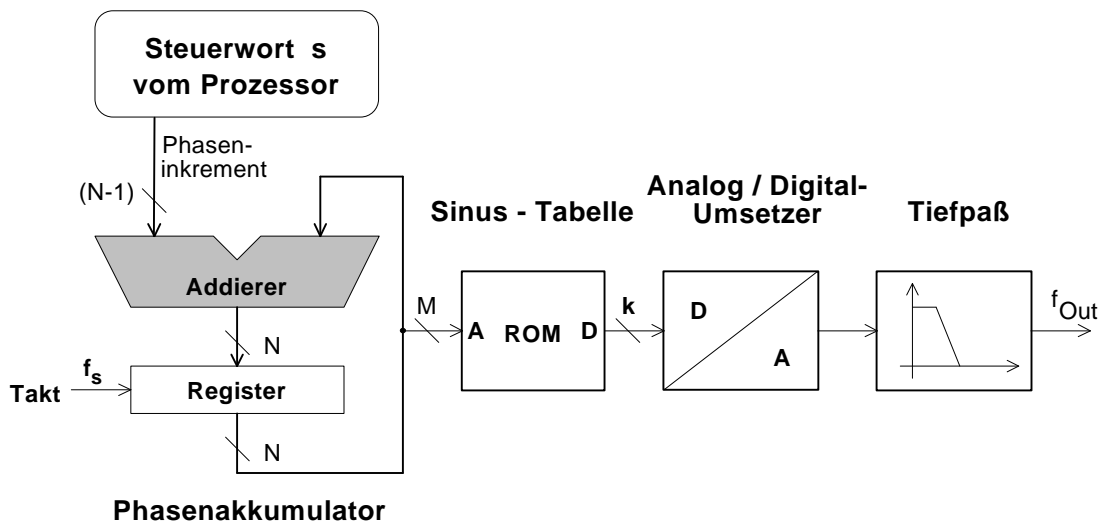


Bild 95: Das Prinzip des Direkten Digitalen Synthesizers (DDS).

Ein DDS besteht im wesentlichen aus einem schnellen Addierer großer Wortbreite (üblicherweise 32 Bit), einem Register, einem ROM und einem schnellen D/A-Umsetzer. Im ROM ist eine volle Sinusperiode in  $2^M$ -Schritten abgelegt. Der Addierer arbeitet zusammen mit dem Register als Phasenakkumulator, zu dem im Takt  $f_s$  ein festes Phaseninkrement (das Steuerwort  $s$ ) addiert wird. Die im Register gespeicherte diskrete Momentanphase wird als Adresse für das Look-Up-

ROM verwendet. Das Datum am Ausgang des ROMs ist die dem Phasenwert zugeordnete diskrete Ordinate. Der D/A-Umsetzer erzeugt daraus eine analoge Spannung mit einer Auflösung von  $1/2^k$ . Das Tiefpaß-Filter entfernt die periodisch fortgesetzten Spektralanteile oberhalb  $f_s/2$ . Die mit einem DDS erzielbare Frequenzauflösung liegt bei

$$\Delta f_{Out} = f_s / 2^N, \quad (6.1)$$

wobei N die Wortbreite des Akkumulators ist. Die mögliche Phasenauflösung des DDS-Signals wird dagegen durch die Anzahl der Adressbits M des ROMs bestimmt

$$\Delta j_{Out} = \frac{2^p}{2^M} \quad (6.2)$$

Die Ausgangsfrequenz wird mit dem (N-1)-Bit breiten Steuerwort s eingestellt,

$$f_{Out} = f_s \cdot \frac{s}{2^N} \quad s = 1, 2, \dots, 2^{N-1}. \quad (6.3)$$

Die maximale Ausgangsfrequenz ist  $f_s/2$ . In der Praxis werden Direkte Digitale Synthesizer nur bis ca. 40% von  $f_s/2$  betrieben, um das analoge Tiefpaßfilter realistisch dimensionieren zu können. Der größte Vorteil des DDS ist der große Frequenzbereich von 6-8 Dekaden im Vergleich zum VCO, dessen Ausgangsfrequenzbereich nur eine Oktave überstreicht. Ein weiterer Vorteil ist die schnelle 'Einschwingzeit', sie beträgt theoretisch eine Taktperiode  $T_s$ . In der Praxis muß wegen der Pipeline-Realisierung in der DDS-Hardware allerdings mit vier bis sechs Taktzyklen gerechnet werden. Auch der Tiefpaß verlängert diese Zeit.

