

# Einseitenband & Restseitenband Modulation

## Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Spektrum von Einseitenband &amp; Restseitenband Modulation</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Einseitenband-Modulation</b>	<b>1</b>
2.1	Mehrfachumsetzung: hierarchische Modulation	2
2.2	Filter-Methode für SSB	2
2.2.1	LC-Filter	3
2.2.2	Mechanische Filter	3
2.2.3	Quarz-Filter & Keramik-Filter	4
2.3	Phasen-Methode für SSB	4
2.3.1	$90^\circ$ -Phasendrehung des NF-Bandes mit Hilbertfilter	6
2.3.2	$90^\circ$ Phasendrehung des Nachrichten-Signals durch I/Q-Vormodulation	6
2.4	Zeitverläufe von SSB-Signalen	7
2.4.1	Nachrichtensignal: eine oder zwei Cosinus-Schwingungen	7
2.4.2	Nachrichtensignal beliebiger Art	7
2.4.3	Hüllkurve des SSB-Signals	9
2.5	Demodulation von SSB	10
2.5.1	Produkt-Demodulation von SSB	10
2.5.2	Hüllkurven-Demodulation von SSB	11
<b>3</b>	<b>Realisierung der <math>90^\circ</math> Phasendrehung</b>	<b>11</b>
3.1	Cosinus & Sinus Träger	11
3.2	$90^\circ$ Phasendrehung des NF-Bandes mit Hilbert-Filter	12
3.2.1	Das ideale Hilbert-Filter	12
3.2.2	Der Hilbert-Tiefpaß	13
3.2.3	Das Gauß-Fenster	13
3.2.4	Dimensionierung des Gauß-Fensters	14
<b>4</b>	<b>SSB mit AM-Sendern</b>	<b>15</b>
4.1	Polarer Modulator	16
<b>5</b>	<b>Restseitenband-Modulation</b>	<b>17</b>
5.1	Sendeseite der VSB	17
5.2	Hüllkurven-Demodulation der VSB	17
5.3	Die Auswirkung der Nyquistflanke des Empfangsfilters	18
5.3.1	VSB aus AM durch fehlabgestimmtes Filter	18
5.3.2	TV Übertragung	19

## Abbildungsverzeichnis

1.1	Spektrale Darstellung von SSB & VSB	1
2.1	Prinzip der Mehrfach-Umsetzung von SSB zur Reduzierung des Filteraufwandes (EB: SSB)	2
2.2	Gewinnung einer SSB nach der Filter-Methode	3
2.3	Strukturen von LC-Filtern und damit erreichbare Dämpfungsverläufe	3
2.4	Strukturen von mechanischen Filtern (Biegeschwinger) und damit erreichbare Dämpfungsverläufe	4
2.5	DSB (inphase & quadratur), USB & LSB für Cos-förmiges Nachrichtensignal (links). Zeigerdarstellung der SSB als geometrische $\Sigma$ von 2 DSB-Zeigern (rechts).	5
2.6	Struktur eines SSB-Modulators nach der Phasenmethode. $-90^\circ$ Phasendrehung von $u_N(t)$ : mit Hilbert-Filter. Linker Teil: Digitale Signalverarbeitung im Basisband; rechter Teil: I/Q-Modulator	5
2.7	Die Spektralverteilung an den Punkten (1) bis (7) des Hilbert-Modulators	6

2.8	SSB-Modulator mit Phasendrehung der NF durch I/Q-Vormodulation (Weaver-Modulator); links: digitale Signalverarbeitung im Basisband; rechts: I/Q-Modulator . . . . .	7
2.9	SSB Zeitfunktionen und Spektren, wenn das Nachrichtensignal aus einer bzw. zwei Cosinus-Schwingungen besteht . . . . .	7
2.10	Hilbert-Filterung einer Schwingung, die aus 2 Sin-Signalen besteht. . . . .	8
2.11	Die Hilbert-Transformierte eines Rechteck-Signals weist $\infty$ hohe Spitzen auf. . . . .	8
2.12	Die $\sin(x)/x$ Zeitfunktion $f(t)$ und ihre Hilbert-Transformierte $f_{Hi}(t)$ . . . . .	8
2.13	Beispiel für ein Analytisches Zeitsignal, bestehend aus den beiden Funktionen des Bildes 2.12. . . . .	9
2.14	Theoretischer und praktischer Verlauf der Hüllkurve einer SSB bei rechteckförmigem Nachrichtensignal. . . . .	9
2.15	Produkt-Demodulation von SSB . . . . .	10
2.16	Auswirkung einer Phasenverschiebung (links) und eines Frequenzversatzes $\pm\Delta\omega$ des Hilfsträgers auf das Spektrum der demodulierten SSB; gestrichelt: Lage der Spektren bei korrektem Hilfsträger . . . . .	10
2.17	Zur Hüllkurven-Demodulation von SSB; Zeigerdarstellung und demodulierte Schwingung. Für eine zufriedenstellende Demodulation muß die Amplitude des Hilfsträgers groß sein. . . . .	11
3.1	SSB Modulator nach der Phasenmethode; Erzeugung der exakten Phasendrehung zwischen Cosinus- und Sinus-Träger durch binäre Frequenz-Teilung . . . . .	12
3.2	Übertragungsfunktion des „idealen“ Hilbertfilters und dessen Impulsantwort . . . . .	12
3.3	Hilbert-Filter in Tiefpaß-Form und seine Impulsantwort . . . . .	13
3.4	Das Gauß-Fenster; $\sigma = \sigma_t$ . . . . .	14
3.5	Systemfunktion eines Gauß-gefensterten Hilbert-Tiefpasses . . . . .	14
4.1	Konventioneller AM-Sender mit Digitalem Modulator zum Einsatz für SSB oder Digitaler Übertragung, EER-Technik . . . . .	15
4.2	Blockschaltbild eines polaren Modulators . . . . .	16
5.1	Sendefilter und Restseitenband-Empfangsfilter bei einer Fernsehübertragung & Nyquist-flanke des Empfangsfilters . . . . .	17
5.2	Hüllkurven-Demodulation von VSB: Zeigerbild & verzerrte Kurvenform des demodulierten Signals . . . . .	17
5.3	TV-Spektrum und Verschachtelung von Helligkeits- und Farb-Spektrum . . . . .	18
5.4	Auswirkung einer Verstimmung eines BP-Filters auf die resultierende Übertragungskurve für das demodulierte AM-Signal. . . . .	18
5.5	VSB-Signal nach einer Frequenz-Verschiebung . . . . .	19
5.6	Aufspaltung des äquivalenten Nyquist-Tiefpasses in einen geraden & ungeraden Anteil . . . . .	19
5.7	Vergleich der Sprungantwort für DSB-Übertragung (links) mit VSB-Übertragung (rechts) . . . . .	19

## Einseitenband & Restseitenband Modulation

### 1 Spektrum von Einseitenband & Restseitenband Modulation

Einseitenband- (**SSB**: *single side band*) und Restseitenband-Modulation (**VSB**: *vestigial side band*) sind Modulationen, die besonders **sparsam mit der Bandbreite** des modulierten Signals sind. Die spektrale Betrachtung zeigt, daß SSB & VSB als Varianten der Doppelseitenband-Modulation (DSB) aufgefaßt werden können, Bild 1.1.

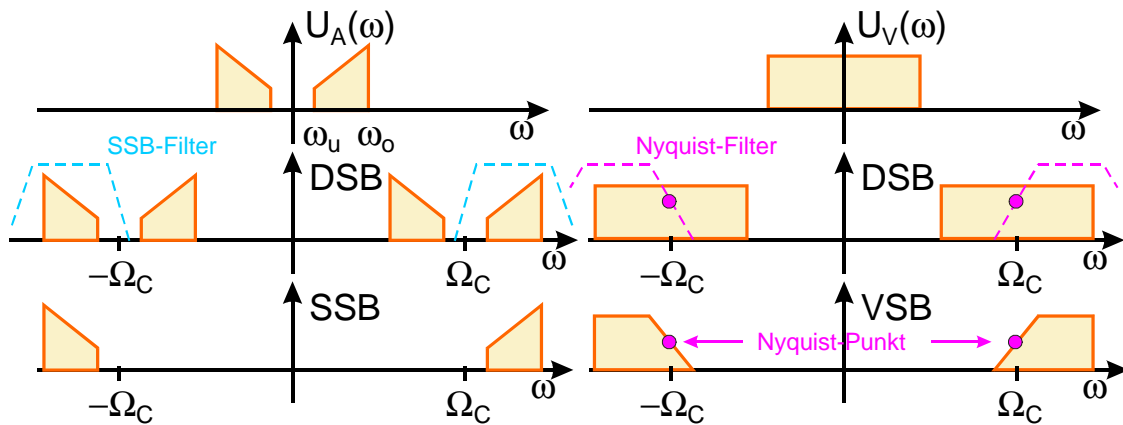


Bild 1.1: Spektrale Darstellung von SSB & VSB

Die SSB benötigt die halbe Bandbreite der DSB und damit genau so viel wie das Nachrichtensignal selbst. SSB ist damit die Modulation mit der geringsten Übertragungsbandbreite überhaupt. VSB benötigt eine etwas größere Bandbreite als SSB (10 – 20% mehr). Trotzdem ist die Bandbreiten-Ersparnis gegenüber DSB noch beachtlich.

Bild 1.1 zeigt aber auch, wie man praktisch vorgeht: zuerst erzeugt man eine DSB. Mit Hilfe einer Filterung erhält man daraus die SSB oder die VSB. Die Realisierungskonzepte für die Filterung werden demzufolge ein wichtiger Schwerpunkt dieser Betrachtung sein. Hierbei spielen zunächst praktische Gesichtspunkte eine Rolle:

- Besitzt die Nachricht (z.B. ein Audio-Signal  $u_A(t)$ ) eine Frequenzlücke  $2\omega_u$  bei  $\omega = 0$ , hat die DSB eine gleich große Lücke bei  $|\omega| = \Omega_C$ . Damit läßt sich eines der Seitenbänder (mit Hilfe eines SSB-Filters) komplett wegfiltern und man erhält eine SSB. (Anwendung bei *Sprachübertragung*: analoges Telefon, Kurzwellen-Amateur-Funk)
- Hat die Nachricht (z.B. ein Video-Signal  $u_V(t)$ ) keine Frequenzlücke bei  $\omega = 0$ , kann aufgrund der endlichen Filtersteilheit eines der Seitenbänder nicht total weggefiltert werden. Man benutzt dann die VSB. (Anwendung bei *Bildübertragung*: analoges Fernsehen)
- Das VSB-Spektrum hat eine Nyquist-Flanke mit einem Symmetrie-Punkt.
- Zur Übertragung kann (für SSB & VSB) wahlweise das obere Seitenband (**USB** *upper side band*) oder das untere Seitenband (**LSB** *lower side band*) Verwendung finden.

Welches der Seitenbänder übertragen wird, ist eine System-Definiton. Der Empfänger muß für die Demodulation des richtigen Seitenbandes ausgelegt sein.

## 2 Einseitenband-Modulation

Grundsätzlich wird zuerst mit Hilfe eines Multiplizierers (technisch Umpoler: Ringmodulator etc.; digital: softwaremäßig) eine DSB erzeugt. Danach wird das nicht gewünschte Seitenband (und alle sonstigen unerwünschten Spektralanteile) weggefiltert. Die Bezeichnungsweise für die SSB-Gewinnung ist dabei aus historischen Gründen folgendermaßen:

- **Filter-Methode:** Filterung geschieht mit **analogen** (LC-, Quarz- bzw. mechanische) Filtern. Diese Filter sind teuer. Die Filter-Methode wird daher nicht mehr für Neuentwicklungen angewendet.
- **Phasen-Methode:** Filterung geschieht mittels **digitalen** Filtern. Früher wurden (mit geringem Erfolg) hier auch analoge Filter verwendet. Die Filterung durch Kompensation ist aber in analoger Weise nur sehr unvollständig möglich. Hingegen beruht das Prinzip der digitalen Filterung gerade auf einer Kompensation und das mit großer Genauigkeit und daher mit exzellentem Erfolg.

