

Mischer

Inhaltsverzeichnis

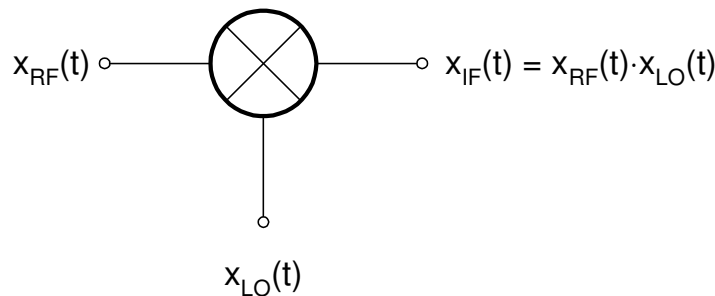
<u>DER IDEALE MISCHER</u>	2
DEFINITION	2
DER MISCHPROZESS	2
IMAGE-REJECTION MISCHER	3
<u>DER REALE MISCHER</u>	6
MISCHVERLUSTE (CONVERSION LOSS)	6
RAUSCHEN (NOISE)	6
ISOLATION	7
NICHTLINEARE VERZERRUNGEN	7
EINGANGSREFLEXIONEN	10
<u>BAUFORMEN</u>	11
EINZELDIODENMISCHER (SINGLE-ENDED MIXER)	11
GEGENTAKTMISCHER	11
GILBERT MULTIPLIKATOR	14
POWER-MOSFET-MISCHER	15
BEISPIELE WEITERER MISCHERSCHALTUNGEN	16
<u>ANWENDUNGEN</u>	18
FREQUENZUMSETZUNG	18
PHASENDETEKTION	18
MODULATION MIT UNTERDRÜCKTEM TRÄGER	19
AMPLITUDENMODULATION	20
STROMGESTEUERTER ABSCHWÄCHER	21
PULSMODULATOR	21
<u>WEITERFÜHRENDE LITERATUR</u>	23

Der ideale Mischer

Definition

Der ideale Mischer ist ein Bauelemente mit drei Toren, wovon zwei als Eingang und einer als Ausgang betrieben werden. Das Ausgangssignal ergibt sich aus der Multiplikation der beiden Eingangssignale. Die Eingangssignale erscheinen im Idealfall nicht am Ausgang.

Figur 1:
Der ideale Mischer



Die drei Tore tragen gewöhnlich die Bezeichnungen LO (local oscillator - Lokaloszillator), RF (radio frequency - Hochfrequenz) und IF (intermediate frequency - Zwischenfrequenz). In den meisten Anwendungen wird der LO-Port als Eingang betrieben und wird durch ein Signal mit konstantem Pegel (z.B. +7 dBm) gespeist. Ob das zweite Eingangssignal an den RF- oder an den IF-Port angelegt wird, ist von der Anwendung und von der Bauform des Mixers abhängig. Am IF-Port ist in der Regel das niederfrequenter Signal zu finden.

Die Tore des idealen Mixers weisen für alle Frequenzen eine definierte Eingangsimpedanz auf.

Der Mischprozess

Wir betrachten den Fall, dass die Eingangssignale beide sinusförmig sind aber mit unterschiedlichen Frequenzen:

$$x_{RF}(t) = \sin(\omega_{RF} \cdot t)$$

$$x_{LO}(t) = \sin(\omega_{LO} \cdot t)$$

Für das Ausgangssignal resultiert dann:

$$\begin{aligned}
 x_{IF}(t) &= \sin(\omega_{RF} \cdot t) \cdot \sin(\omega_{LO} \cdot t) \\
 &= \frac{1}{2} \cdot \left[\cos((\omega_{RF} - \omega_{LO}) \cdot t) - \cos((\omega_{RF} + \omega_{LO}) \cdot t) \right]
 \end{aligned}$$

Das Ausgangssignal enthält demnach harmonische Anteile sowohl bei der Differenz als auch bei der Summe der Eingangsfrequenzen. Da $\cos(-\alpha) = \cos(\alpha)$ gilt, spielt es keine Rolle, ob die Frequenzdifferenz $\omega_{RF} - \omega_{LO}$ positiv oder negativ ist. Die Frequenz am Ausgangsport berechnet sich also gemäss:

$$f_{IF} = |f_{RF} \pm f_{LO}|$$

Da am Ausgang andere Frequenzen auftreten als am Eingang eingespeist werden, ist der Mischer ein nichtlineares Bauelement.

Beispiel 1: Ein Hochfrequenzsignal bei $f_{RF} = 107.6$ MHz wird mit einem LO-Signal bei $f_{LO} = 96.9$ MHz auf die Zwischenfrequenz $f_{IF} = 10.7$ MHz umgesetzt:

$$f_{IF} = f_{RF} - f_{LO}$$

Mit dem gleichen LO-Signal wird jedoch auch ein Hochfrequenzsignal bei $f_{RF} = 86.2$ MHz auf die Zwischenfrequenz $f_{IF} = 10.7$ MHz umgesetzt:

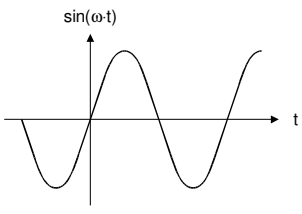
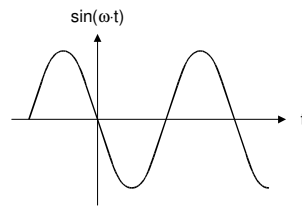
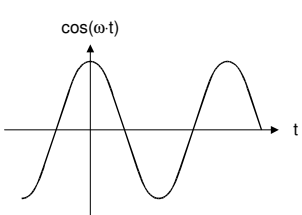
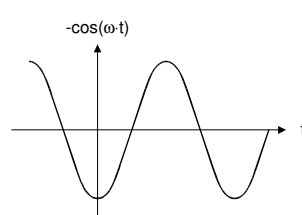
$$f_{IF} = |f_{RF} - f_{LO}|$$

Dies ist gewöhnlich nicht erwünscht. Um diese sogenannte **Spiegelfrequenz** zu unterdrücken, muss entweder vor dem Mischer ein frequenzselektives Filter hinzugefügt oder ein Image-rejection Mischer verwendet werden. ■

Image-rejection Mischer

Wird $\sin(\omega t)$ um $\pi/2$ verschoben, so erhält man entweder $+\cos(\omega t)$ oder $-\cos(\omega t)$, je nachdem, ob ω positiv oder negativ ist (vgl. Tabelle 1). Diese Tatsache nutzt ein Image-rejection Mischer aus, um die Spiegelfrequenz zu unterdrücken.