Der größte Nachteil des DDS ist die mangelnde spektrale Reinheit des Ausgangssignals.

- Die Anzahl der Adreß-Bits (M) bestimmt im wesentlichen die Anzahl und die spektrale Entfernung der Nebenwellen vom Nutzsignal<sup>5</sup>. Ein DDS kann sehr feine Ausgangsfrequenzinkremente erzeugen, allerdings nur im zeitlichen Mittel. Kurzfristig hat die Phase des Ausgangssignals wegen der begrenzten Wortbreite Fehler. Man spricht in diesem Zusammenhang von Phasenrauschen.
- Die Umsetzerauflösung von k-Bit bestimmt im wesentlichen den Amplitudenabstand von Nutzsignal und Nebenwellen (spurious level). Der bekannte Ansatz  $SNR = 1.76 + 6.02 \cdot k$  dBc für die erzielbare Dynamik darf hier gemacht werden.

---

<sup>5</sup> Oberhalb von  $f_s/2$  bestimmt die Abtasttheorie die periodische Fortsetzung.

- Da üblicherweise  $M < N$  ist (Bild 95), ist das Ausgangssignal zwar quasiperiodisch mit der Periodendauer des Nutzsignals

$$T_{\text{Out}} = \frac{1}{f_{\text{Out}}},$$

aber strengperiodisch mit  $T_1 = m \cdot T_{\text{Out}} = n \cdot T_s$ . D.h. identische Phasenargumente wiederholen sich erst nach  $m$  Perioden des Nutzsignals. Es gilt

$$\frac{T_s}{T_1} = \frac{m}{n}, \text{ wobei } m \text{ und } n \text{ teilerfremd sind.}$$

Da  $T_1 > T_{\text{Out}}$  ist, gibt es auch Nebenwellen mit Frequenzen kleiner als die der Nutzfrequenz. Besonders schlechte Ergebnisse liefert ein DDS, wenn  $M$  klein ist und  $m$  große Werte annimmt. Dann ist  $T_1$  ebenfalls groß und  $f_1 = 1/T_1$  klein.  $f_1$  findet sich jetzt als Mischprodukt sehr nahe der Nutzfrequenz  $f_{\text{Out}}$  wieder und ist mit einem Filter nur schwer zu entfernen.

- Da Frequenz und Phase des DDS-Signals direkt von der Taktfrequenz  $f_s$  abhängig sind, findet sich auch das Phasenrauschen von  $f_s$  im Nutzsignal wieder und führt zu einem zusätzlichen Qualitätsverlust. Dieser Punkt ist deshalb wichtig, da  $f_s$  bei modernen DDS im Bereich um 1 bis 2 GHz liegt.

Die Nachteile des DDS können durch ein geeignetes Konzept der Weiterverarbeitung der erzeugten Mischfrequenz gemindert werden. In Bild 96 ist das Prinzip der Aufwärtsmischung gezeigt.

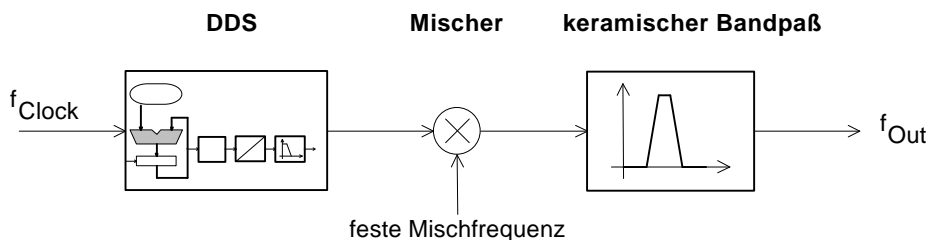


Bild 96: Durch Aufwärtsmischung werden die Vorteile des DDS genutzt und störende Nebenwellen minimiert.