## 2.1 Mehrfachumsetzung: hierarchische Modulation

Zur Beseitigung des nicht gewünschten Seitenbandes benötigt man ein Filter, das innerhalb der Frequenzlücke der Breite  $2\omega_u$  um die Trägerfrequenz  $\Omega_C$  herum besonders **steil** ist, damit das unerwünschte Seitenband ausreichend unterdrückt wird. Hierbei entstehen folgende Probleme:

**Analoge Filter:** Große Filtersteilheit erfordert eine große Güte der Schwingkreise. Bei gegebener Güte erreicht man die erforderliche Sperrwirkung innerhalb einer vorgegebenen Frequenzlücke nur dadurch, daß eine kleine Mittenfrequenz für das Filter gewählt wird. Damit muß auch die Trägerfrequenz  $\Omega_C$  entsprechend niedrig gewählt werden.

**Digitale Filter:** Große Filtersteilheit erfordert viele Koeffizienten (FIR-Filter). Digitale Filter werden daher als äquivalente Tiefpässe im Basisband realisiert, wobei noch die Frequenzumsetzung erfolgen muß. Ersatzweise ist auch eine Realisierung auf einer sehr niedrigen Mittenfrequenz möglich.

Abhilfe aus diesem Dilemma schafft die mehrfache Umsetzung mit zunehmend steigenden Trägerfrequenzen. Dies ist eine Art von hierarchischer Modulation. Bild 2.1 zeigt dieses Prinzip für ein Beispiel mit analoger Filterung. Durch die Mehrfach-Umsetzung mit entsprechender Mehrfach-Filterung werden **nur Filter mit gleicher Güte** benötigt, bei denen also das Produkt von Mittenfrequenz mal Flankensteilheit (näherungsweise) konstant ist. Filter mit gleicher Güte verursachen näherungsweise gleichen technischen Aufwand. Der notwendige gesamte Aufwand ist aber geringer als bei einem steilflankigen Filter auf der hohen Frequenz, wie es bei einer Einmal-Umsetzung notwendig wäre.

Die Mehrfachumsetzung hat zusätzlich den Vorteil, daß sich SSB-Kanäle bündeln lassen, wie das bei den analogen Trägerfrequenz-Systemen (TF Systeme) der Post üblich war. Damit waren für diese Anwendung trotz großer Kanalzahlen nur wenige unterschiedliche Filtertypen erforderlich.

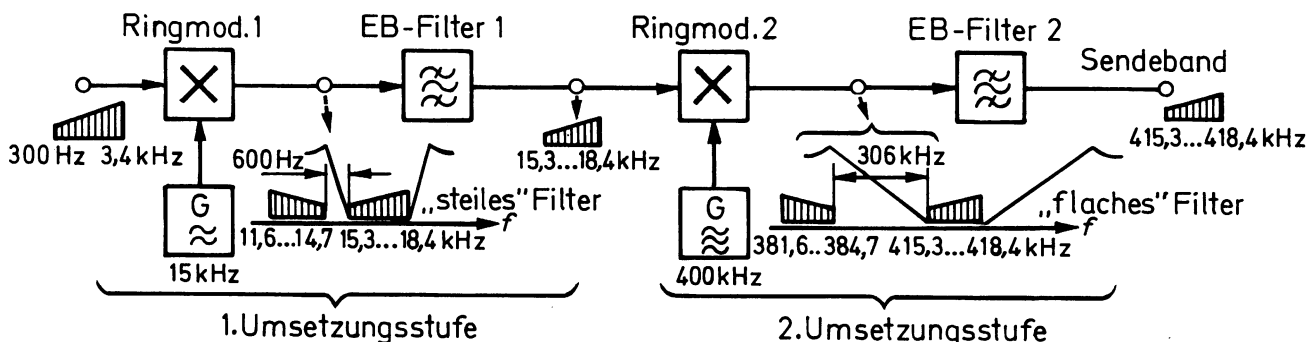


Bild 2.1: Prinzip der Mehrfach-Umsetzung von SSB zur Reduzierung des Filteraufwandes (EB: SSB)

## 2.2 Filter-Methode für SSB

Ausgehend von einer DSB müssen alle Spektralanteile bis auf das gewünschte Seitenband weggefiltert werden. Für die Erzeugung der DSB wird dabei — wie in der Praxis üblich — ein Schaltmodulator (Ringmodulator: Umpoler) verwendet. Das Filter, das das gewünschte Seitenband ausfiltern soll, muß dabei speziell bei der Trägerfrequenz  $\Omega_C$  sehr steilflankig sein, damit nichts vom unerwünschten Seitenband durchkommt.

Bild 2.2 zeigt die Verhältnisse im Spektrum für den Fall, daß das obere Seitenband (USB) gewählt werden soll.

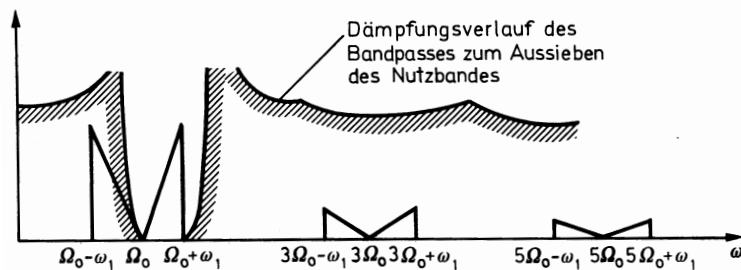


Bild 2.2: Gewinnung einer SSB nach der Filter-Methode

2.2.1 LC-Filter

LC-Filter sind wegen der erforderlichen Flankensteilheit des Filters aus mehreren LC-Kreisen aufgebaut, die eine relativ niedrige Mittenfrequenz haben. Als Spulen werden hier Ferrit-Schalenkerne verwendet und als Kondensatoren solche mit Styroflex-Dielektrikum. Die zulässigen Toleranzen betragen 0,3%. Ferrit und Styroflex haben gegenläufige Temperatur-Koeffizienten von geeigneter Größe. Je aufwendiger ein Filter ist, umso wichtiger ist die Temperatur-Kompensation. Andernfalls ändern sich die Dämpfungs- und Phasenkurven mit jeder Temperaturänderung. Bild 2.3 zeigt mögliche Filterstrukturen und die damit realisierbaren Dämpfungsverläufe.

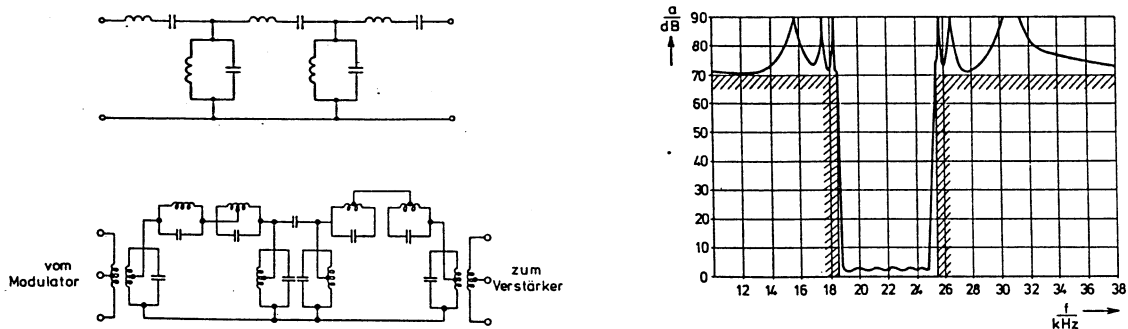


Bild 2.3: Strukturen von LC-Filtern und damit erreichbare Dämpfungsverläufe

LC-Filter sind für heutige Verhältnisse aufgrund der notwendigen Abgleicharbeiten nicht mehr bezahlbar. Bei der TF-Technik waren sie früher als Filter nach der 1. Umsetzstufe sehr verbreitet. Die hierbei angewandte Frequenzaufbereitung war die *Vorgruppen-Modulation*.

2.2.2 Mechanische Filter

Mechanische Filter bestehen aus gekoppelten Edelstahl-Zylindern, die z.B. durch Piezo-Wandler zu mechanischen Biege-Schwingungen angeregt werden. Mechanische Filter gab es für Frequenzen von ca. 50 KHz bis 500 KHz. Die Biegeschwinger werden durch Lasertrimmung abgeglichen. Hierbei verdampft so viel Material, bis die Resonanzfrequenz jedes Schwingers stimmt. Bei den höheren Frequenzen verwendet man keine Biegeschwinger, sondern Torsions-Schwinger. Torsions-Schwinger werden durch Magnetostraktion angeregt. Jeder Schwinger erzeugt dabei alleine eine sehr schmale Resonanzkurve. Durch geeignete Kopplung der Einzelschwinger wird daraus ein Durchlaß-Band.<sup>1</sup> Bild 2.4 zeigt als Beispiel für ein mechani-

<sup>1</sup>Dieser Effekt ist auch von den Spulen-Bandfiltern bekannt. In der Physik gibt es ein gleichartiges Verhalten beim Übergang des Energie-Niveaus eines Einzelatoms zum Leitungs-Band eines Kristalls.

sches Filter einen Biegeschwinger, wie er für die TF-Technik eingesetzt wurde.

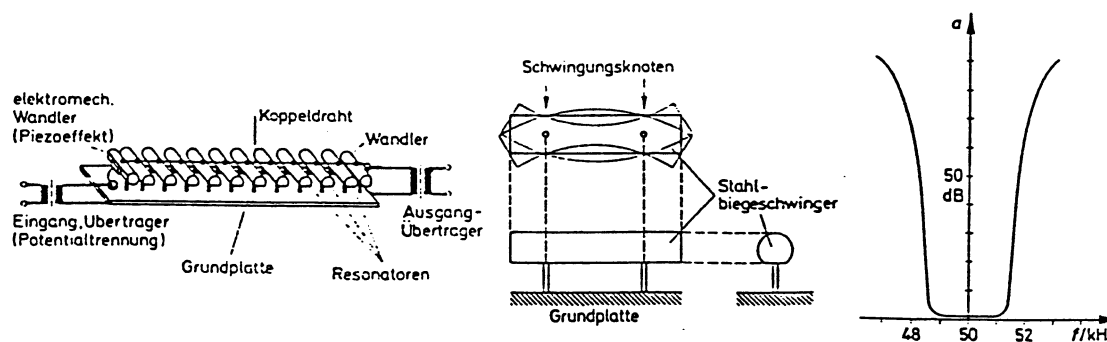


Bild 2.4: Strukturen von mechanischen Filtern (Biegeschwinger) und damit erreichbare Dämpfungsverläufe

Diese mechanischen Kanal-Filter verdrängten die LC-Filter in der TF-Technik. Damit man mit einer einzigen Filtertype auskommen konnte, wurde der 1. Umsetzungs-Schritt entsprechend geändert, so daß man zur *Vor-Modulation* kommt.

Mechanische Filter findet man auch in kommerziellen Kurzwellen-Empfängern (Mehrfach-Super) und Kurzwellen-Sendern früherer Baujahre. Mechanische Filter sind aufgrund ihrer hohen Produktionskosten heute nur noch selten vertreten.

### 2.2.3 Quarz-Filter & Keramik-Filter

Mit Hilfe von Quarz-Filtern lassen schmale Kanalfilter auch auf höheren Frequenzen (9 MHz, 10.7 MHz, 21.4 MHz) realisieren. Damit kann man sich z.B. für KW Empfänger eine Frequenzumsetzung ersparen. Quarz-Filter gibt es komplett in hermetisch dichten Gehäusen für verschiedene Bandbreiten zu kaufen.

Kanal-Filter gibt es auch in Keramik auf 455 KHz. Die Keramikfilter für diese Zwecke enthalten bis zu 11 Keramik-Schwinger (kommerzielle Filter). Die Bauformen sind kleiner als bei Quarzfiltern und die Selektions-Werte sind nicht so gut wie bei jenen. Keramik-Filter sind stärker toleranzbehaftet (und temperaturabhängig), da die Keramik-Schwinger mittels eines Sinter-Prozesses hergestellt werden. Keramik-Filter gibt es in breiter Palette zu kaufen. Die nichtkommerzielle Empfängertechnik (braune Ware, Henkelware) verwendet ebenfalls (einfachere) Keramik-Filter für 455 KHz und für 10,7 MHz.

## 2.3 Phasen-Methode für SSB

Bei der Phasen-Methode wird die notwendige Filterung (DSB  $\rightarrow$  SSB) mit Hilfe einer Kompensation durchgeführt, weshalb sich diese Methode gut für eine **digitale Realisierung** eignet.