Tabelle 1:
Phasenver-
schobenes
Sinussignal

	$\omega > 0$	$\omega < 0$
Signal		
Signal um $+\pi/2$ verschoben		

In Figur 2 ist ein Beispiel eines Image-rejection Mischers abgebildet. Wir nehmen an, das RF-Eingangssignal habe die Form:

$$u_{RF}(t) = \sin(\omega_{RF} \cdot t).$$

Dieses wird im oberen Mischer mit dem LO-Signal

$$u_{LO}(t) = \sin(\omega_{LO} \cdot t)$$

gemischt, woraus resultiert¹:

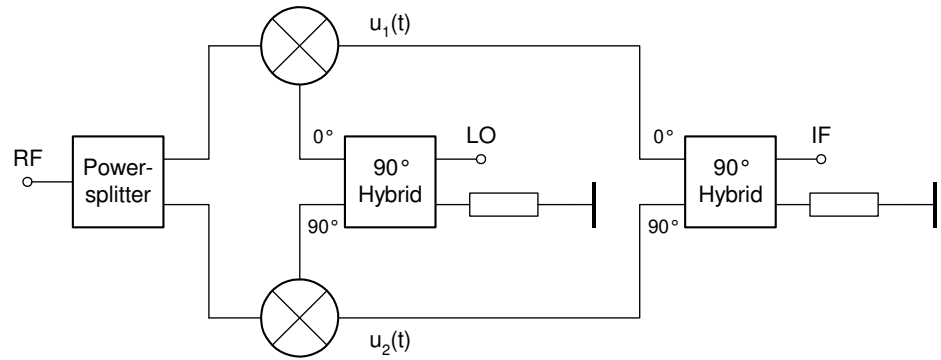
$$\begin{aligned} u_1(t) &= \sin(\omega_{RF} \cdot t) \cdot \sin(\omega_{LO} \cdot t) \\ &= \frac{1}{2} \cdot \left[\cos((\omega_{RF} - \omega_{LO}) \cdot t) - \cos((\omega_{RF} + \omega_{LO}) \cdot t) \right] \end{aligned}$$

Im unteren Mischer wird das Eingangssignal mit dem um $\pi/2$ verschobenen LO-Signal multipliziert:

$$\begin{aligned} u_2(t) &= \sin(\omega_{RF} \cdot t) \cdot \cos(\omega_{LO} \cdot t) \\ &= \frac{1}{2} \cdot \left[\sin((\omega_{RF} - \omega_{LO}) \cdot t) + \sin((\omega_{RF} + \omega_{LO}) \cdot t) \right] \end{aligned}$$

¹ Die im Splitter und im Hybrid auftretenden Dämpfungen von jeweils 3dB lassen wir der Einfachheit halber weg.

Figur 2:
Image-rejection
Mischer



Im anschliessenden 90° -Hybrid wird $u_2(t)$ um $\pi/2$ gedreht und zu $u_1(t)$ addiert. Die Phasenverschiebung von $u_2(t)$ liefert:

$$u'_2(t) = \frac{1}{2} \cdot \left[\pm \cos((\omega_{RF} - \omega_{LO}) \cdot t) + \cos((\omega_{RF} + \omega_{LO}) \cdot t) \right],$$

wobei das positive Vorzeichen gilt, falls $\omega_{RF} > \omega_{LO}$. Werden zu guter letzt $u_1(t)$ und $u'_2(t)$ addiert, ergibt sich für das Ausgangssignal

$$\begin{aligned} u_{IF}(t) &= u_1(t) + u'_2(t) \\ &= \frac{1}{2} \cdot \left[\cos((\omega_{RF} - \omega_{LO}) \cdot t) - \cos((\omega_{RF} + \omega_{LO}) \cdot t) \right] \\ &\quad + \frac{1}{2} \cdot \left[\pm \cos((\omega_{RF} - \omega_{LO}) \cdot t) + \cos((\omega_{RF} + \omega_{LO}) \cdot t) \right] \\ &= \begin{cases} \cos((\omega_{RF} - \omega_{LO}) \cdot t) & \omega_{RF} > \omega_{LO} \\ 0 & \omega_{RF} < \omega_{LO} \end{cases} \end{aligned}$$

Der Image-rejection Mischer setzt also ein RF-Eingangssignal, dessen Frequenz oberhalb der LO-Frequenz liegt, wie gewohnt auf die Zwischenfrequenz $f_{IF} = f_{RF} - f_{LO}$ um. Das Spiegelfrequenzsignal, dessen Frequenz unterhalb der LO-Frequenz liegt, wird hingegen unterdrückt.

Durch Änderung der Phasenbeziehungen können auch ein Image-rejection Mischer gebaut werden, die sich umgekehrt verhalten.

Der reale Mischer

Mischverluste (Conversion Loss)

Ein idealer Mischer transformiert das Eingangssignal in einen anderen Frequenzbereich, ohne den Pegel des Signals zu verändern. Werden reale Mischer aus passiven Bauelementen (z.B. Dioden) aufgebaut, so wird das Eingangssignal zusätzlich noch gedämpft. Diese Abschwächung wird als **Mischverlust** (conversion loss) bezeichnet.

Der Mischverlust hängt hauptsächlich vom Pegel des LO-Signals und, in geringerem Mass, von der Temperatur und der Frequenz ab.

Mischer, welche aus aktiven Bauelementen aufgebaut sind, verstärken das Eingangssignal für gewöhnlich. Sie weisen also eine Mischverstärkung (conversion gain) auf.

Rauschen (Noise)

Ein realer Mischer fügt dem Eingangssignal zusätzliches Rauschen hinzu. Dieser Effekt wird durch die Rauschzahl des Mixers beschrieben.

Bei passiven Mischer ist der Mischverlust die hauptsächliche Ursache für das Rauschen des Bauelements. Während das Nutzsignal um den Mischverlust abgeschwächt wird, bleibt der Rauschpegel konstant. Das Rauschen der Mischdioden trägt demgegenüber wenig zur Rauschzahl bei (Größenordnung 0.5 dB).

Beim Mischprozess werden zwei Frequenzbereiche in die Zwischenfrequenz gemischt: Einerseits das erwünschte HF-Signal, andererseits die unerwünschte Spiegelfrequenz. Rauschanteile im Bereich der Spiegelfrequenz haben deshalb ein zusätzliches Rauschen am Ausgang des Mixers zur Folge und sollten unterdrückt werden. Da die vorangehenden Stufen (z.B. Vorverstärker) häufig so breitbandig sind, dass sie einen signifikanten Rauschanteil im Spiegelfrequenzbereich aufweisen, muss ein entsprechendes Filter unmittelbar vor dem Mischer eingefügt werden. Ohne ein solches Filter kann sich die Rauschzahl um bis zu 3dB erhöhen.

Isolation

Abhängig von der Bauform des Mischers können merkliche Anteile der Eingangssignale am Ausgang des Mischers auftreten. Da das LO-Signal in der Regel sehr viel grösser ist als das RF-Signal, interessiert vor allem die Isolation zwischen LO-Eingang und IF-Ausgang. Diese wird in dB angegeben und ist frequenzabhängig. Beim doppelt balancierten Diodenmischer beträgt die LO-IF Isolation typischerweise 40 dB und nimmt mit etwa 5 dB pro Oktave ab.

Bei gewissen Anwendungen muss ferner beachtet werden, dass die Isolation zwischen den beiden Eingängen nicht vollkommen ist. Entsprechend wird vom Hersteller gewöhnlich die LO-RF Isolation eines Mischers spezifiziert.

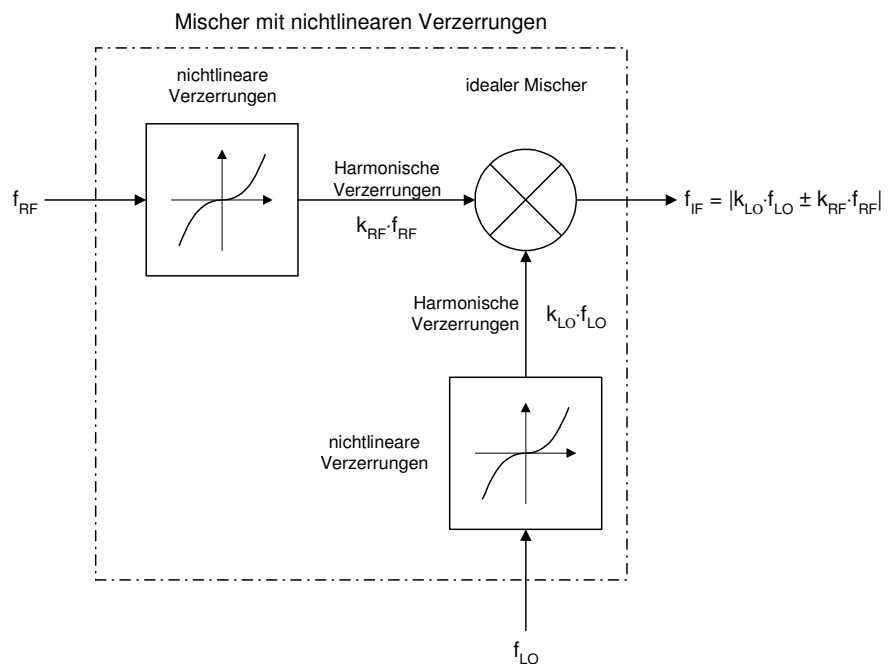
Nichtlineare Verzerrungen

Solange die Eingangssignale am RF-Port relativ klein sind, werden diese durch den Mischer lediglich in eine andere Frequenzlage transformiert. Da der Mischer jedoch nichtlineare Bauelemente enthält, kommt es mit zunehmendem Eingangspegel zu nichtlinearen Verzerrungen. Neben den Grundwellen von RF- und LO-Signal treten auch deren Oberwellen sowie die entsprechenden Mischprodukte in Erscheinung. Das Ausgangssignal enthält dann folgende Frequenzanteile:

$$f_{IF} = |k_{RF} \cdot f_{RF} \pm k_{LO} \cdot f_{LO}|,$$

wobei k_{RF} und k_{LO} die Ordnung der jeweiligen Harmonischen bezeichnen. Beachten Sie bitte, dass dieser Effekt nichts mit den unten beschriebenen Intermodulationsverzerrungen zu tun hat, obwohl die Formel fast identisch ist. Intermodulationsverzerrungen entstehen durch nichtlineare Wechselwirkungen von zwei oder mehreren Signalen am selben Eingangsport.

Figur 3:
Mischer mit nichtlinearen Verzerrungen

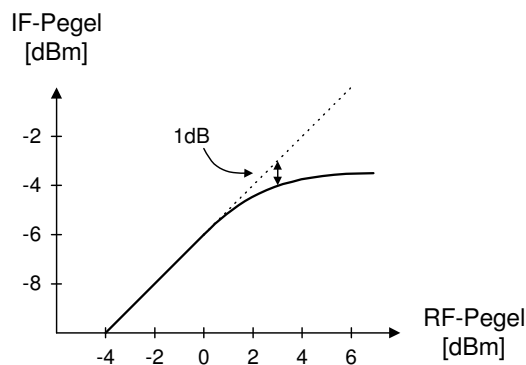


Die Fähigkeit des Mischers, grosse Eingangspegel möglichst verzerrungsfrei zu verarbeiten, wird durch zwei Kenngrössen beschrieben: dem 1dB-Kompressionspunkt und dem Intermodulationsschnittpunkt.

1 dB Kompressionspunkt

Gewöhnlich ist der IF-Pegel am Ausgang des Mischers proportional zum Signalpegel am RF-Port (Wir nehmen einen konstanten LO-Pegel an). Für hohe Eingangspegel nimmt die Proportionalitätskonstante jedoch immer mehr ab, bis der Ausgangspegel schliesslich auch bei steigendem Eingangspegel nicht mehr anwächst. Der RF-Eingangspegel, bei dem der IF-Ausgangspegel gegenüber dem linearen Verhalten um 1 dB abweicht, bezeichnet man als **1 dB Kompressionspunkt** des Mischers.

Figur 4:
Definition des
1dB Kompressions-
punkts



Der 1 dB Kompressionspunkt ist ein Mass für die Linearität des Mischers für hohe Eingangspegel und kann relativ einfach messtechnisch ermittelt werden. Er ist nützlich um verschiedene Mischer bezüglich Dynamikbereich, maximalem Ausgangspegel und Zweitonverhalten zu vergleichen. Hingegen ist er für gewisse Anwendungen zu wenig aussagekräftig.

Intermodulationsschnittpunkt (Intercept Point)

Werden auf ein System zwei Signale mit unterschiedlichen Frequenzen f_1 und f_2 gegeben, so entstehen durch nichtlineare Verzerrungen sogenannte Intermodulationsprodukte bei den Frequenzen

$$f_{n,m} = |n \cdot f_1 + m \cdot f_2|.$$

Die Summe $|n| + |m|$ wird als Ordnung des Intermodulationsprodukts bezeichnet. Liegen f_1 und f_2 nahe beieinander, so kommen die Intermodulationsprodukte ungerader Ordnung wiederum in die Nähe zu liegen und können so die Nutzsignale stören. Kritisch sind vor allem die Intermodulationsprodukte 3. Ordnung, d.h. $m = 2$ und $n = -1$ oder $m = -1$ und $n = 2$.

Beispiel 2

Zwei Signale mit den Frequenzen $f_1 = 100$ MHz und $f_2 = 101$ MHz werden auf einen Verstärker gegeben.

Das Intermodulationsprodukte 2. Ordnung

$$f_{1,1} = f_1 + f_2 = 201\text{MHz}$$

liegt relativ weit weg von den beiden Nutzsignalen.

Hingegen liegen die beiden Intermodulationsprodukte 3. Ordnung

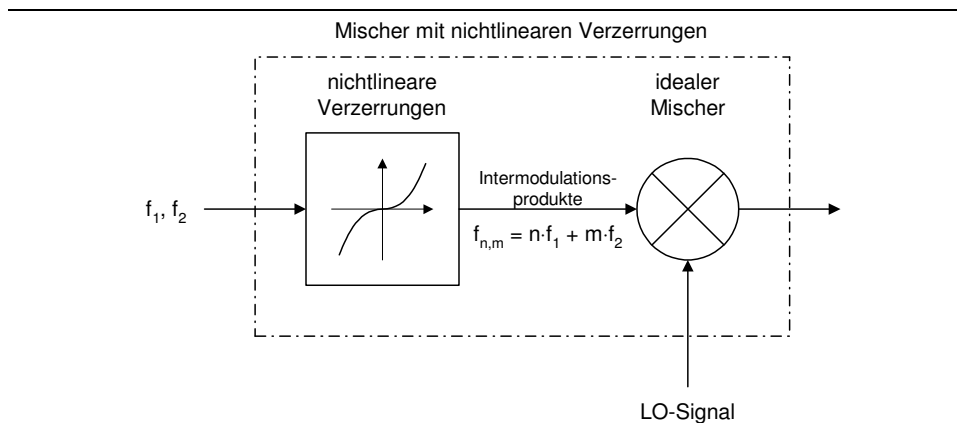
$$f_{2,-1} = 2 \cdot f_1 - f_2 = 99 \text{ MHz}$$

$$f_{-1,2} = -f_1 + 2 \cdot f_2 = 102 \text{ MHz}$$

im Bereich der beiden Nutzsignale. ■

Die soeben gemachte Aussage gilt für beliebige nichtlineare Systeme und hat im Grunde genommen nichts mit dem Mischprozess zu tun. Ein Mischer mit nichtlinearen Verzerrungen kann jedoch, wie in Figur 5 gezeigt, durch nichtlineare Verzerrungen mit anschließender, verzerrungsfreier Mischung modelliert werden.

Figur 5:
Mischer mit
Intermodulations-
verzerrungen



Die Intermodulationsprodukte 3. Ordnung wachsen um 30 dB an, wenn die entsprechenden Eingangssignale um 10 dB zunehmen. Es ist deshalb lediglich eine Frage des Eingangspegels, bis die Intermodulationsprodukte 3. Ordnung den Pegel der Nutzsignale erreichen. Dieser Schnittpunkt wird als Intermodulationsschnittpunkt 3. Ordnung (Third-order intercept point) bezeichnet.

In der Praxis kann der Intermodulationsschnittpunkt 3. Ordnung nicht direkt bestimmt werden, da der Mischer vorher in Sättigung geht. Er kann jedoch relativ einfach berechnet oder graphisch bestimmt werden.