Das Ausgangssignal des DDS wird mit einem Sinus fester Frequenz gemischt und das Mischprodukt mit einem Bandpaß gefiltert. Der Vorteil liegt darin, steile keramische Bandpaß-Filter verwenden zu können, um den Basisband-Tiefpaß in Bild 95 zu umgehen. Der Nachteil ist, daß der Ausgangsfrequenzbereich durch das keramische Filter eingeschränkt wird.

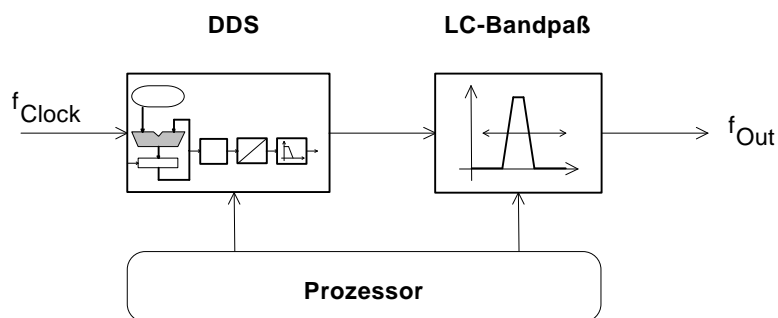


Bild 97: Das SNR eines DDS könnte auch durch ein mitlaufendes Filter erhöht werden.

Das Konzept eines abgestimmten Bandpaß-Filters (Bild 97) ist dagegen nicht effektiv, da sich wegen der Kapazitätsdioden im LC-Filter der Einstellbereich auf etwas mehr als eine Oktave beschränkt. Außerdem wird ein zusätzlicher D/A-Umsetzer für die Abstimmspannungserzeugung benötigt.

Trotz der Nachteile wird die Zukunft der Mischfrequenzerzeugung bei DDS-Bausteinen liegen. Die Chiphersteller arbeiten an höheren Wortbreiten für ROM und Umsetzer, wodurch die spektrale Reinheit ständig verbessert wird. Ein weiteres Argument für DDS-Bausteine liegt in der leichten Modulierbarkeit des Ausgangssignals. Die Winkelmodulationsarten PM und FM können direkt durch dynamische Änderung des Steuerwortes erzeugt werden. AM kann durch Erweiterung des DDS-Konzeptes um einen diskreten Multiplizierer zwischen ROM und Umsetzer erzeugt werden. Der DDS eignet sich dann auch zur Sendesignalerzeugung, wodurch ein diskretes Transceiver-Design stark vereinfacht wird und die System-Gesamtkosten weiter reduziert werden.

### 6.3. Mischer, ZF-Filter

Eingesetzt werden handelsübliche Dioden-Ringmischer, deren Arbeitsbereich von Null bis >500 MHz reicht. Da die Mischung durch Aussteuerung einer nicht-linearen Kennlinie (in diesem Fall der Mischdioden) erfolgt, entstehen neben dem Wunschprodukt (der ZF), noch weitere Mischprodukte gemäß folgender Beziehung :

$$w_{if} = |\pm n \cdot w_c \pm m \cdot w_{c1}| \quad \text{mit } n, m = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (6.4)$$