Zur anschaulichen Herleitung wird von einem Cos-förmigen Nachrichtensignal (mit der Frequenz  $\omega_N$ ) ausgegangen, welches zuerst im Spektrum und dann mit Hilfe der Zeiger betrachtet wird. Bild 2.5 zeigt links die Verhältnisse im Spektrum für DSB, SSB (USB) & SSB (LSB), sowie rechts die Zeigerdarstellung von SSB als (geometrische)  $\Sigma$  von 2 DSB-Zeigern.

Aus dem Spektrum Bild 2.5 (links) erkennt man folgendes:

- Das modulierende Signal für die DSB (**inphase**) ist eine **Cosinus**-Schwingung, daher die **parallelen**  $\delta$ -Linien bei  $|\omega| = \Omega_C \pm \omega_N$ .
- Das modulierende Signal für die DSB (**quadratur**) ist eine **Sinus**-Schwingung, daher die **anti-parallelen**  $\delta$ -Linien bei  $|\omega| = \Omega_C \pm \omega_N$ .
- Da das Nachrichten-Signal eine Cosinus-Schwingung sein soll, muß das Sin-förmige modulierende Signal für den Q-Zweig über ein  $90^\circ$ -Phasendrehglied (**Hilbert-Filter**) erzeugt werden.
- Werden die beiden DSB-Signale addiert, entsteht eine USB (*upper side band*) Modulation.
- Werden die beiden DSB-Signale subtrahiert, entsteht eine LSB (*lower side band*) Modulation.

- Eine SSB-Schwingung (USB oder LSB) bei Cos-förmigem Nachrichtensignal besteht selbst auch nur noch aus einer Cos-förmigen Schwingung (2 parallele  $\delta$ -Linien im Spektrum). Die Hüllkurve dieser SSB ist somit konstant. Ein Hüllkurven-Demodulator ist offensichtlich nicht anwendbar.

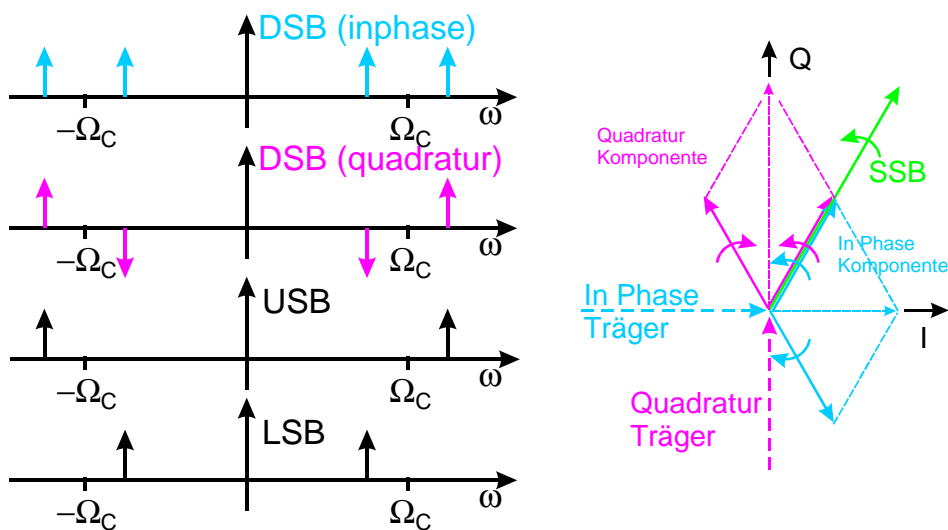


Bild 2.5: DSB (inphase & quadratur), USB & LSB für Cos-förmiges Nachrichtensignal (links). Zeigerdarstellung der SSB als geometrische  $\Sigma$  von 2 DSB-Zeigern (rechts).

Aus dem Zeigerbild 2.5 (rechts) wird erkennbar:

- Die beiden DSB-Zeiger (in Phase Komponente & Quadratur Komponente), aus denen sich der SSB-Zeiger zusammensetzt, stehen unter  $90^\circ$  zueinander:  
Also ist die In-Phase-Komponente der DSB-Schwingungen mittels eines **Cos-Trägers** entstanden (In-Phase-Komponente) und die Quadratur-Komponente ist mittels eines **Sin-Trägers** entstanden (Quadratur-Komponente).
- Für die I-Komponente ist das Nachrichtensignal Cos-förmig. Dann muß es aber für die Q-Komponente Sin-förmig sein. Man erkennt dies, wenn man den Zeitpunkt betrachtet, wo die DSB-Zeiger der I-Komponente in Richtung des I-Trägers weisen. In diesem Moment sind die DSB-Zeiger der Q-Komponente  $\perp$  (orthogonal) zum Sin-Träger und heben sich auf. Das hierzu gehörende Nachrichtensignal muß also Sin-förmig sein, weil es gerade dann durch 0 geht, wenn die Cos-Schwingung im I-Zweig ihr Maximum hat.

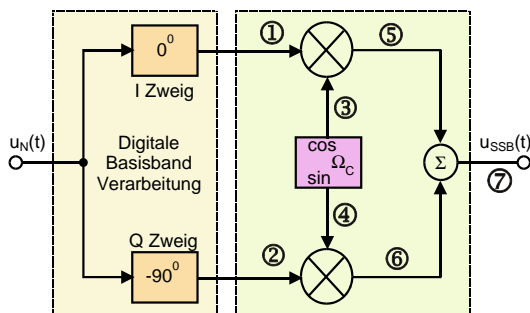


Bild 2.6: Struktur eines SSB-Modulators nach der Phasemethode.  $-90^\circ$  Phasendrehung von  $u_N(t)$ : mit Hilbert-Filter. Linker Teil: Digitale Signalverarbeitung im Basisband; rechter Teil: I/Q-Modulator

Mit Hilfe dieser Überlegungen erhält man sofort eine Struktur für einen SSB-Modulator nach der Phasemethode, Bild 2.6. Die  $-90^\circ$  Phasendrehung des Nachrichten-Signals erfolgt mit einem **Hilbert-Filter**.

Die Phasenmethode beruht auf einer **Kompensation** der Signale im I-Zweig und im Q-Zweig. Eine Kompensation erfordert daher, daß in beiden Zweigen der **gleiche Amplitudengang** und die **gleiche Laufzeit** besteht. Daher benötigt man im I-Zweig ein Laufzeit-Glied (Bandpaß) mit dem gleichen Amplitudengang wie der des Hilbert-TP im Q-Zweig. Die gleiche Laufzeit erhält man bei der digitalen Realisierung dadurch, daß beide Filter als FIR-Filter mit gleicher Anzahl von Koeffizienten realisiert werden. Die Struktur des SSB-Modulators muß also im I-Zweig durch ein Filter ergänzt werden, das im Unterschied zum Hilbertfilter eine Phasendrehung von  $0^0$  hat, wie es Bild 2.6 darstellt.

Bild 2.7 zeigt die spektralen Verhältnisse an den Punkten (1) bis (7) des SSB-Modulators von Bild 2.6.

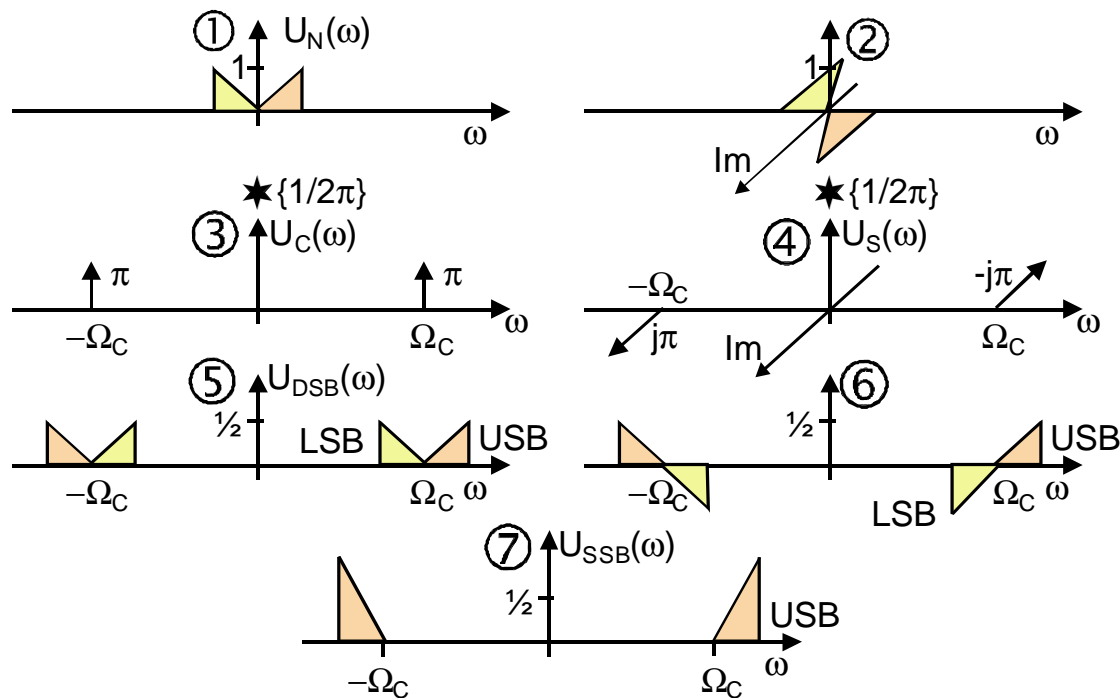


Bild 2.7: Die Spektralverteilung an den Punkten (1) bis (7) des Hilbert-Modulators

### 2.3.1 $90^0$ -Phasendrehung des NF-Bandes mit Hilbertfilter

Die  $-90^0$ -Drehung für ein ganzes NF-Band geschieht bei der Struktur in Bild 2.6 mittels eines Hilbert-Filters. Auf analoge Weise läßt sich ein Hilbert-Filter nur sehr ungenau realisieren, dagegen ist es digital sehr präzise realisierbar. Dies ist der Grund, weshalb die Phasenmethode in analoger Technik keine Bedeutung erlangte und erst im Zusammenhang mit digitaler Signalverarbeitung „wiederentdeckt“ wurde.

Ein Hilbert-Filter dreht die Phase aller Spektralkomponenten seines Eingangs-Signals um  $90^0$ , ohne daß sich deren Amplituden verändern.

Die Dimensionierung eines Hilbert-Filters wird im Kapitel 3 beschrieben.

### 2.3.2 $90^0$ Phasendrehung des Nachrichten-Signals durch I/Q-Vormodulation

Die von Weaver vorgeschlagene I/Q-Vormodulation kommt ohne Hilbert-Filter aus, da die  $90^0$  Phasendrehung der NF im Q-Zweig über eine Modulation mit einem Sin-Träger (Quadratur-Modulator) erfolgt. Die Frequenz  $\omega_v = \omega_{NF}/2$  dieses **Trägers für die Vormodulation** liegt dabei genau in der **Mitte des NF-Bandes**. Hierdurch entsteht ein Spektralanteil, der symmetrisch um die Frequenz 0 herum wird, wobei sich spektrale Überlappungen ergeben. Die unsymmetrischen Anteile dieser Spektren werden durch Tiefpässe mit einer Grenzfrequenz  $\omega_g = \omega_v = \omega_{NF}/2$  beseitigt. Daran anschließend erfolgt eine I/Q-Modulation (wie bei dem Hilbert-Modulator), Bild 2.8.



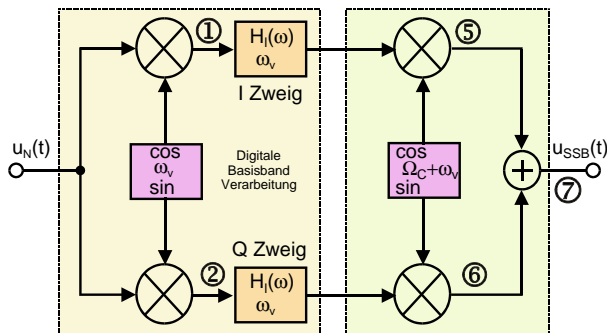


Bild 2.8: SSB-Modulator mit Phasendrehung der NF durch I/Q-Vormodulation (Weaver-Modulator); links: digitale Signalverarbeitung im Basisband; rechts: I/Q-Modulator

Die Trägerfrequenz  $\Omega_{C_1}$  des (rechten) I/Q-Modulators, hier  $\Omega_{C_1} = \Omega_C + \omega_v$ , bestimmt bei dieser Methode die **Mittenfrequenz der SSB**. Die Trägerfrequenz muß damit genau um  $\omega_v = \omega_{NF}/2$  gegenüber dem Hilbert-Modulator verschoben werden, um das SSB Signal spektral an die gleiche Position zu schieben.