Beispiel 3

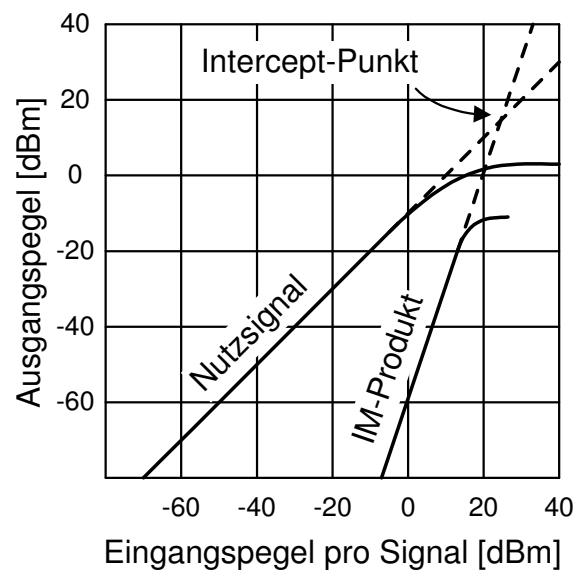
In der Versuchsanordnung vom Beispiel 2 werden bei einem Eingangspegel von 0 dBm pro Signal mit Hilfe eines Spektrumanalysators die Pegel der Nutzsignale und der Intermodulationsprodukte am Ausgang bestimmt.

Frequenz [MHz]	Pegel [dBm]
99	-60
100	-10
101	-10
102	-60

Bei einer Erhöhung des Eingangspegels um 10 dB steigen die Pegel der Nutzsignale ebenfalls um 10 dB an, die Pegel der Intermodulationsprodukte 3. Ordnung nehmen jedoch um 30 dB zu. Bei einem Eingangspegel von +25 dBm pro Signal wären die Pegel der Nutzsignale und der Intermodulationsprodukte demnach gleich, nämlich +15 dBm. Der Mischer weist einen Intercept-Punkt von +15 dBm am Ausgang, resp. +25 dBm am Eingang auf.

Wie Figur 6 zeigt, kann der Intercept-Punkt auch graphisch aus dem Übertragungsverhalten des Mischers bestimmt werden.

Figur 6:
Graphische
Bestimmung des
Intercept-Punkts



Eingangsreflexionen

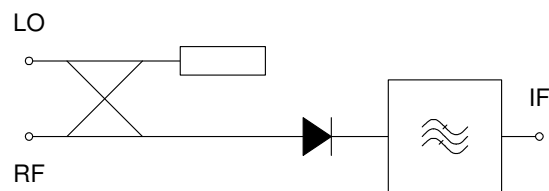
Die Eingangsimpedanzen an den Ports eines realen Mischers weichen mehr oder weniger von den erwünschten 50Ω ab. Die Abweichung wird gewöhnlich durch Angabe des Stehwellenverhältnis (SWR) beziffert. Die Anpassung variiert mit dem Pegel des LO-Signals und mit der Frequenz.

Bauformen

Einzeldiodenmischer (Single-ended mixer)

Werden zwei Signale auf ein nichtlineares Bauelement gegeben, so entstehen immer auch Mischprodukte. Im einfachsten Fall besteht ein Mischer deshalb aus einer Mischdiode, die mit der Summe aus RF- und LO-Signal angesteuert wird (vgl. Figur 7).

Figur 7:
Prinzip des
Einzeldioden-
mischers



Damit das RF-Signal nicht unzulässig stark gedämpft wird, wird zur Addition der Signale in der Regel ein Richtkoppler mit hoher Koppeldämpfung (z.B. 10 dB) verwendet. Dies hat zur Folge, dass ein LO-Signal mit hoher Leistung notwendig ist, um den Mischer anzusteuern.

Der Einzeldiodenmischer weist keine inhärente Isolation zwischen LO- und IF-Port auf. Die Unterdrückung des LO-Signals (sowie der unerwünschten Mischprodukte) am IF-Ausgang basiert einzig auf dem Ausgangsfilter. Dies ist ein wesentlicher Nachteil gegenüber den balancierten Mixern.

Als Mischdioden werden gewöhnlich Schottky-Dioden (Hot-Carrier Dioden) eingesetzt, welche auch ein gutes Rauschverhalten bis in den Mikrowellenbereich besitzen. Die Mischverluste erhöhen jedoch die Rauschzahl des Mixers, weshalb der Einsatz eines rauscharmen Vorverstärkers meist unumgänglich ist.

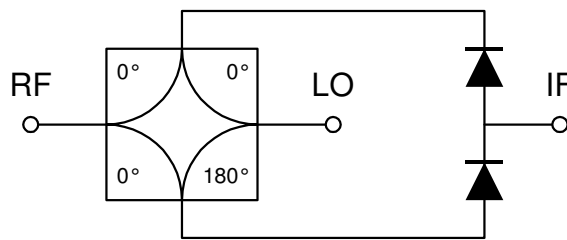
Gegentaktmischer

Einfach symmetrische Mischer (Singly Balanced Mixer)

Um die Isolation zwischen LO-Eingang und IF-Ausgang zu verbessern, werden sogenannte Gegentaktmischer eingesetzt. Wie Figur 8 zeigt, werden dabei zwei in Serie geschaltete Dioden im Gegentakt angesteuert. Aus Symmetriegründen erscheint das eingespeiste Signal dann nicht mehr am Ausgang. Das gemeinhin

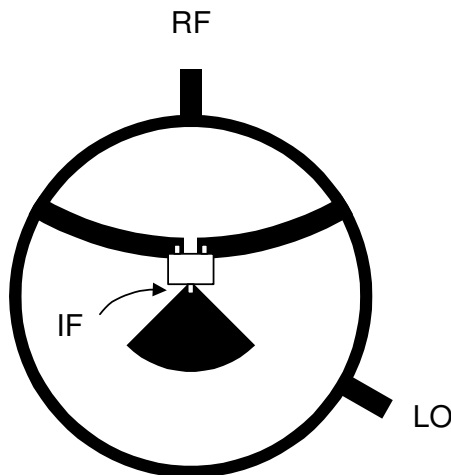
starke LO-Signal wird so von den nachfolgenden Stufen ferngehalten, was Intermodulationen vermeiden hilft. Zudem wird auch das LO-Rauschen unterdrückt.

Figur 8:
Prinzip eines einfach-symmetrischen Mischers



Die Unterdrückung des LO-Signals hängt im wesentlichen von der Symmetrie der Schaltung ab. Aus diesem Grund werden anstelle von Einzeldioden mit Vorteil integrierte Diodenpaare eingesetzt. Wiederum werden Schottky-Dioden bevorzugt, da diese wenig rauschen und bis zu Frequenzen von mehreren Gigahertz verwendet werden können. Figur 9 zeigt den Aufbau eines einfach-symmetrischen Mischers mit einem Ringhybrid (Rat-Race). Da der Umfang des Ringhybrids $1.5 \cdot \lambda$ beträgt, ist der Platzbedarf (vor allem für tiefe Frequenzen) gross.