Mit  $n=0$  erhält man nur die Mischfrequenz  $w_{c1}$  bzw. deren Oberwellen. Mit  $m=0$  und  $n=1$  nur den Träger. Für den idealen Mischer gilt :  $n=m=1$ , der Mischer wird dann zu einem Multiplizierer. Die Amplituden der Spiegelfrequenzen nehmen für  $n, m > 1$  schnell ab. Für herkömmliche Mischer gilt üblicherweise

$$w_{c1} > w_c. \quad (6.5)$$

Die neben der gewünschten ZF

$$w_{if} = w_{c1} - w_c \quad (6.6)$$

entstandene Spiegelfrequenz

$$w_{mirror} = w_{c1} + w_c, \quad (6.7)$$

die eine virtuelle zweite Empfangsfrequenz darstellt, wird durch geeignete analoge Vorfilter entfernt. Die Richtung der Relation (6.5) wird damit begründet, daß dann der spektrale Abstand zwischen  $w_{if}$  und  $w_{mirror}$  zunimmt und die Anforderungen an das analoge keramische Filter abnehmen.

### 6.4. Abtastung und Umsetzung

Nachdem das in den Vorstufen konditionierte Signal verstärkt, gemischt und analog bandbegrenzt am Ausgang der zweiten ZF-Stufe vorliegt, muß festgelegt

werden, wie die Umsetzung in eine Zahlenfolge zur diskreten Weiterverarbeitung vorgenommen werden soll. An dieser Stelle unterscheidet man zwischen

### **Baseband-Sampling und IF-Sampling.**

Außerdem muß festgelegt werden, ob eine reelle Weiterverarbeitung vorgenommen werden soll oder ob ein analytisches Signal bestehend aus den beiden I/Q-Komponenten erzeugt werden muß.

#### **6.4.1. Baseband-Sampling**

Im Falle des Baseband-Sampling wird das ZF-Signal analog ins Basisband gemischt <sup>6</sup> und dann digitalisiert. In diesem Fall wird die Abtastrate höher als die größte vorkommende Signalfrequenz gewählt (**Nyquist-Abtastung**).

$$f_s > 2f_{\max} \quad (6.8)$$

Baseband-Sampling ist der herkömmliche Weg, um einen digitalen Empfänger zu realisieren.

#### **6.4.2. IF-Sampling**

Im Falle des IF-Sampling wird das ZF-Signal direkt abgetastet. Die Abtastfrequenz wird zu

$$f_s \geq 2B, \quad \text{mit } B = f_{\max} - f_{\min} \quad (6.9)$$

gewählt. B ist die Bandbreite des ZF-Signals der Mittenfrequenz  $f_{c2}$ . Außerdem gilt normalerweise

$$B \ll f_{c2} . \quad (6.10)$$

Das bedeutet, daß das Eingangssignal **unterabgetastet** wird. Die Abtastrate wird so gewählt, daß eins der periodisch fortgesetzten Faltungsprodukte aus Abtastrate und ZF-Signal genau im gewünschten Basisband liegt. Über die Wahl der Abtastrate kann auch eingestellt werden, ob das ZF-Signal in Normal- oder in Kehrlage ins Basisband gefaltet wird.

#### **6.4.3. Die Wahl der Abtastrate für die Unterabtastung**

Die Abtastrate  $f_s$  wird so gewählt, daß (6.9) und (6.10) erfüllt sind. Außerdem muß die periodische Fortsetzung des Basisbandsignals wieder mit dem ZF-Signal zusammenfallen.

$$f_s = \frac{2(f_{c2} + B/2)}{\text{trunc}\left[\frac{f_{c2} + B/2}{B}\right]} \quad (6.11)$$

Der Nenner <sup>7</sup> in (6.11) gibt die Ordnung der periodischen Fortsetzung an.

---

<sup>6</sup> Siehe Bild 48, S. 55 bei gleichzeitiger analoger I/Q-Komponenten Erzeugung.

Als weiterer Vorteil des IF-Sampling kann auch die Verbesserung des SNR angesehen werden, da eine analoge Misch- und Filterstufe entfällt. Wird eine komplexe Signalauswertung gewünscht, so können die I/Q-Komponenten entweder durch zeitversetzte Abtastung (Bild 53, S. 63), durch diskrete Multiplikation im DSP oder durch die diskrete Hilbert-Transformation erzeugt werden.