Die Weaver-Methode ist ebenfalls **für eine digitale Realisierung geeignet**. Die im I- & Q-Zweig erforderlichen identischen Tiefpässe können digital durch ein einziges FIR-Filter realisiert werden, das im Time-Sharing-Verfahren beide Zweige bedient.

## 2.4 Zeitverläufe von SSB-Signalen

### 2.4.1 Nachrichtensignal: eine oder zwei Cosinus-Schwingungen

Bei der AM & der DSB ist der Zeitverlauf des Nachrichtensignals wieder in der Hüllkurve zu erkennen. Offensichtlich gilt dies für die SSB nicht, wie sich am Beispiel eines Cos-förmigen Nachrichtensignal in Bild 2.9 zeigt. Hier besteht das SSB-Spektrum aus einer Linie (für  $\omega > 0$ ), ist damit eine Dauerschwingung und hat deshalb eine **konstante Einhüllende**. Besteht die Nachrichtenschwingung aus 2 Cos-förmigen Signalen, ergibt sich infolgedessen als SSB Zeitfunktion eine Interferenz-Schwingung (entsprechend zu einer DSB), deren Hüllkurve nichts mit der Form der Nachrichtenschwingung zu tun hat, Bild 2.9.

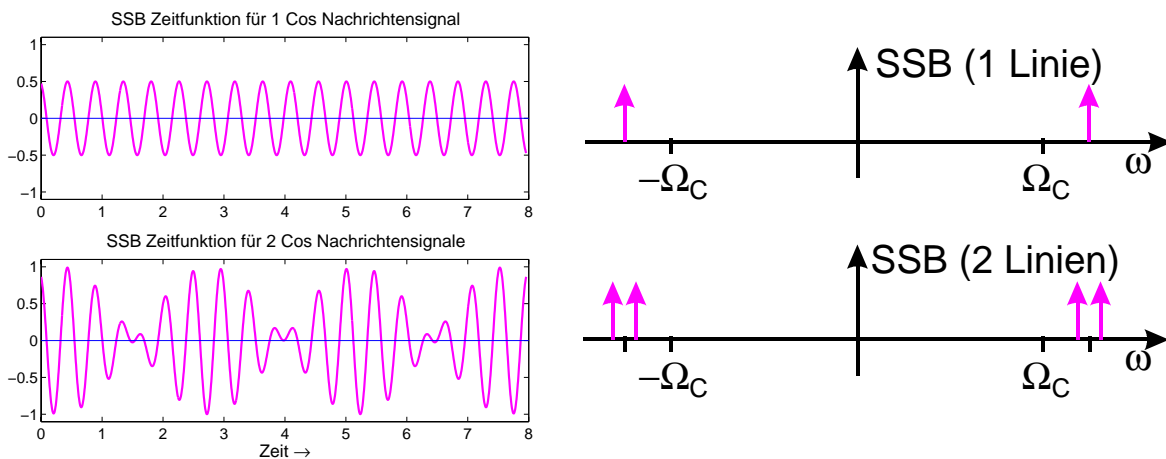


Bild 2.9: SSB Zeitfunktionen und Spektren, wenn das Nachrichtensignal aus einer bzw. zwei Cosinus-Schwingungen besteht

### 2.4.2 Nachrichtensignal beliebiger Art

Der Verlauf der Zeitfunktion der SSB ist unabhängig davon, nach welcher Methode (Filter bzw. Phase) die SSB tatsächlich erzeugt wurde. Der Zeitverlauf der SSB kann daher mit Hilfe der Struktur des Hilbert-

Modulators bestimmt werden. Dabei ist der Verlauf der **Zeitfunktion am Ausgang des Hilbert-Filters** entscheidend. Die beiden DSB-Modulatoren im I- & Q-Zweig (I/Q-Modulator) erzeugen nur noch jeweils eine DSB bei welcher die jeweiligen (oberen und unteren) Hüllkurven entsprechend zu der jeweils zugehörigen NF werden. Die Hüllkurve der SSB entsteht aus der **geometrischen** Addition der I & Q Hüllkurven.

**Beispiele für Zeitfunktionen hinter einem Hilbert-Filter**

Wird eine Zeitfunktion, die aus 2 Sin-Schwingungen besteht, Hilbert-gefiltert, so entstehen 2 Cos-Schwingungen, wodurch der Zeitverlauf völlig anders aussieht, Bild 2.10.

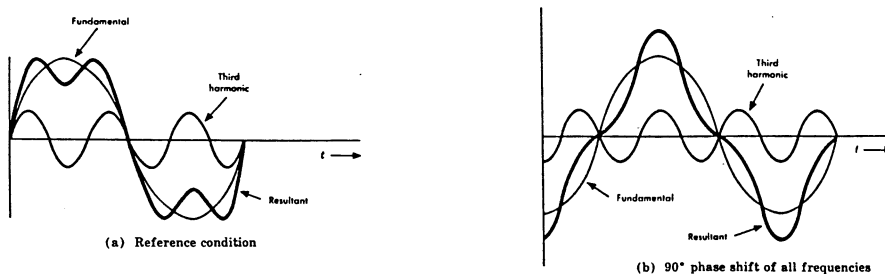


Bild 2.10: Hilbert-Filterung einer Schwingung, die aus 2 Sin-Signalen besteht.

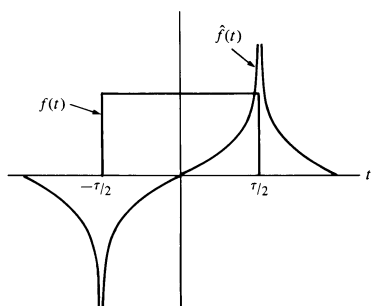


Bild 2.11 zeigt ein rechteck-förmiges Nachrichtensignal und dessen Hilbert-Transformierte. Diese hat  $\infty$  hohe Spitzen an den Zeitpunkten, wo die Flanken des Rechtecks waren. Dies ist typisch für Sprünge im Nachrichtensignal. Die Q-Komponente bringt damit Überschwinger bzw. Spitzen in den Zeitverlauf der SSB ein.

Bild 2.11: Die Hilbert-Transformierte eines Rechteck-Signals weist  $\infty$  hohe Spitzen auf.

Bild 2.12 zeigt ein *sinc* förmiges Nachrichtensignal und dessen Hilbert-Transformierte.

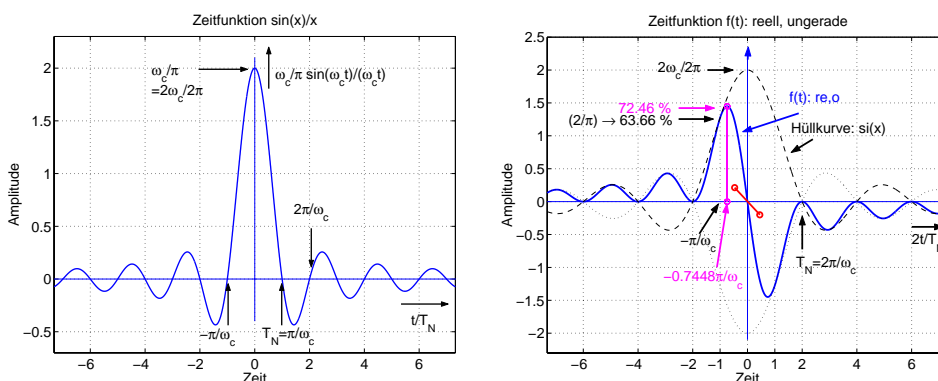


Bild 2.12: Die  $\sin(x)/x$  Zeitfunktion  $f(t)$  und ihre Hilbert-Transformierte  $f_{Hi}(t)$

Ein Signal  $f(t)$  (I-Komponente) und seine Hilbert-transformierte  $f_{Hi}(t)$  (Q-Komponente) lassen sich zu dem (komplexwertigen) **analytischen Signal**  $f_a(t)$  zusammenfassen.

$$f_a(t) = f(t) + j f_{Hi}(t) \tag{2.1}$$

Es sind dies die beiden Signalanteile, die dann an den Punkten (1) bzw. (2) am I/Q-Modulator (Bild 2.6, Seite 5) anliegen. Durch den Sinus-Träger entsteht im Q-Zweig eine  $90^\circ$  Phasendrehung, die in Gleichung (2.1) durch das  $j$  ausgedrückt wird.

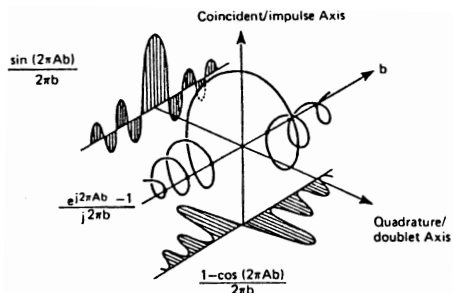


Bild 2.13 zeigt ein Beispiel für ein analytisches Signal in 3-dimensionaler Darstellung, entsprechend zu Bild 2.12.

**Übungsaufgabe:** Die Transformierte des analytischen Signals ist 0 für  $\omega < 0$ . Eine Spektralverteilung, die nur bei positiven Frequenzen existiert, hat somit eine komplexwertige Zeitfunktion, die analytisches Signal heißt.

Bild 2.13: Beispiel für ein Analytisches Zeitsignal, bestehend aus den beiden Funktionen des Bildes 2.12.

### 2.4.3 Hüllkurve des SSB-Signals

Das SSB-Signal setzt sich aus der (mit einem Cos-Träger) DSB-modulierten I-Komponente und der (mit einem Sin-Träger) DSB-modulierten Q-Komponente zusammen. Die Hüllkurve der SSB folgt damit aus einer **geometrischen Addition der beiden DSB-Hüllkurven**. Das analytische Signal wird deshalb auch als *pre envelope* bezeichnet.

Für den (theoretischen) Fall einer Rechteckschwingung als Nachrichtensignal ergäbe sich damit eine Hüllkurve des SSB-Signals mit  $\infty$  hohen Spitzen an der Stelle jeder Flanke. Aber auch bei verrundeten Rechtecken (und einem Gauß-gefenstertem Hilbert-TP) ergeben sich noch typische „Hörner“ der Hüllkurve der SSB, Bild 2.14. Die SSB hat infolge dessen i.a. einen hohen **Crest-Faktor**.

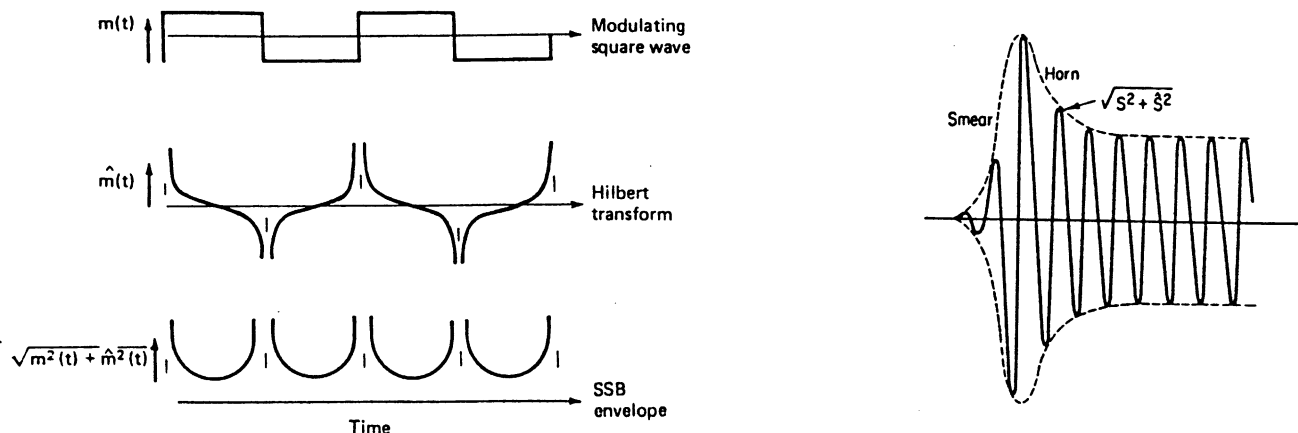


Bild 2.14: Theoretischer und praktischer Verlauf der Hüllkurve einer SSB bei rechteckförmigem Nachrichtensignal.