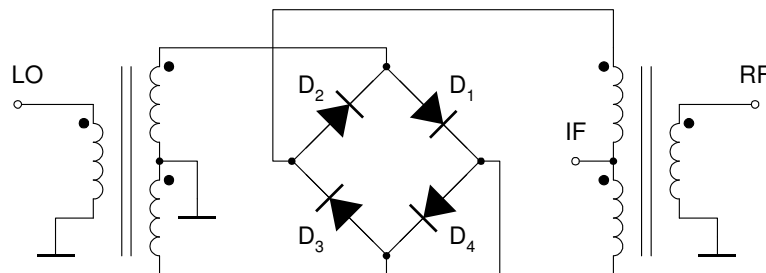
Figur 9:
Aufbau eines einfach symmetrischen Mischers mit Ringhybrid



Doppelt-symmetrische Mischer (Doubly balanced Mixer)

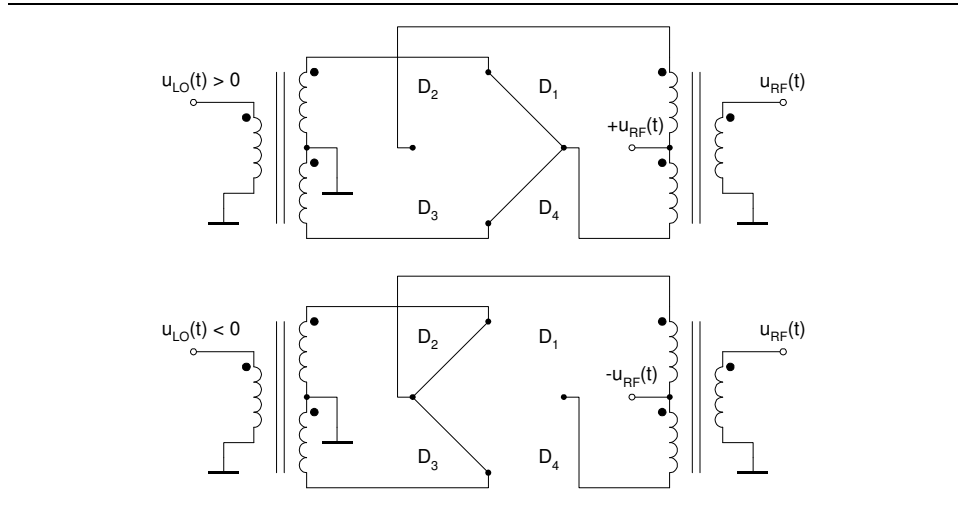
In einem doppelt-symmetrischen Mischer wird nicht nur das LO-Signal am Ausgang unterdrückt, vielmehr sind dort alle Ports voneinander isoliert.

Figur 10:
Aufbau eines Diodenringmischers



Ein typisches Beispiel eines doppelt-symmetrischen Mischers ist der in Figur 10 abgebildete Diodenringmischer. Abhängig vom Vorzeichen des LO-Signals leiten entweder die Dioden D_1 und D_4 oder dann die Dioden D_2 und D_3 . Diese beiden Situationen sind nochmals in Figur 11 dargestellt. Im ersten Fall erscheint am IF-Ausgang das RF-Signal, im zweiten Fall ebenfalls, jedoch um 180° in der Phase gedreht. Das Vorzeichen des RF-Signals wird also im Takt des LO-Signals geändert.

Figur 11:
Zur Funktionsweise
des Diodenring-
mischers



Der Diodenringmischer verlangt einen relativ hohen LO-Pegel von typischerweise $+7$ dBm. Damit wird ein 1dB-Kompressionspunkt von etwa 1 dBm erreicht. Der Intercept-Punkt liegt bei ungefähr $+16$ dBm. Wird ein besseres Grosssignalverhalten gefordert, so können anstelle der einzelnen Dioden mehrere in Serie geschaltet werden. Damit erhöht sich aber auch der notwendige LO-Pegel auf $+10$ dBm oder sogar $+13$ dBm. Die Mischverluste von Diodenringmischern liegen in der Gegend von 6 dB.

Je symmetrischer der Diodenringmischer aufgebaut werden kann, desto besser sind die Isolationswerte zwischen den Toren. In der Regel betragen sie zwischen 35 dB und 45 dB.

Diplexer

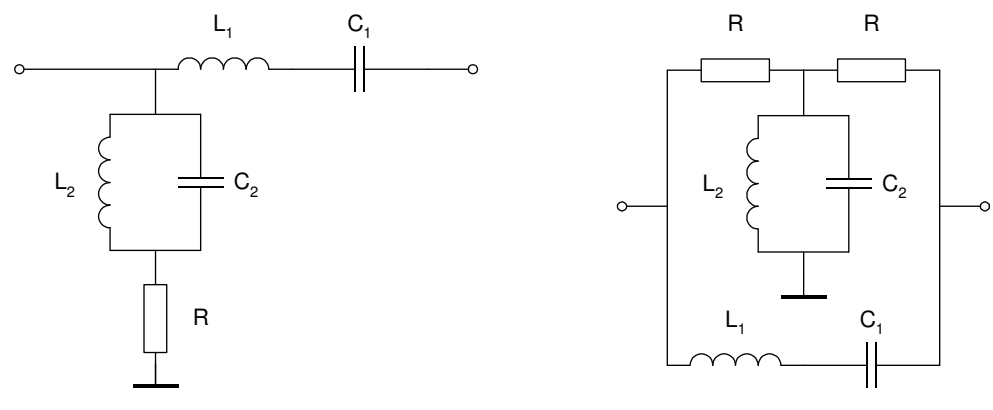
Die Kennwerte von passiven Mischern können sich stark verschlechtern, falls nicht alle Tore breitbandig mit der spezifizierten Impedanz abgeschlossen werden. Besonders kritisch ist dabei die Abschlussimpedanz des IF-Ausgangs. Erschwerend kommt hinzu, dass in Empfängerschaltungen möglichst bald nach dem Mischer das Zwischenfrequenzfilter folgen sollte. Die Reflexionsdämpfung eines Filters ist jedoch nur im Durchlassbereich hoch, im Sperrbereich reflektiert ein Filter den grössten Teil des Signals.

Um diesem Problem entgegenzuwirken, wird am Ausgang des Mischers eine sogenannte Diplexerschaltung hinzugefügt. Ein Diplexer ist ein frequenzabhängiger Signalteiler, dessen Eingangsport dem Mischer eine resistive Last anbietet. Unerwünschte Frequenzbereiche werden im Diplexer absorbiert, während erwünschte an den Ausgang weitergeleitet werden. Der Diplexer erfüllt demnach zwei Aufgaben:

1. Er soll für den Mischerauszgang einen möglichst breitbandigen Abschluss darstellen, so dass keine Signale zurück in den Mischer reflektiert werden und dort zu zusätzlichen Verzerrungen führen können.
2. Er überträgt das erwünschte Signal zum Ausgang. Die anderen Signale werden jedoch nicht reflektiert sondern im Diplexer absorbiert (in Wärme umgewandelt).

Figur 12 zeigt zwei Beispiele von Diplexerschaltungen. Der Serieschwingkreis L_1/C_1 lässt jeweils das gewünschte Frequenzband passieren. Signale, die ausserhalb dieses Frequenzbereichs liegen, werden in den Widerständen absorbiert. Bei geeigneter Dimensionierung ist die Eingangsimpedanz des Diplexers für alle Frequenzen konstant. Neben diesen Bandpass-Diplexern existieren auch noch Hochpass/Tiefpass-Diplexer.