### 6.4.4. IF-Sampling am Beispiel des VOR-Signals

Nach der zweiten ZF-Stufe ist die Trägerfrequenz des VOR-Signals bis zur zweiten ZF-Frequenz von

$$f_{c2} = 455 \text{ kHz}$$

herabgemischt worden. Der Wert von 455 kHz wurde gewählt, da hierfür eine große Auswahl preiswerter standardisierter keramischer- und Quarzfilter verschiedener Bandbreiten erhältlich ist. Der -3 dB-Seitenbandbedarf  $B'$  des VOR-Signals ist ca. :

$$B' = f_{\text{ref}} + f_{\text{Hub}} + f_{\text{mod}} = 10.47 \text{ kHz} .$$

Da das VOR-Signal AM-moduliert ist, belegt es beide Seitenbänder symmetrisch zur Trägerfrequenz. Als Bandbreite  $B$  in der Berechnung der Abtastrate muß also  $B = 2B'$  angesetzt werden. Mit (6.11) ergibt sich ein Minimalwert für die Abtastrate von

$$f_s = 42.31 \text{ kHz} .$$

Um die Anforderungen an die Steilheit des keramischen ZF-Filters zu reduzieren, sollte eine höhere Abtastrate verwendet werden. Dadurch wird die maximal mögliche Signalbandbreite  $B$  automatisch erhöht. Außerdem muß  $f_s$  ein ganzzahliges Vielfaches von 30 Hz sein, damit das vorgestellte DFT-Verfahren zur Signalde-Modulation eingesetzt werden kann. Ein Wert von

$$f_s = 2 \cdot 30\text{Hz} \cdot N = 61.44 \text{ kHz} \quad N = 1024 , \tag{6.12}$$

welches genau die doppelte Frequenz von Gl. (5.12) wäre, kann leider nicht gewählt werden. Ein Vielfaches der halben Abtastrate ( $7.5 \cdot f_s$ ) würde dann mitten in das ZF-Signal gefaltet werden und das ZF-Signal wäre keine periodische Fortsetzung des Basisbandsignals.

Im Hinblick auf eine aufwandsarme Dezimation der Abtastrate im Verlauf der weiteren Signalverarbeitung, in Form von Demodulation und Auswertung, kann die Abtastrate jedoch zu

$$f_s = 2 \cdot 30\text{Hz} \cdot 1044 = 62.64 \text{ kHz} , \tag{6.13}$$

gewählt werden. Die zulässige Bandbreite  $B'$  ist dann 15.66 kHz, also 5 kHz breiter als notwendig. Auch das DFT-Verfahren zur VOR-Auswertung bleibt weiter anwendbar. Der Wert  $N=1044 > 1024$  ist willkürlich gewählt, erfüllt aber Gl. (6.11). Bild 98 zeigt die Lage der Spektren nach dem Abtastprozeß mit  $f_s$ .

---

<sup>7</sup> **trunc(x)** schneidet die Nachkommastellen von  $x$  ab.

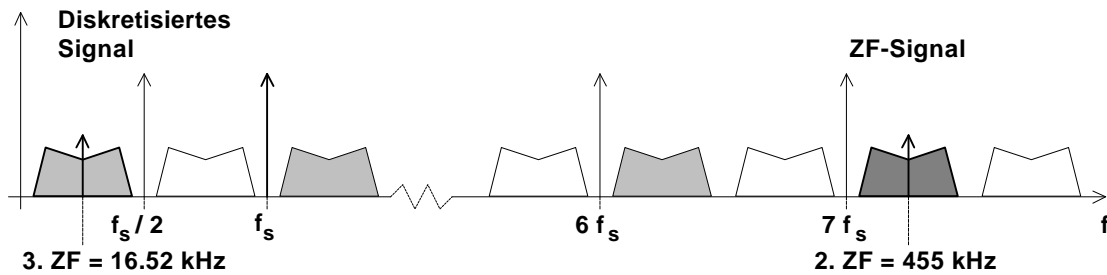


Bild 98: Die Lage der periodisch fortgesetzten Spektren des ZF-Signals nach der Unterabtastung mit  $f_s=62.64$  kHz.