Wie man aus Bild 2.14 erkennt, ist SSB offensichtlich nicht für eine Datenübertragung geeignet.

## 2.5 Demodulation von SSB

### 2.5.1 Produkt-Demodulation von SSB

Als Demodulator für SSB-Signale eignet sich ein Multiplizierer (Technisch: Ringmodulator, Umpoler) mit nachgeschaltetem Tiefpaß. Der empfangsseitige Hilfsträger muß (nur) **frequenzrichtig** sein, jedoch ist es nicht erforderlich, daß er phasenrichtig ist. Bild 2.15 zeigt die Struktur des SSB-Demodulators und die Verhältnisse im Spektrum.

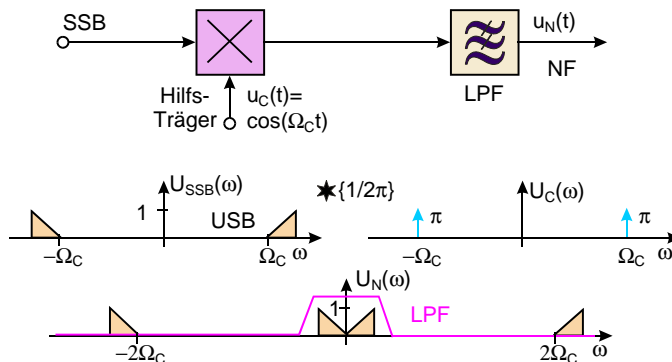


Bild 2.15: Produkt-Demodulation von SSB

Die Struktur des Demodulators für SSB ist somit identisch mit der für die Demodulation einer DSB.<sup>2</sup>

Bei der **SSB** setzt sich das (demodulierte) NF-Spektrum aus 2 SSB-Spektralanteilen so zusammen, daß sich nichts überlappt. Daher kann es auch bei abweichender Phasenlage des Hilfsträgers zu keiner Löschung der NF kommen. Ist jetzt z.B. die Phase des Hilfsträgers  $90^\circ$ , so erhält man als demoduliertes Signal zwar die Hilbert-Transformierte des ursprünglichen Nachrichtensignals, Bild 2.16 (links). Bei Sprachübertragung ist das nicht hörbar, weil das Ohr nicht den Zeitverlauf der Nachricht, sondern deren Autokorrelationsfunktion (AKF) auswertet. In der AKF sind keine Phasenbeziehungen enthalten.

Da der empfangsseitige Hilfsträger bei SSB nur frequenzrichtig zu sein braucht, wird er z.B. im Kurzwellen-Empfänger (Welt-Empfänger) durch einen frei laufenden Oszillator erzeugt, ohne daß dieser irgendwie synchronisiert wird. Die richtige Frequenz wird dabei z.B. nach Gehör eingestellt, denn bei unrichtiger Frequenzlage ergibt sich eine Verschiebung des NF-Bandes. Die NF klingt dann rauh, weil die Oberschwingungen nicht mehr harmonisch zu einander liegen („Nasenklammer-Modulation“). Bild 2.16 (mitte & rechts) zeigt diesen Effekt im Spektrum des demodulierten Signals für eine Ablage von  $\pm\Delta\omega$  des Hilfsträgers.

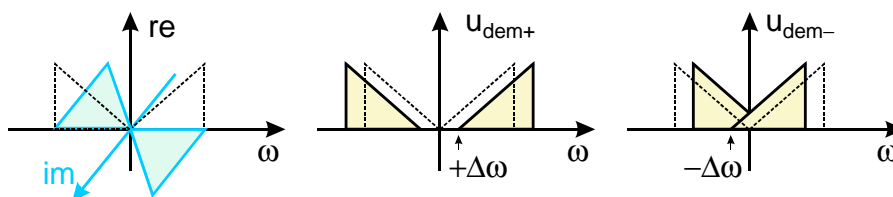


Bild 2.16: Auswirkung einer Phasenverschiebung (links) und eines Frequenzversatzes  $\pm\Delta\omega$  des Hilfsträgers auf das Spektrum der demodulierten SSB; gestrichelt: Lage der Spektren bei korrektem Hilfsträger

Bei Sprache toleriert das Ohr ca. 10 Hz Versatz, bei Musik aber nur ca. 2 Hz.

Die korrekte Einstellung des empfangsseitigen Hilfsträgers zur Demodulation von SSB erschwert eine Anwendung für Zwecke des Rundfunks.<sup>3</sup> In dieser Tatsache ist einer der Gründe zu erblicken, weshalb die

<sup>2</sup>Bei der Demodulation von DSB muß der Hilfsträger die Phasenbedingung einhalten, weil die NF aus der Summe von 2 sich addierenden Spektralanteilen entsteht. Ist die Phase des Hilfsträgers bei einer DSB z.B.  $90^\circ$ , so entsteht eine Löschung der NF.

<sup>3</sup>Die ursprüngliche Planung der ITU sah vor, bis zum Jahre 2015 die (gewöhnliche) AM der Rundfunk-Sender durch SSB zu ersetzen. Für den „normalen“ Hörer wäre jedoch die (korrekte) Bedienung eines SSB-Empfängers nicht zumutbar gewesen. Im Jahre 1996 konnte der Beschluß der ITU dahingehend verändert werden, daß eine digitale Rundfunk-Übertragung (DRM) eingeführt werden soll. Hierbei stimmt sich der Empfänger selbstständig korrekt ab.

Einführung von SSB gestoppt wurde zu Gunsten einer Digitalen Übertragung.

Bei den trägerfrequenten Telefon-Übertragungssystemen (TF-Systeme), bei denen eine hierarchisch erzeugte Viel-Kanal SSB angewendet wird, gewinnt man die erforderlichen empfangsseitigen Hilfsträger aus einem „Pilot-Ton“, der in einer Lücke des TF-Bandes mit übertragen wird. Diese Systeme haben daher (im Prinzip) Frequenz- & Phasen-richtige Hilfsträger zur Verfügung. Die „Pilote“ dienen zusätzlich noch der Verstärkungs-Regelung (Pegel-Regelung) der TF-Systeme, indem ihre Amplitude in den verschiedenen Abschnitten des TF-Systems überwacht wird. Jede Hierarchiestufe der TF-Systeme fügt eigene Pilote hinzu, die zur Pegelüberwachung und zur Frequenznachführung dienen. Auf der Empfangsseite läßt sich damit z.B. auch auf die Art und den Ort von auftretenden Störungen schließen. Die TF-Technik ist mittlerweile veraltet und wurde auch für diese Anwendungen durch digitale Übertragungsverfahren ersetzt.

### 2.5.2 Hüllkurven-Demodulation von SSB

Eine einfache Hüllkurven-Demodulation wie bei AM ist bei SSB nicht möglich, wie aus dem Zeitverlauf der SSB erkennbar ist. Man benötigt daher auch hier einen empfangsseitigen Hilfsträger. Man kann sich ggf. aber den Multiplizierer sparen und statt dessen einen Hüllkurven-Gleichrichter verwenden. Bei einem AM-Radio mit Hüllkurven-Demodulation genügt es, einfach einen Hilfsoszillator (BFO *beat frequency oscillator*) für die Zwischen-Frequenz (IF *intermediate frequency*) hinzuzufügen. In dieser Art waren die ersten SSB-Empfänger ausgerüstet. Die Hüllkurven-Demodulation von SSB ist aber nur dann zufriedenstellend, wenn die Amplitude des Hilfsträgers möglichst groß ist, Bild 2.17.

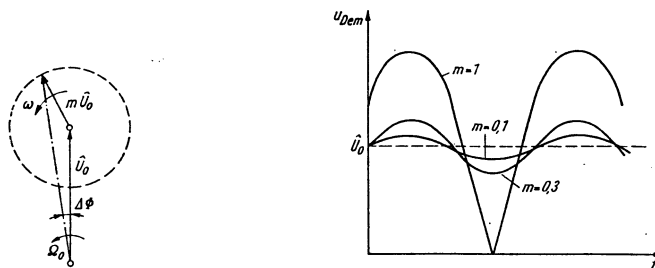


Bild 2.17: Zur Hüllkurven-Demodulation von SSB; Zeigerdarstellung und demodulierte Schwingung. Für eine zufriedenstellende Demodulation muß die Amplitude des Hilfsträgers groß sein.

Wie man aus Bild 2.17 sieht, ist bei Hüllkurven-Demodulation die Verzerrung der NF umso größer, je kleiner die Amplitude des Hilfsoszillators ist.

Im Kurzwellen-Rundfunk wurde diese Methode z.T. ausprobiert.<sup>4</sup> Hierbei senden die Rundfunk-Sender nur mit einem Seitenband (LSB oder USB, je nach Störsituation), fügen jedoch den Träger hinzu. Damit kann man mit einem normalen KW-AM-Radio diese Sendungen empfangen. Das bedeutet empfangsseitig eine wesentliche Vereinfachung bezüglich Aufwand & Bedienung. Im Gegensatz zu der Bedingung, daß der Träger möglichst groß sein sollte, wird jedoch hier der Träger gegenüber dem AM-Betrieb in seiner Amplitude halbiert. Dies spielt aus mehreren Gründen in der Praxis jedoch keine große Rolle:

- der Modulationsgrad ist im Mittel kleiner als 50%
- die Schwunderscheinungen des Trägers wirken sich praktisch genau so aus wie bei AM.

Dadurch ist eine Unterscheidung zwischen einer AM-Übertragung und einer SSB-Übertragung mit reduziertem Träger mit einem AM-Radio praktisch nicht möglich.

## 3 Realisierung der $90^\circ$ Phasendrehung

### 3.1 Cosinus & Sinus Träger

Die  $90^\circ$ -Drehung für die (rechteckförmige) Träger-Schwingung stellt kein Problem dar. Diese läßt sich über eine 4:1 Frequenzteilung erreichen, wie es Bild 3.1 an einem Beispiel zeigt. Aufgrund dieser Frequenzteilung

<sup>4</sup>Im Hinblick auf den ursprünglichen ITU Beschluß zur Einführung von SSB.

bleibt die  $90^\circ$ -Phasenbeziehung auch bei einer Änderung der Trägerfrequenz erhalten. Die 1. Frequenzteilung 2:1 dient zunächst dazu, nach der Teilung ein exaktes „Puls = Pause“-Verhältnis zu erreichen. Bei der 2. Teilung wird einmal mit steigender Flanke (I-Zweig) und ein weiteres mal mit fallender Flanke (Q-Zweig) getriggert. Dies führt nach der Frequenzteilung auf die  $90^\circ$  Phasendrehung.

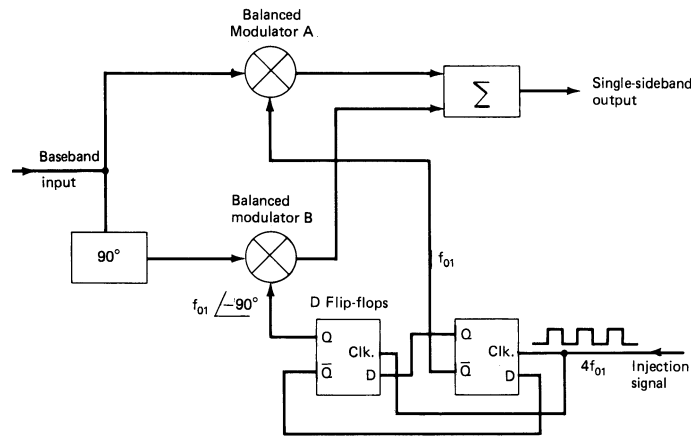


Bild 3.1: SSB Modulator nach der Phasenmethode; Erzeugung der exakten Phasendrehung zwischen Cosinus- und Sinus-Träger durch binäre Frequenz-Teilung

### 3.2 $90^\circ$ Phasendrehung des NF-Bandes mit Hilbert-Filter

#### 3.2.1 Das ideale Hilbert-Filter

Für ein „ideales“ Hilbert-Filter gilt in der Betrag/Phase-Darstellung.

$$A(\omega) = 1 \quad ; \quad \Theta(\omega) = \begin{cases} \pi/2 & \text{für } \omega > 0 \\ -\pi/2 & \text{für } \omega < 0 \end{cases} \quad (3.1)$$

In der (kartesischen) Real/Imaginär-Darstellung wird daraus für das „ideale“ Hilbert-Filter

$$H_H(\omega) = j \cdot \text{sgn } \omega \quad , \quad (3.2)$$

wobei  $\text{sgn } \omega$  die Signum-Funktion ist, Bild 3.2.

