

sehr wenig Leistung sein, vorgegeben durch die extrem kleinen Mischerdioden. Wird diese Eingangsleistung überschritten, so kommt es zu einer Zerstörung des Mixers, und das Gerät muß repariert werden. Interessant ist hierbei, daß der Begriff "Eingangsleistung" die absolute Eingangsleistung des Mixers bezeichnet und nicht die gerade auf der Anzeige dargestellte Leistung eines bestimmten Eingangssignals. Da der gesamte Frequenzbereich, den das Vorfilter auf den Mixer passieren läßt, auch Signale mit hoher Leistung enthalten kann, die außerhalb des angezeigten Bereichs liegen, ist vorher zu prüfen, ob der Mixer außer den Nutzsignalen noch andere starke Signale am Eingang hat. Da es sich in diesem Fall um hohe Amplituden handelt, kann hier mit einer Abschwächung von 30-40 dB über den gesamten Eingangsfrequenzbereich ziemlich gefahrlos gemessen werden, jedoch ohne zu unempfindlich zu werden. In jedem Fall sollte ein Eingangssignal je nach seiner Art schon vor dem Anschließen an den Spektrumanalysator auf die zu erwartenden Eingangsleistungen und Frequenzen hin abgeschätzt werden, das erfordert allerdings etwas Übung und Wissen über das Eingangssignal.

Da einige Spektrumanalysatoren gleichstromgekoppelte Eingänge haben, darf in diesem Fall nur eine kleine Gleichspannung an den Eingang gelegt werden, da die Gleichspannung zu gefährlicher Erwärmung durch die Verlustleistung im Abschwächer und Verstellung der Vorspannung an den Dioden führt. Ist am Eingang eine Gleichstromsperrvorrichtung vorhanden, so dürfen in der Regel auch dann nur 25 bis 50 Volt Gleichspannung an den Eingang gelegt werden. Im Zweifel sollte man stets einen dem Frequenzbereich durch seinen inneren Aufbau angemessenen Kondensator vor dem Eingang des Spektrumanalysators verwenden. Da die Mischerdioden bedingt durch die hohen Frequenzen, die solche Dioden verarbeiten müssen, in ihren Abmessungen folglich sehr klein sind, ist die Leistung, die ihre Zerstörung zur Folge hat, sehr gering. Der Abschwächer dagegen ist aus Ohm'schen Widerständen zusammengesetzt und verkraftet in der Regel eine um Größenordnungen höhere Eingangsleistung, ohne zerstört zu werden, besonders bei kurzen, aber kräftigen Impulsen. Daher ist der Abschwächer ein Schutz gegen eine hohe Eingangsleistung oder plötzlich am Eingang auftretender Transienten, etwa aus einer Netznachbildung, oder bei versehentlicher Berührung einer Leitung, die sehr hohe Spannung führt. Allerdings ist nicht einmal ein Abschwächer gegen eine viel zu hohe Belastung gefeit.

(Mixer hat Nominalwiderstand, aber nur wenn die Dioden leiten (setzt sich aus Ausgangswiderstand und dem geringen differentiellen Widerstand der Dioden zusammen, also impedanzrichtiger Abschluß notwendig)!!)

Da der Mixer vom Eingang her gesehen nicht immer einen konstanten Eingangswiderstand darstellt, je nachdem, ob die Mischerdioden leitend sind oder gerade gesperrt, variiert der Eingangswiderstand eines Spektrumanalysators mit der Zeit, und ist auch abhängig von der jeweiligen Injektionsfrequenz, die der Mixer über seinen zweiten Eingang zugeführt bekommt. Diese Schwankung kann durch Einschalten eines Abschwächers stark vermindert werden, da hier der scheinbare Eingangswiderstand des Gerätes in die Nähe des Nominalwiderstandes rückt. Die Ursache hierfür liegt in der Tatsache, daß der Abschwächer (meistens!) den konstanten Wellenwiderstand deutlich besser einhält, als ein Mixer dies über den Eingangsfrequenzbereich kann. Ist der Abschwächer nicht eingeschleift, ist der Eingang mehr oder weniger fehlangepaßt. Eine solche Fehlanpassung kann auch zu störenden Rückwirkungen am Meßobjekt führen. Interessant ist auch, ob gleichzeitig ein Eingangsgleichstrom fließen kann.