Figur 12:
Beispiele von
Diplexerschaltungen



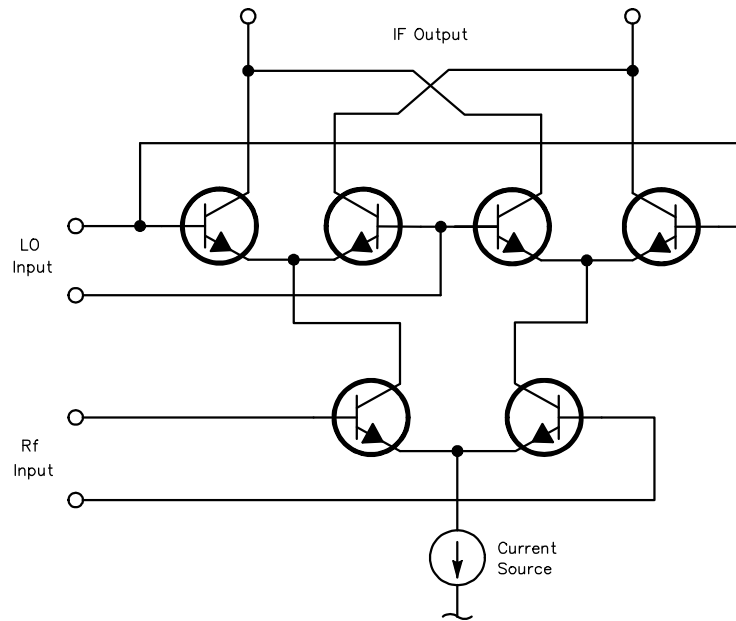
Gilbert Multiplikator

Viele der heute käuflich erhältlichen aktiven Mischer basieren auf der in Figur 13 abgebildeten Schaltung. Es handelt sich dabei um eine analoge Multiplikator-schaltung, die unter dem Namen Gilbert-Zelle² bekannt ist. Für kleine Eingangssignale ($U_{\text{ein}} \ll 25\text{mV}$) ist der Ausgangsstrom proportional zum Produkt der beiden Eingangsspannungen. Oft wird die Gilbert-Zelle jedoch auch mit relativ grossem LO-Pegel betrieben. Das RF-Signal wird dann im Takt des LO-Signals mit +1, resp. -1 multipliziert.

Aktive Mischer weisen meistens eine Mischverstärkung von bis zu 20 dB, gute Empfindlichkeit und eine geringe Rauschzahl auf. Hingegen ist das Grosssignalverhalten in der Regel schlechter als beim Diodenringmischer. Durch entsprechend hohe Wahl des Ruhestroms können jedoch Intercept-Punkte von etwa +30 dBm erreicht werden.

² Der Gilbert-Multiplikator wurde 1967 von Barrie Gilbert entwickelt.

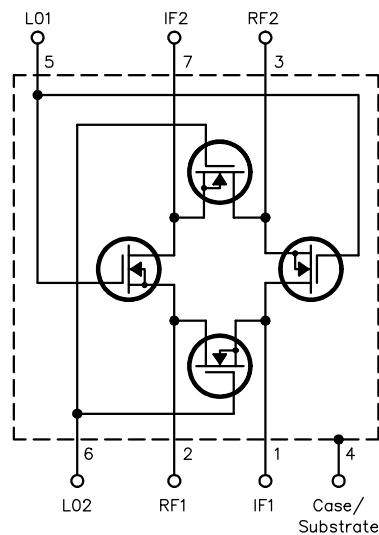
Figur 13:
Gilbert-Zelle



Power-MOSFET-Mischer

Sehr hohe Anforderungen an den Dynamikbereich können durch den Einsatz von MOS-Feldeffekttransistoren erfüllt werden. Die MOSFETs werden dabei als passive Schalter ohne Drainspannung verwendet. Solche Mischerschaltungen sind auch als integrierte Schaltung erhältlich. Ein Beispiel ist der in Figur 14 abgebildete Baustein SD8901.

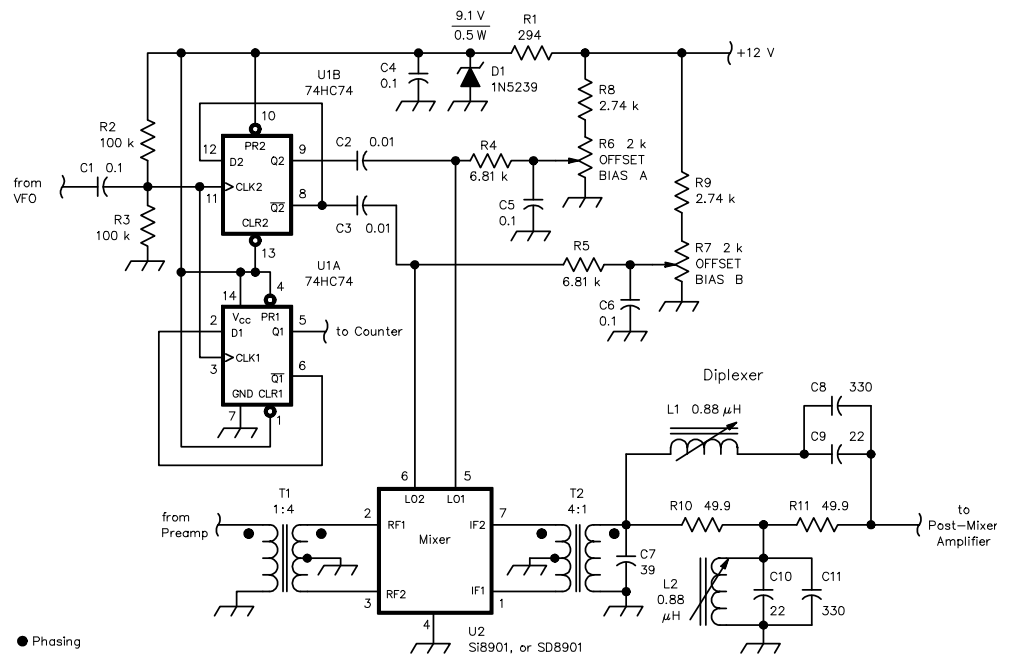
Figur 14:
Der MOSFET-
Mischer SD8901



Um einen hohen Intercept-Punkt zu erhalten, müssen die Gates der Transistoren mit einem Rechtecksignal mit möglichst steilen Flanken und einem Taktverhältnis von exakt 50% angesteuert werden. Dies wird in der Schaltung von Figur 15 durch den Einsatz von schnellen D-Flipflops des Typs 74HC74 realisiert. Damit wurde ein Intercept-Punkt dritter Ordnung von +35 dBm und

ein 1dB-Kompressionspunkt von +16 dBm erzielt. Die Mischverluste lagen bei 7 dB.

Figur 15:
Mischerschaltung mit
SD8901 (aus: ARRL
Handbook CD,
Version 1.0)