Die neue ZF liegt bei

$$f_{c3} = f_{c2} - 7 \cdot f_s = 455 \text{ kHz} - 438.48 \text{ kHz} = 16.52 \text{ kHz} .$$

Die nach der Unterabtastung vorliegende diskrete Zahlenfolge besteht also aus dem vollständigen, in AM auf einen 16.52 kHz-Träger modulierten VOR-Signal.

Wegen der Doppler-Verschiebung des Empfangssignals muß jetzt diskret demoduliert werden. Nach AM-Demodulation und Entfernung der Trägerreste wird, um Rechenzeit zu sparen, eine Abstraten-Dezimation um den Faktor zwei vorgenommen. Als letztes wird mit dem vorgestellten DFT-Verfahren der gesuchte Winkel bestimmt.

### 6.4.5. Anforderungen an den Abtaster

Mit dem Konzept des IF-Sampling verändern sich die Anforderungen an das System Abtaster/Umsetzer. Während die Anforderungen an die Umsetzzeit  $t_u$  des Analog/Digital-Umsetzers gegenüber der herkömmlichen Nyquist-Abtastung des ZF-Signals reduziert werden ( $t_u < 1/f_s$ ), da die Abtastrate abnimmt, erhöhen sich die Anforderungen an den Abtaster.

Ein Sigma-Delta-Umsetzer darf nicht eingesetzt werden, da dessen angegebene Datenwortrate nicht mit der eigentlichen Abtastrate identisch ist. Die interne Umsetzrate liegt bei handelsüblichen  $\Sigma\Delta$ -ADCs um den Faktor 128 bis 1024 über der angegebenen Datenwortrate. In Basisbandsystemen der Audio- oder NF-Signalverarbeitung spielt dies keine Rolle, das IF-Sampling nutzt dagegen den Effekt der Rückfaltung mit der Abtastrate aus.

Damit der gewünschte Effekt der verzerrungsfreien Faltung erreicht werden kann, muß der Abtaster im ZF-Frequenzbereich eine Dynamik aufweisen, die mindestens der gewünschten Wortbreite des Umsetzers entspricht. Dieser SFDR<sup>8</sup> genannte Abstand wird in dB bei einer bestimmten Frequenz (z.B. 1 MHz) des Eingangssignals angegeben und ist dem Datenblatt des Abtasters zu entnehmen. Anzumerken ist hier, daß erst moderne Abtaster für diese Aufgabe geeignet sind und daher die wichtige Angabe des SPDR in vielen Datenblättern fehlt. Im SFDR sind alle Nichtlinearitäten und das Eigenrauschen des Abtasters zusammengefaßt, wodurch dem SFDR eine hohe Aussagekraft verliehen wird.

Das SFDR kann in gewissen Grenzen verbessert werden, indem der Eingangsspannungsbereich des Abtasters nicht voll genutzt wird und zwischen Abtaster und Umsetzer ein Verstärker eingefügt wird. Dadurch wird die nicht-lineare Kennlinie des Abtasters nicht voll ausgesteuert und damit der Oberwellenanteil verringert. Für den Umsetzer sollte die gewünschte Auflösung als ENOB<sup>9</sup> in der bekannten Form

$$ENOB_{ADC} = (SNR_{ADC} - 1.76) / 6.02 \quad \text{Bit} \quad (6.14)$$

angegeben werden. Außerdem sollte das SFDR des Abtasters größer als das SNR des ADC sein.

---

<sup>8</sup> *Spurious Free Dynamic Range*

<sup>9</sup> *Effective Number of Bits*