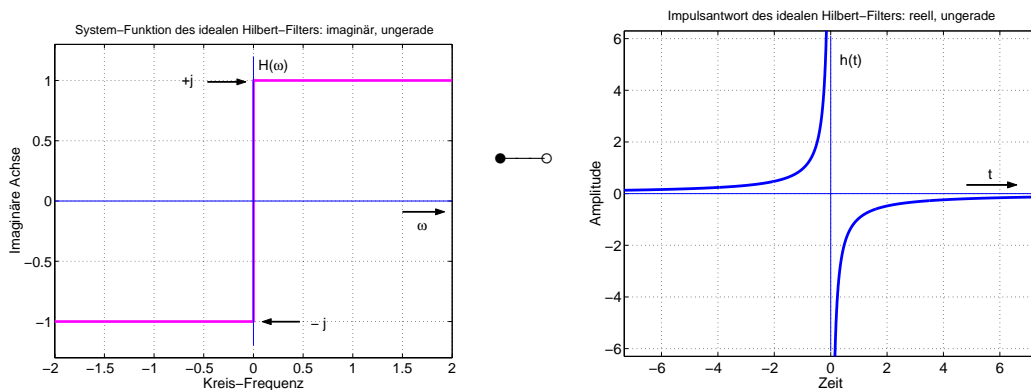


Bild 3.2: Übertragungsfunktion des „idealen“ Hilbertfilters und dessen Impulsantwort

Die Impulsantwort  $h_H(t)$  des „idealen“ Hilbertfilters ist:

$$h_H(t) = -\frac{1}{\pi t} \quad (3.3)$$

Für die Übertragung eines Signals über ein „ideales“ Hilbert-Filter gilt:

$$U_a(\omega) = H_H(\omega) \cdot U_e(\omega) \quad \bullet \text{---} \circ \quad u_a(t) = h_H(t) * u_e(t) = -\frac{1}{\pi t} * u_e(t) = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{u_e(\tau)}{t - \tau} d\tau \quad (3.4)$$

Das Faltungs-Integral in Gleichung (3.4) wird „Hilbert-Transformation“ genannt.

### 3.2.2 Der Hilbert-Tiefpaß

Ein „ideales“ Hilbert-Filter hat **Allpaß-Form**. Das bedeutet, daß alle Frequenzkomponenten ( $0 \leq |\omega| \leq \infty$ ) um  $90^\circ$  gedreht werden. Dies ist für den Zweck der SSB-Erzeugung nicht erforderlich, da nur ein (endlich breites) Frequenz-Band um  $90^\circ$  gedreht werden muß. Man kann sich somit auf ein Hilbertfilter mit oberer Grenzfrequenz (Tiefpaß-Form) beschränken. Damit kommt man zunächst auf folgende Tiefpaß-Form des Hilbert-Filters:

$$H_T(\omega) = H_H(\omega) \cdot \Pi_{\omega_c}(\omega) \quad (3.5)$$

Die Impulsantwort  $h_T(t)$  dieses Hilbert-Filters ist:

$$h_T(t) = h_H(t) * \frac{\omega_c \sin(\omega_c t)}{\pi \omega_c t} = \dots = -\frac{\omega_c}{\pi} \frac{(\sin \frac{\omega_c}{2} t)^2}{\frac{\omega_c}{2} t} \quad (3.6)$$

Das Ergebnis dieser Hilbert-Transformation erhält man allerdings ganz einfach, wenn man berücksichtigt, daß  $H_T(\omega)$  als Faltung von einem Rechteck mit  $2 \delta$ -Impulsen aufgefaßt werden kann. Bild 3.3 zeigt das Hilbert-Filter in Tiefpaß-Form und seine Impulsantwort.

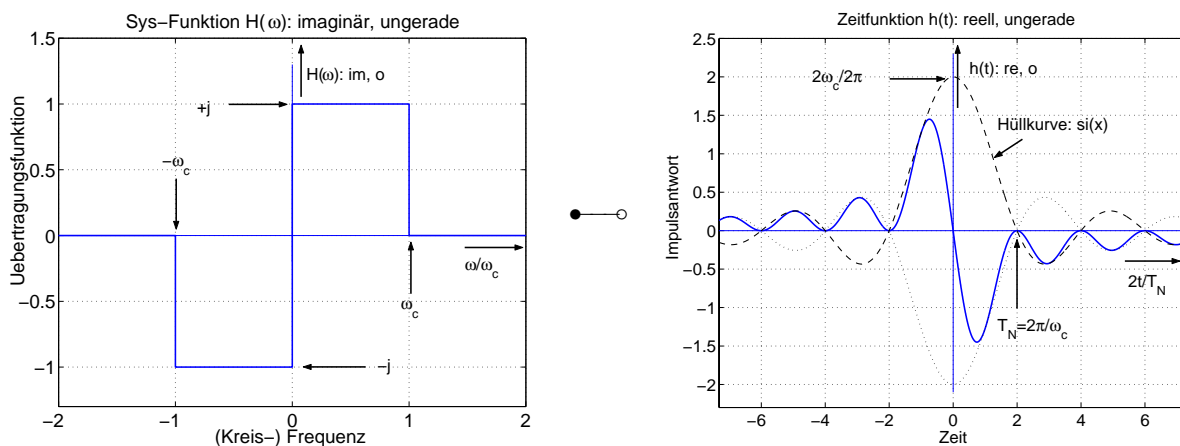


Bild 3.3: Hilbert-Filter in Tiefpaß-Form und seine Impulsantwort

Das so definierte Hilbert-Filter in TP-Form („idealer“ Hilbert-TP) ist wegen seiner  $\infty$  steilen Flanken, wie der (ideale) Kűpfmüllersche Tiefpaß selbst auch, nicht realisierbar. Daher ist es notwendig, die Filterflanken zu verrunden. Eine Möglichkeit zur Verrundung der Flanken, die auf eine lineare Phase führt, ist die Faltung mit einer Gauß’schen Glockenkurve  $W_G(\omega)$ . Da dies für die Impulsantwort auf eine Multiplikation mit einer Gauß’schen Glockenkurve  $w_G(t)$  führt, kann dieser Vorgang als **Fensterung der Impulsantwort** angesehen werden.

### 3.2.3 Das Gauß-Fenster

Die Gauß-Funktion hat die Form  $e^{-x^2} = \exp(-x^2)$  und wird je nach Anwendung mit Hilfe ihrer mittleren Dauer  $t_m$  bzw.  $\omega_m$  oder mit Hilfe ihrer Streuung  $\sigma$  angegeben. Damit gilt für die Gauß-Fensterfunktion  $w_G(t)$  im Zeitbereich:

$$w_G(t) = e^{-\pi(\frac{t}{2t_m})^2} = e^{-\left(\frac{\sqrt{\pi}t}{2t_m}\right)^2} = e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{t}{\sigma_t}\right)^2} = e^{-\left(\frac{t}{\sqrt{2}\sigma_t}\right)^2} \quad (3.7)$$

Der Zusammenhang zwischen mittlerer Dauer  $t_m$  und Streuung  $\sigma_t$  folgt daraus zu:

$$\boxed{\frac{\sqrt{\pi}}{2t_m} = \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_t} \rightsquigarrow 2t_m = \sqrt{2\pi}\sigma_t} \tag{3.8}$$

Die Gauß-Funktion hat als Transformierte ebenfalls eine Gauß-Funktion, so daß man erhält:

$$\begin{aligned} W_G(\omega) &= \frac{\pi}{\omega_m} e^{-\pi\left(\frac{\omega}{2\omega_m}\right)^2} = \frac{\pi}{\omega_m} e^{-\left(\frac{\sqrt{\pi}\omega}{2\omega_m}\right)^2} \\ &= \frac{\pi}{\omega_m} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{\omega}{\sigma_\omega}\right)^2} = \frac{\pi}{\omega_m} e^{-\left(\frac{\omega}{\sqrt{2}\sigma_\omega}\right)^2} = \frac{\sqrt{2\pi}}{\sigma_\omega} e^{-\left(\frac{\omega}{\sqrt{2}\sigma_\omega}\right)^2} \end{aligned} \tag{3.9}$$

Für den Zusammenhang von mittlerer Breite  $\omega_m$  und Streuung  $\sigma_\omega$  ergibt sich:

$$\boxed{2\omega_m = \sqrt{2\pi}\sigma_\omega} \tag{3.10}$$

Für die Umrechnung von  $t_m$  zu  $\omega_m$  gilt (Zeit-Bandbreiten-Gesetz):

$$\boxed{t_m \cdot \omega_m = \frac{\pi}{2} = \sqrt{\frac{\pi}{2}}\sigma_t \cdot \sqrt{\frac{\pi}{2}}\sigma_\omega = \frac{\pi}{2}\sigma_t \cdot \sigma_\omega \rightsquigarrow \sigma_t \cdot \sigma_\omega = 1} \tag{3.11}$$

Bild 3.4 zeigt das Gauß-Fenster (im Zeitbereich) und die Gauß-gefensterte Systemfunktion eines Hilbert-Tiefpasses..

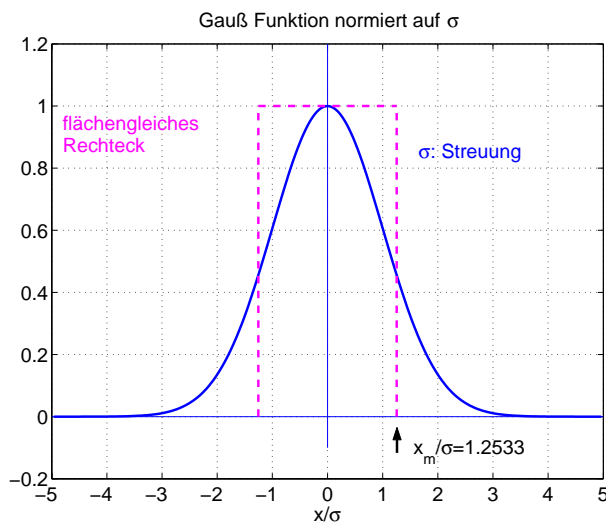


Bild 3.4: Das Gauß-Fenster;  $\sigma = \sigma_t$

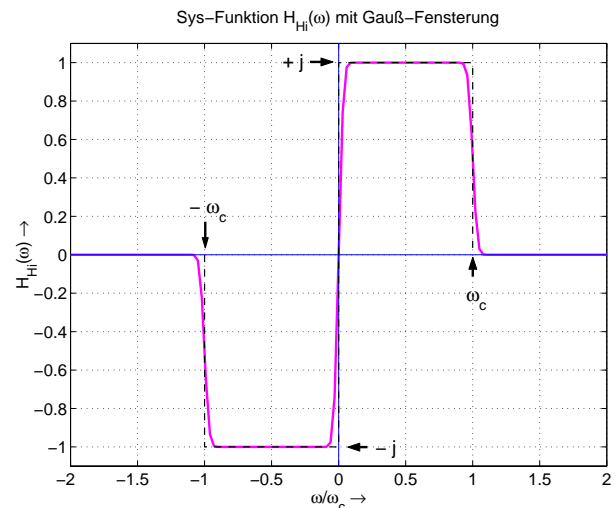


Bild 3.5: Systemfunktion eines Gauß-gefensterten Hilbert-Tiefpasses

### 3.2.4 Dimensionierung des Gauß-Fensters

Nach Bild 3.4 muß die Streuung  $\sigma_t$  des Fensters bestimmt werden. Als Kriterium hierfür muß jedoch der Verlauf im Frequenzbereich berücksichtigt werden. Es gilt für den Gauß-gefensterten Hilbert-TP  $H_G(\omega)$ :

$$h_G(t) = h_T(t) \cdot w_G(t) \quad \circ \bullet \quad H_G(\omega) = H_T(\omega) * W_G(\omega) \tag{3.12}$$

Durch die Fensterung werden die steilen Flanken des „idealen“ Hilbert-Tiefpasses verrundet. Damit das Spektrum der Nachricht durch die Verrundung nicht beeinträchtigt wird, darf die Verrundung nicht über die untere Grenzfrequenz der Nachrichtenspannung hinausgehen, also im Falle eines Fernsprechkanaals über 300 Hz. Dieser Wert entspricht wegen der Faltung aber gerade der 3,5-fachen Streuung im Frequenzbereich,



wie man Bild 3.4 entnimmt. Mit Gleichung (3.11) bestimmt sich dann der gesuchte Wert von  $\sigma_t$ . Bild 3.5 zeigt (prinzipiell) die Systemfunktion eines Gauß-gefensterten Hilbert-Tiefpasses.