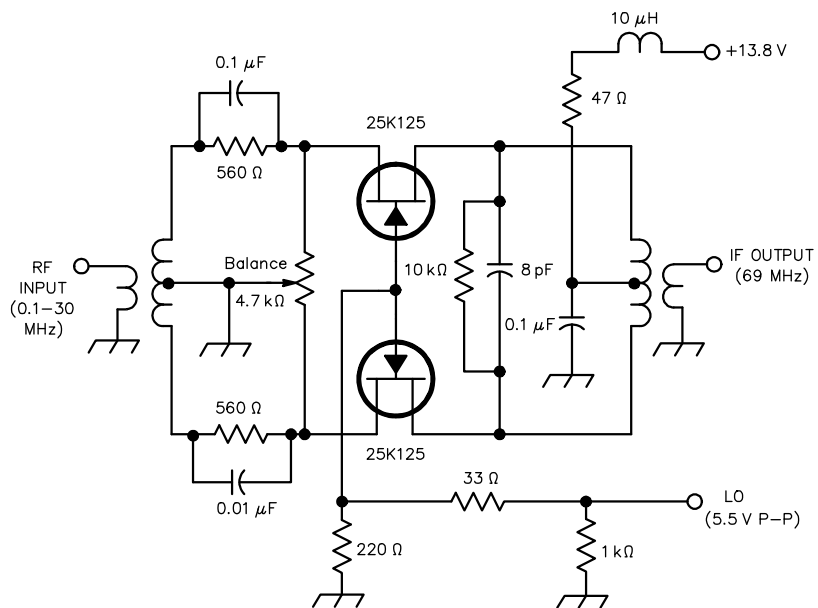


● Phasing

Beispiele weiterer Mischerschaltungen

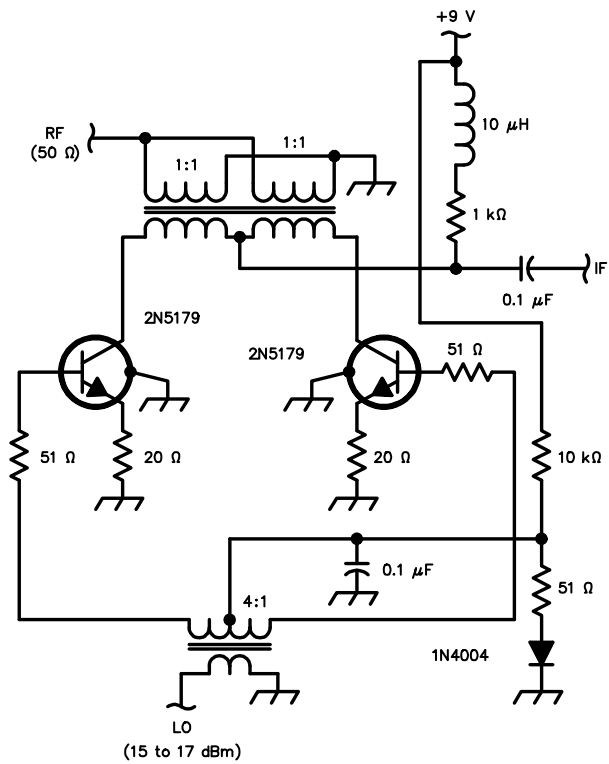
Nachfolgend zwei Beispiele von Mischerschaltungen. Während der erste Mischer aus einem Kurzwellentransceiver stammt, wurde die zweite Schaltung 1994 von Ulrich Rhode veröffentlicht.

Figur 16:
Mischer mit zwei
JFET (aus: ARRL
Handbook CD,
Version 1.0)



Ein einfach symmetrischer Mischer mit JFET's in Gateschaltung. Der Intercept-Punkt liegt bei +10.5 dBm.

Figur 17:
 Mischer mit Bipolar-
 transistoren (aus:
 ARRL Handbook
 CD, Version 1.0)



Ein einfach symmetrischer Gegentaktmischer mit Bipolartransistoren mit einem Intercept-Punkt von zirka 33 dBm bei einem LO-Pegel von 15 bis 17 dBm. Die Mischverluste betragen ungefähr 6 dB.

Anwendungen

Frequenzumsetzung

Die wohl populärste Anwendung eines Mischers ist die Frequenzumsetzung. Mit Hilfe des Lokaloszillators wird dabei entweder das Hochfrequenzsignal in die Zwischenfrequenz oder umgekehrt das Zwischenfrequenzsignal in die Hochfrequenz umgesetzt. Geräte, in denen Mischer zur Frequenzumsetzung eingesetzt werden, sind beispielsweise

- Empfänger
Hierbei wird vor allem eine tiefe Rauschzahl (Mischverluste) sowie ein möglichst gutes Grosssignalverhalten (Intercept-Punkt) gefordert. Unter Umständen ist der Einsatz eines Image-Rejection Mischers sinnvoll. Gebräuchliche Zwischenfrequenzen bei Mikrowellenempfänger sind 70 MHz oder 140 MHz.
- Sender
Da hier nur das Sendesignal umgesetzt wird und dessen Pegel vorgegeben werden kann, ist das Grosssignalverhalten weniger kritisch als beim Einsatz im Frontend eines Empfängers. Beim Rauschverhalten dürfen jedoch keine allzu grossen Kompromisse eingegangen werden. Vor allem bei relativ tiefen Zwischenfrequenzen werden gerne Image-Rejection Mischer eingesetzt um den Aufwand für die nachfolgende Filterung in Grenzen zu halten.
- Spektrumanalysatoren
Ein möglichst grosser Dynamik- und Frequenzbereich sind hier erwünscht.

Phasendetektion

Werden zwei Signale mit identischer Frequenz aber unterschiedlicher Phasenlage gemischt:

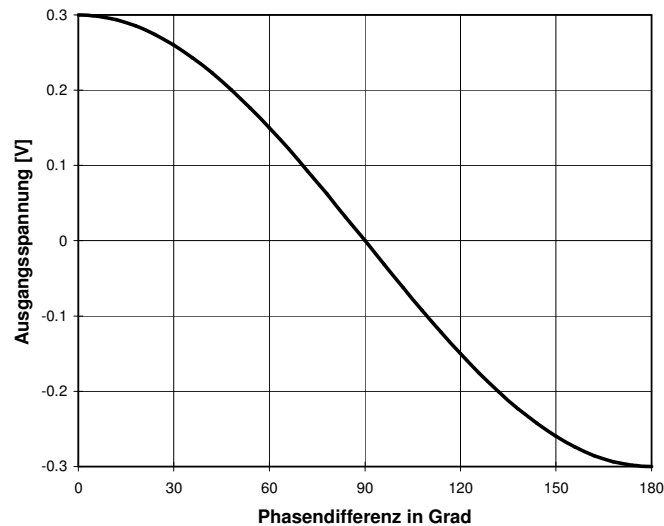
$$u(t) = \sin(\omega \cdot t) \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi) = \frac{1}{2} \cdot [\cos(\varphi) - \cos(2 \cdot \omega \cdot t + \varphi)],$$

so ist der Gleichspannungsanteil des Mischprodukts

$$\overline{u(t)} = \frac{\cos(\varphi)}{2}$$

lediglich von der Phasendifferenz φ zwischen den beiden Eingangssignalen abhängig. Der Mischer arbeitet in dieser Anordnung als Phasendetektor mit der in Figur 18 gezeigten Kennlinie. Solche Phasendetektoren kommen in Synthesizern und Demodulatorschaltungen zum Einsatz.

Figur 18:
Kennlinie des
Mischers als
Phasendetektor



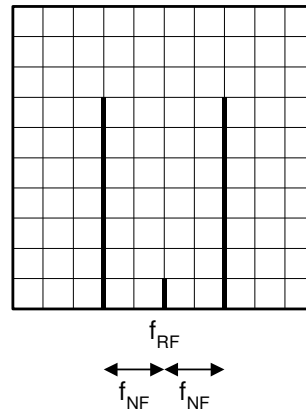
In dieser Anwendung ist es von Vorteil, die Pegel der beiden Eingangssignale gleich zu wählen. Für einen Mischer mit einem spezifizierten LO-Pegel von +7 dBm werden Eingangssignale zwischen 0 und +7 dBm vorgeschlagen. Höhere Pegel führen zu einem zunehmenden Gleichspannungsoffset am Ausgang des Detektors. Bei tiefen Pegeln nimmt andererseits die Ausgangsspannung ab.

Der Einsatz des Mischers als Phasendetektor bedingt, dass der IF-Ausgang DC-gekoppelt ist, was nicht bei allen Bauarten der Fall ist.

Modulation mit unterdrücktem Träger

Wird ein Hochfrequenzsignal (Frequenz f_{RF}) mit einem niederfrequenten Signal (Frequenz f_{NF}) gemischt, so beobachtet man das in Figur 19 dargestellte Spektrum. In einem symmetrischen Mischer wird das Hochfrequenzsignal, der sogenannte Träger, unterdrückt und erscheint am Ausgang nur noch mit sehr kleinem Pegel. Aufgrund des Mischprozess treten neue Frequenzanteile auf, die jeweils um f_{NF} vom Träger entfernt sind. Man bezeichnet diese als unteres, resp. als oberes Seitenband.

Figur 19:
Zweiseitenband-
modulation mit
unterdrücktem
Träger

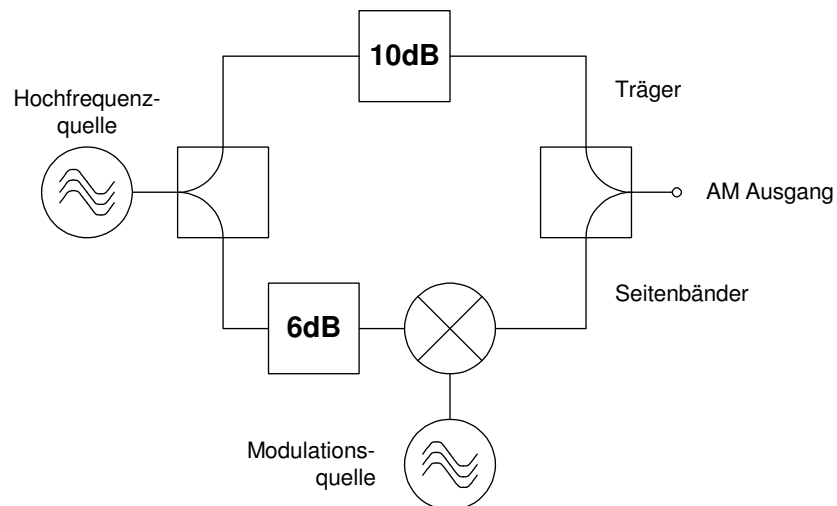


Da die beiden Seitenbänder genau die gleiche Information tragen, macht es wenig Sinn, beide zu übertragen. In der Regel wird deshalb eines der beiden Seitenbänder in einem nachfolgenden Filter unterdrückt. Das resultierende, sehr bandbreiteneffiziente Modulationsverfahren wird folgerichtig als Einseitenbandmodulation (SSB - Single Side Band) bezeichnet.

Amplitudenmodulation

Die Unterdrückung des Trägers in einem symmetrischen Mischer ist bei der Amplitudenmodulation (AM) nicht erwünscht. Um ein AM-Signal zu erzeugen muss dem Ausgang des Mixers daher nachträglich das Hochfrequenzsignal wieder hinzugefügt werden. Eine solcher AM-Modulator ist in Figur 20 wiedergegeben.

Figur 20:
Amplitudenmodulator

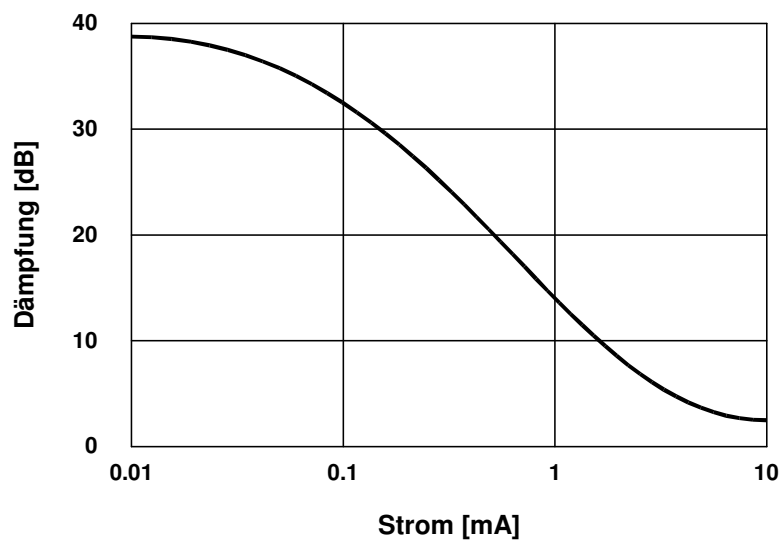


Wahlweise kann die Unterdrückung des Trägers auch verhindert werden, indem ein Gleichstrom in den IF-Port gespiesen und damit die Symmetrie des Mixers gestört wird.

Stromgesteuerter Abschwächer

Bei einem Diodenringmischer kann die Dämpfung zwischen RF- und LO-Port durch einen Gleichstrom in den IF-Port gesteuert werden. Fließt kein Strom in den IF-Port, so ist die Dämpfung maximal, sie beträgt etwa 40 dB. Mit zunehmendem Strom nimmt die Dämpfung ab und erreicht bei 10 mA einen minimalen Werte von ungefähr 2 dB.

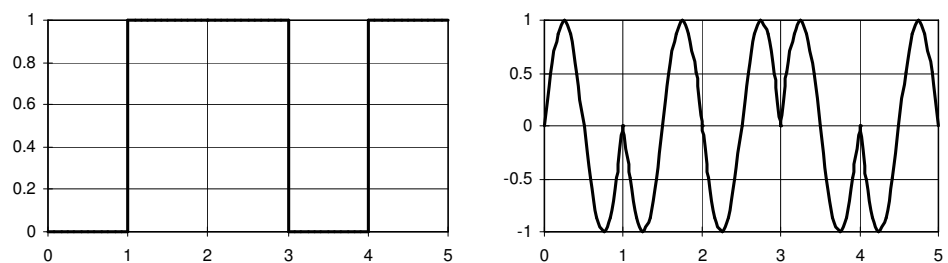
Figur 21:
Dämpfung zwischen
LO und RF in
Funktion eines
Gleichstroms in den
IF-Port



Pulsmodulator

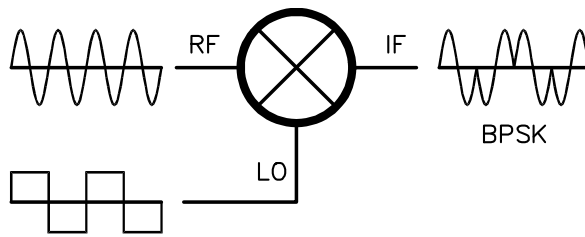
Beim binären PSK (Phase Shift Keying) wird ein Träger dadurch moduliert, dass seine Phase in Abhängigkeit des Informationsbits zwischen 0° und 180° umgeschaltet wird. Soll beispielsweise eine 0 übertragen werden, so wird das Hochfrequenzsignal ohne Phasenverschiebung gesendet. Für die Übertragung einer 1 wird das Hochfrequenzsignal um 180° in der Phase gedreht. Für die in Figur 22 links gezeigte Bitfolge resultiert das rechts dargestellte modulierte Signal.

Figur 22:
Binäres PSK



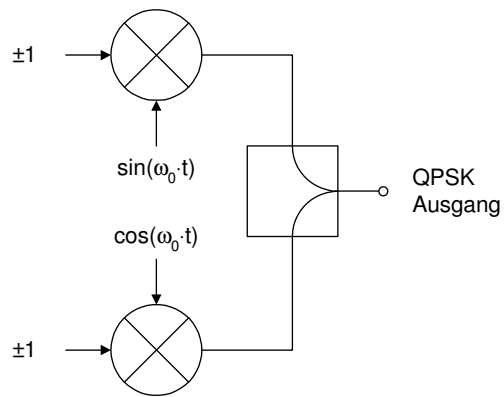
Wie früher gezeigt, wird bei gewissen Mixern das Vorzeichen des Hochfrequenzsignals in Abhängigkeit des LO-Signals verändert. Solche Mischer können demzufolge als BPSK-Modulatoren eingesetzt werden.

Figur 23:
Einsatz des Mixers
als BPSK-Modulator



Beim vierwertigen PSK (QPSK) wird mit jeweils zwei Informationsbits eine Phasenverschiebung von 45° , 135° , 225° oder 315° gewählt. Durch Ausnützen der Phasendifferenz zwischen Sinus- und Cosinussignalen kann ein QPSK-Modulator mit zwei Mixern aufgebaut werden (Figur 24).

Figur 24:
QPSK-Modulator





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.