Bei der bisherigen Betrachtung ist die Kausalitäts-Bedingung noch nicht berücksichtigt. Man muß daher die Impulsantwort des (Gauß-gefensterten) Hilbertfilters noch um  $t_0 > 3,5\sigma_t$  verschieben. Im Frequenzbereich ergibt sich dadurch eine lineare Phasendrehung  $\Theta(\omega) = \omega t_0$ , die sich zu der konstanten Phase (des "idealen" Hilbert-TP) von  $\pm 90^\circ$  addiert.

## 4 SSB mit AM-Sendern

Da sich die Hüllkurve der SSB stark ändern kann, muß der SSB-Sender linear verstärken. SSB-Sender haben als Linearverstärker einen geringen Wirkungsgrad.<sup>1</sup>

Da die DSB-Modulationen des I- und des Q-Zweiges *unterschiedliche Hüllkurven* haben, entsteht bei der SSB außer einer Amplituden-Modulation gleichzeitig auch noch eine *Phasenmodulation*. Dies erkennt man besonders einfach, wenn man die Zeigerdarstellung für den I- & Q-Zweig verwendet: die Richtung des Summenzeigers ändert sich, wenn sich die I- & Q-Zeiger unterschiedlich verändern.

Mit Hilfe eines konventionellen AM-Senders läßt sich folgendermaßen eine **SSB** (oder eine **Digitale Modulation**) verstärken und übertragen:

- Die Endstufe wird mit der Hüllkurve der SSB amplituden-moduliert.
- Es wird ein Phasenmodulator eingefügt, der die zugehörige Phasenmodulation des SSB-Signals einem HF Träger aufmoduliert.

Aus dem Eingangssignal (SSB oder Digitales Signal) wird somit die Amplituden- oder Hüllkurven-Information abgetrennt (*envelope elimination*) und dem Modulationsverstärker des AM Senders zugeführt. Es verbleibt damit noch eine phasenmodulierte Hochfrequenz-Schwingung (mit konstanter Hüllkurve), die dem HF-Eingang (RF *radio frequency*) des AM Senders zugeführt wird. Beide Anteile werden im AM Sender mit großem Wirkungsgrad verstärkt und in der Endstufe wieder zusammengeführt (*restauration*). Diese Methode wird daher *Envelope Elimination and Restauration* (EER) genannt und ist nach ihrem Erfinder auch als Kahn-Methode bekannt. Die Struktur eines EER Senders zeigt Bild 4.1.

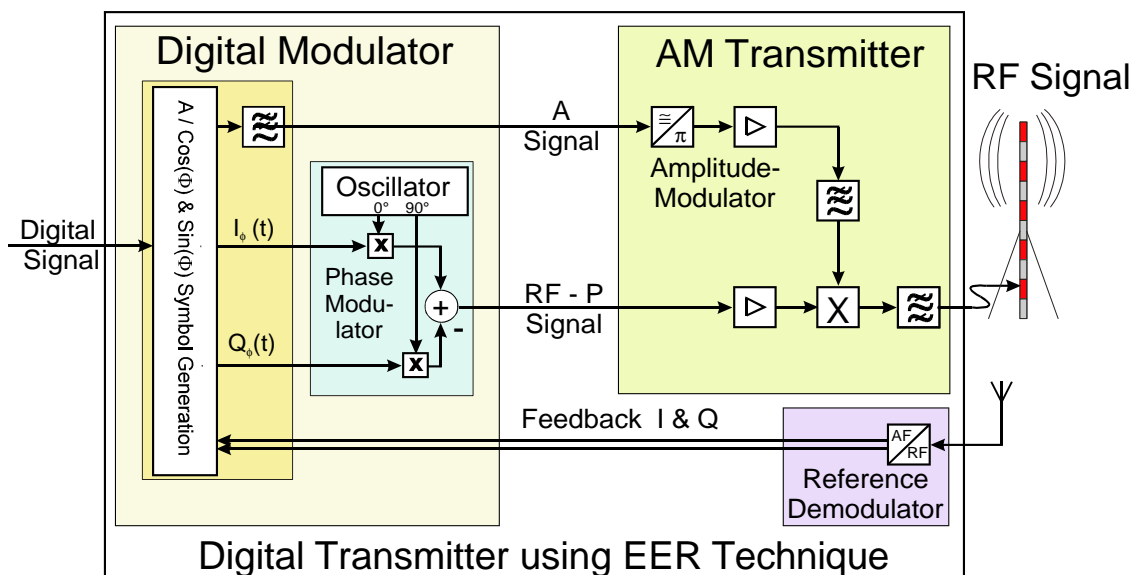


Bild 4.1: Konventioneller AM-Sender mit Digitalem Modulator zum Einsatz für SSB oder Digitaler Übertragung, EER-Technik

<sup>1</sup>Als Arbeitspunkt wird der B-Betrieb gewählt. Das Hochfrequenz-Filter (Schwingkreis) gleicht dabei die fehlenden (negativen) Teile der Zeitfunktion der SSB aus (Schwungrad-Effekt des Schwingkreises).

Bei der EER-Technik werden die zunächst in (kartesischer)  $I(t)$ ;  $Q(t)$  Form vorliegenden SSB-Signale (oder digitale Modulations-Signale) in eine polare  $a(t)$ ,  $\Phi(t)$  Form bzw.  $a(t)$ ,  $u_{RF-P}(t)$  umgewandelt und in der Sender-Endstufe wieder rekombiniert.

Diese Methode hat folgende Vorteile:

- Ein konventioneller AM-Sender kann durch einen zusätzlichen Phasenmodulator zu einem SSB-Sender umgerüstet werden.
- Da die Endstufe und der Modulations-Verstärker eines AM-Senders im C-Betrieb arbeiten kann, ist der Wirkungsgrad eines solchen Senders besser.

Unter anderem müssen folgende Bedingungen dabei erfüllt werden, um erhöhte Außerband-Strahlung zu vermeiden:<sup>2</sup>

- Die Laufzeiten der Signale im A-Zweig und im RF-P-Zweig des Senders müssen identisch sein.
- Die Bandbreiten in diesen Zweigen müssen um (mindestens) einen Faktor 5 größer sein als es für AM notwendig ist.

Für das SSB-Signal  $u_{SSB}$  gilt für  $f(t)$  als Nachrichtensignal folgende kartesische Darstellung:

$$u_{SSB} = f(t) \cdot \cos(\Omega_{Tr}t) + j f_{Hi}(t) \cdot \sin(\Omega_{Tr}t) = I_{SSB}(t) + j Q_{SSB}(t) \quad (4.1)$$

Aus Gleichung (4.1) wird das Signal  $a(t) \cdot e^{j\Phi(t)}$  (polare Darstellung) gewonnen, woraus die Ansteuersignale für den AM Sender gewonnen werden.

$$a(t) = \sqrt{f(t)^2 + f_{Hi}(t)^2} \quad ; \quad \Phi(t) = -\arctan \frac{f_{Hi}(t)}{f(t)} \quad \text{bzw.} \quad u_{RF-P}(t) = \cos(\Omega_C t + \Phi(t)) \quad (4.2)$$

Mit Hilfe einer Gegenkopplung (*feedback*) lassen sich in gewissem Umfang Nichtlinearitäten des Leitungsteils des Senders vermindern.

#### 4.1 Polarer Modulator

Die Struktur des EER-Senders, Bild 4.1, stellt einen polaren Modulator dar — im Gegensatz zum I/Q-Modulator (z.B. Bild 2.6, Seite 5), der einen kartesischen Modulator darstellt. Solche polaren Modulatoren (Bild 4.2) finden, wegen des damit zu realisierenden großen Wirkungsgrades, auch Eingang in die Mobilfunk-Technik, speziell für digitale Modulationen mit nicht konstanter Hüllkurve.<sup>3</sup>

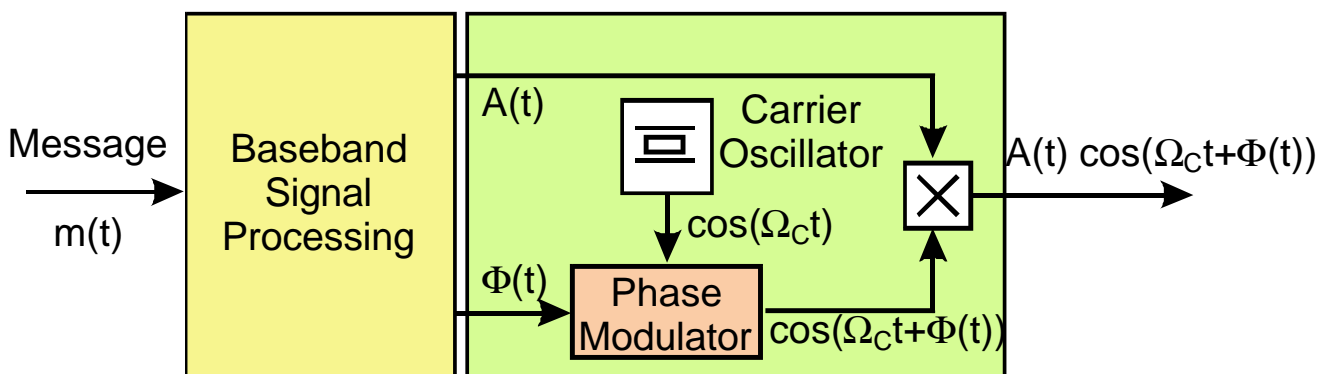


Bild 4.2: Blockschaltbild eines polaren Modulators

<sup>2</sup>Ein hierfür meßtechnisch interessantes Beispiel ist eine Nachrichten-Schwingung, die aus 2 Cos-Schwingungen mit gleicher Amplitude aber unterschiedlichen Frequenzen besteht.

<sup>3</sup>Die hierfür angebotenen Chips können für alle im Mobilfunk gebräuchlichen Modulationsarten konfiguriert werden. Damit lassen sich dann universell verwendbare Handys bauen.

## 5 Restseitenband-Modulation

Anwendung findet die Restseitenband-Modulation (VSB vestigial side band) bei den analogen Verfahren der Bildübertragung des Fernsehens (TV). Zu diesen Verfahren gehören z.B. NTSC, PAL, SECAM.<sup>1</sup>

VSB benötigt wie SSB einen empfangsseitigen *Hilfsträger* für die Demodulation. Im Falle des Fernsehens wird deshalb ein „Bild“-Träger ausgesendet, so daß man mit einer Hüllkurven-Gleichrichtung auskommt. Man hat somit keine reine VSB, sondern eine VSB mit zusätzlichem Träger.

Die spektralen Verhältnisse beim analogen TV zeigt Bild 5.1.

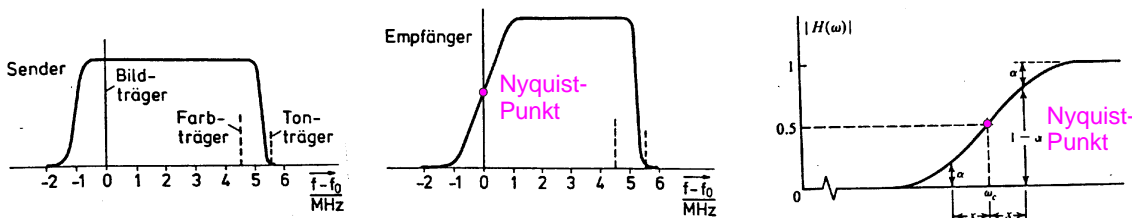


Bild 5.1: Sendefilter und Restseitenband-Empfangsfilter bei einer Fernsehbildübertragung & Nyquistflanke des Empfangsfilters

Das senderseitige Filter ist breiter als das empfangsseitige Filter. Das Empfangsfilter hat eine Flanke, die genau auf der Trägerfrequenz eine Punktsymmetrie aufweist (Nyquist-Flanke). Die Nyquistflanke ist Voraussetzung für eine saubere Demodulation der VSB.

### 5.1 Sendeseite der VSB

Senderseitig wird bei der Fernseh-Bildübertragung zunächst eine AM erzeugt und dann mittels eines Filters ein Seitenband z.T. weggefiltert. Das Sendefilter erfüllt dabei nicht die Bedingung für die Nyquist-Flanke, sondern erst das Empfangsfilter. Der Grund hierfür liegt in der erzielbaren Reichweite für die Sender. Wäre nämlich das Nyquist-Filter auf der Sendeseite, müßten die Empfänger die breiteren (und damit sicher einfacher zu realisierenden) Filter haben. Jedoch ist die *Rauschleistung* proportional zur Bandbreite des Empfangsfilters (äquivalente Rauschbandbreite). Ein breiteres Empfangsfilter verringert daher den Signal/Geräusch-Abstand des Bildsignals. Dies führt auf eine entsprechend reduzierte Reichweite des Senders bei gegebener Sende-Leistung. Die versorgte Fläche reduziert sich quadratisch mit der Verringerung der Reichweite.

### 5.2 Hüllkurven-Demodulation der VSB

Senderseitig wird ein „Bild-Träger“ ausgestrahlt, so daß man die VSB mit Träger mit Hilfe eines Hüllkurven-Demodulators demodulieren kann. Hierbei treten ähnliche Verzerrungen des demodulierten Signals auf, wie sie auch bei der Hüllkurven-Demodulation der SSB vorkommen, Bild 5.2.

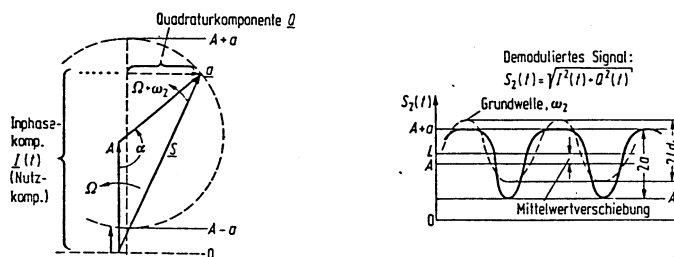


Bild 5.2: Hüllkurven-Demodulation von VSB: Zeigerbild & verzerrte Kurvenform des demodulierten Signals

<sup>1</sup>Neuere Systeme, wie z.B. DVB-T, verwenden digitale Modulation in Verbindung mit Quell-Codierung.

Anders als das Ohr, reagiert das Auge nicht auf die dadurch entstehende nichtlineare Verzerrung des Bildsignals. Einzig die Verschiebung des Mittelwertes kann (eventuell) wahrgenommen werden, weil dies zu einer Änderung der Helligkeit führt.

Die Ausstrahlung des Bildträgers hat jedoch für das TV-System als Ganzes wieder Vorteile.

Bei der Hüllkurvengleichrichtung des Summensignals aus Bildsignal und (frequenzmodulierten) Tonsignalen entsteht eine Frequenzumsetzung der Tonsignale auf eine Zwischenfrequenz, die dem Abstand von Bildträger zu dem jeweiligen Tonträger entspricht (Inter-Carrier-Verfahren). Die so gewonnene Zwischenfrequenzlage für die Tonträger (5,5 MHz & 5,75 MHz; Stereo-Ton) wird damit unabhängig von einer exakten Abstimmung des TV-Empfängers und von einer etwaigen Temperatur-Drift des Misch-Oszillators des Tuners.

Ebenfalls umgesetzt wird der Farbhilfsträger mitsamt der als QDSB übertragenen *Farbinformation* auf eine Zwischenfrequenz von 4,433 MHz. Hierbei ist die Frequenz- & Phasen-richtige Umsetzung die Voraussetzung für eine Demodulation der Farbinformationen, weil die Demodulation der QDSB einen Frequenz- & Phasen-richtigen Hilfsträger benötigt. Bild 5.3 zeigt die Spektralverhältnisse für der TV-Übertragung mit einem Detail-Ausschnitt des Bild-Spektrums.

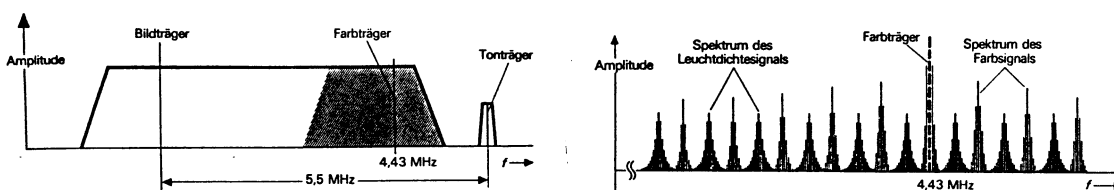


Bild 5.3: TV-Spektrum und Verschachtelung von Helligkeits- und Farb-Spektrum

### 5.3 Die Auswirkung der Nyquistflanke des Empfangsfilters

Die Nyquistflanke des Empfangsfilters wirkt sich in zweifacher Hinsicht aus:

- Die resultierende Übertragungsbandbreite entspricht der einer DSB-Übertragung.
- Sprünge des Nachrichtensignals (Helligkeits-Sprünge des Bildes) werden ausreichend genau übertragen.

#### 5.3.1 VSB aus AM durch fehlabgestimmtes Filter

Die Vergrößerung der Übertragungsbandbreite kann auch bei einer AM-Übertragung beobachtet werden. Hierzu wird Auswirkung der Abstimmung eines BP-Filters auf das demodulierte Signal betrachtet. Vereinfachend soll das BP-Filter nur aus einem einzelnen LC-Schwingkreis bestehen. Durch die FehlAbstimmung entsteht im Empfänger aus der AM eine VSB. Bild 5.4 zeigt die Filterkurve mit 4 verschiedenen Einstellpunkten für die Frequenz des Trägers, sowie die resultierende Übertragungskurve für das demodulierte Signal (entsprechend zum äquivalenten Tiefpaß) und den dabei entstehenden Klirrfaktor.

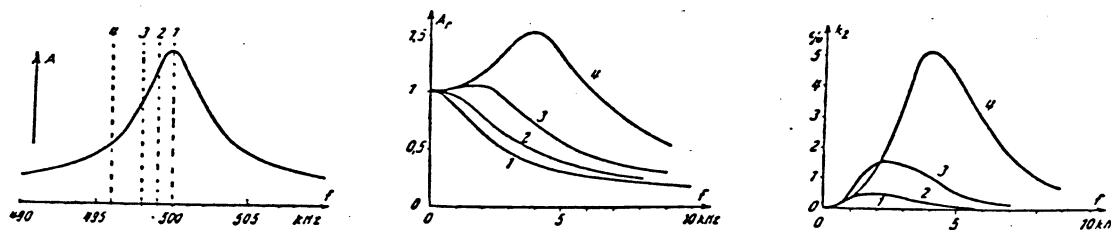


Bild 5.4: Auswirkung einer Verstimmung eines BP-Filters auf die resultierende Übertragungskurve für das demodulierte AM-Signal.

Offensichtlich ist die Position 3 für den Träger (ziemlich) genau der Fall, der der Nyquist-Bedingung entspricht. Die resultierende Übertragungskurve für das demodulierte Signal ist dadurch maximal breit und flach.

### 5.3.2 TV Übertragung

Diesen Fall zeigt auch das nächste Bild 5.5 für ein VSB-Signal. Man erkennt dabei, wie sich aufgrund der Punkt-Symmetrie der Nyquist-Flanken für das verschobene Signal Verhältnisse wie bei einer DSB (oder AM) ergeben.

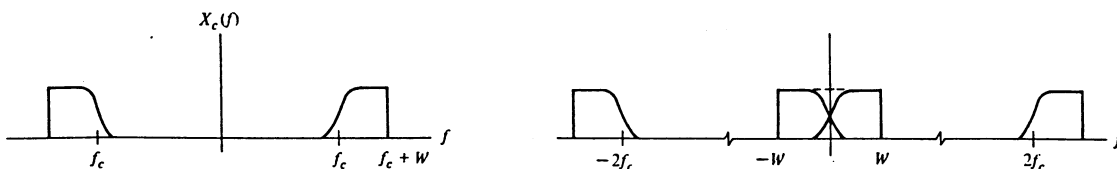


Bild 5.5: VSB-Signal nach einer Frequenz-Verschiebung

Zur Untersuchung der Auswirkung der Nyquist-Flanke auf die Übertragung von Helligkeits-Sprüngen wird die Durchlaßkurve des Nyquist-Filters bezüglich des Nyquistpunktes in einen geraden und einen ungeraden Anteil zerlegt. Dies entspricht der der Aufspaltung der zugehörigen äquivalenten Tiefpässe, Bild 5.6.

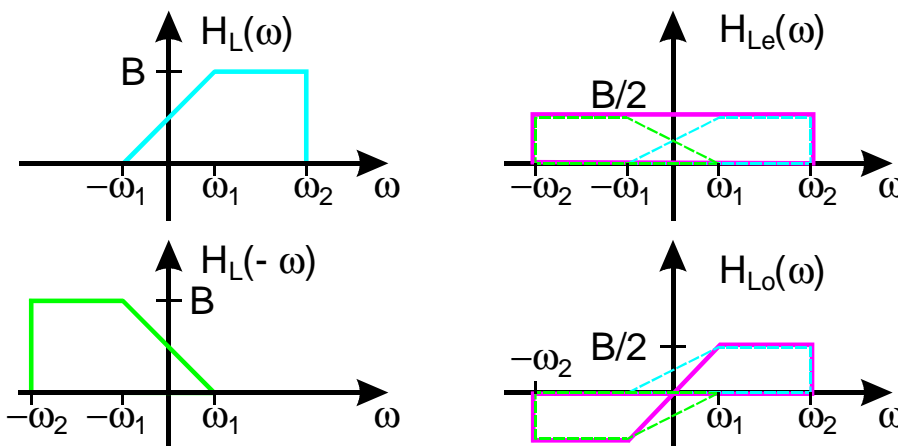


Bild 5.6: Aufspaltung des äquivalenten Nyquist-Tiefpasses in einen geraden & ungeraden Anteil

Der gerade Anteil hat eine gerade Impulsantwort und daher eine punktsymmetrische Sprungantwort (Inphasen-Komponente). Der ungerade Anteil hat eine ungerade Impulsantwort und daher eine spiegelsymmetrische Sprungantwort (Quadratur-Komponente). Zusammen genommen ergibt sich eine Sprungantwort, die ungefähr wie die Inphasen-Komponente aussieht, jedoch etwas durch die Quadratur-Komponente verschoben ist, Bild 5.7. Für eine TV-Anwendung ist diese Verschiebung unerheblich.

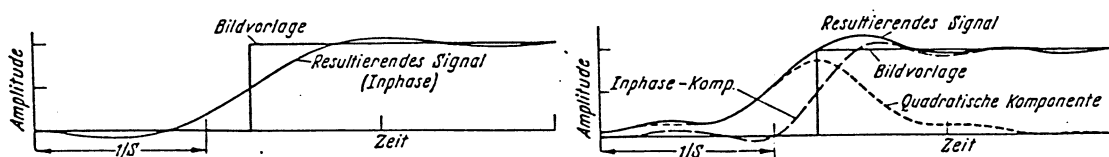


Bild 5.7: Vergleich der Sprungantwort für DSB-Übertragung (links) mit VSB-Übertragung (rechts)

## Literatur

- [1] Stremler, F.G. : *Introduction to Communication Systems*, Addison Wesley 1990.
- [2] Carlson, A.B. : *Communication Systems*, McGraw-Hill 1986.
- [3] Sabin, W.E.; Schoenike, E.O. : *Single-Sideband Systems & Circuits*, McGraw-Hill 1987.
- [4] Papoulis, A. : *The Fourier Integral and its Applications*, McGraw-Hill 1962.
- [5] Lathi, B.P. : *Modern Digital & Analog Communication Systems*, Holt-Saunders 1983.
- [6] Randall, R.B. : *Frequency Analysis*, Brüel & Kjaer 1977.
- [7] Bahr, H.: *Philips Lehrbriefe Band 2*, Hüthig Verlag, 8. A. 1984
- [8] Küpfmüller, K.: *Die Systemtheorie der elektrischen Nachrichtenübertragung*, Hirzel Verlag, 3. A. 1968
- [9] Kahn, L.R.: *Single-Sideband Transmission by Envelope-Elimination and Restoration*, Proc. I.R.E. Vol. 40, 1952, pp. 803
- [10] Rudolph, D. Kapitel 1 — 4 (excl. 4.3) in Bergmann: *Lehrbuch der Fernmeldetechnik*, Schiele & Schoen, 5. A., 1986