Unterabschnitt 4.1.8

Intermodulation

Die wesentlichen Störfaktoren, die sich beim Betrieb der Mischerdioden ergeben, sind die sogenannten Intermodulationsprodukte. Der Vorgang ihrer Entstehung ist genau vergleichbar einer Mischung, allerdings werden hier extern Eingangs- und Mischsignal über den Hochfrequenzeingang zugeführt. Diese Tatsache ist auch maßgebend für die Unabhängigkeit dieses Effektes von der Frequenz des internen Mischsignals (LO), das über den zweiten Eingang des Mixers vom Gerät zugeführt wird.

Die Intermodulation ist - streng gesehen - das unerwünschte Mischergebnis zweier Eingangssignale an der nichtlinearen Eingangskennlinie eines jeden Mixers, auf dieser Tat-

sache basiert im Wesentlichen die Funktion des Eintaktmischers, der in Kapitel 5 noch erläutert wird.

Ein sehr anschauliches Maß für diese unerwünschten Mischprodukte - und damit für die Qualität eines Mischers - liefern die sogenannten Interceptpunkte. Je höher sie liegen, um so besser ist der fragliche Mischer.

(Hier das Bild mit den 2 Geraden und den Steigungen und dem IP3 auch IP2 und 1dB-Pkt.).

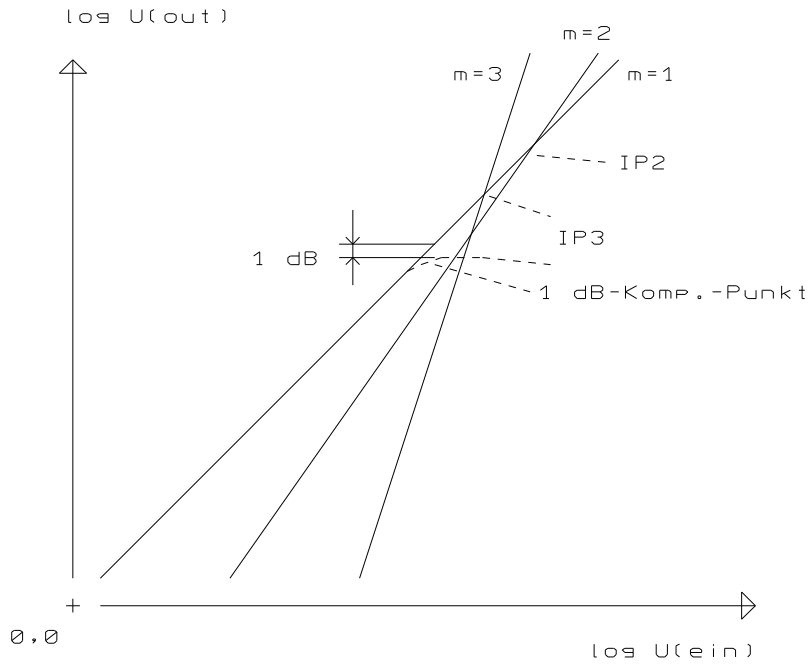


Diagramm noch erweitern um IP2 und 1dB-Pkt., Ausgangsspannung noch eintragen...
 Bild X.XX Darstellung des Interceptpunktes 3. Ordnung (IP3)+Extras

Zur Messung eines Interceptpunktes verwendet man zwei Eingangssignale genau gleicher Amplitude, die verzerrungsfrei überlagert werden müssen (additiv!). Die Frequenz der beiden Eingangssignale sollte recht nah beieinanderliegen, damit sie durch etwa vorgeschaltete Filter nicht schon gedämpft werden. Allerdings dürfen sie auch nicht zu nah beieinander gewählt werden, da sich die Intermodulationsprodukte nicht mehr getrennt darstellen lassen. In aller Regel ist das Ergebnis der Messung eine Funktion des Abstandes der Eingangsfrequenzen. Daher wird in aller Regel bei der Angabe eines Interceptpunktes auch der Abstand der Eingangsfrequenzen angegeben.

(vgl. hier noch auf die 2 Bilder unten eingehen und IM-Pegel erläutern)

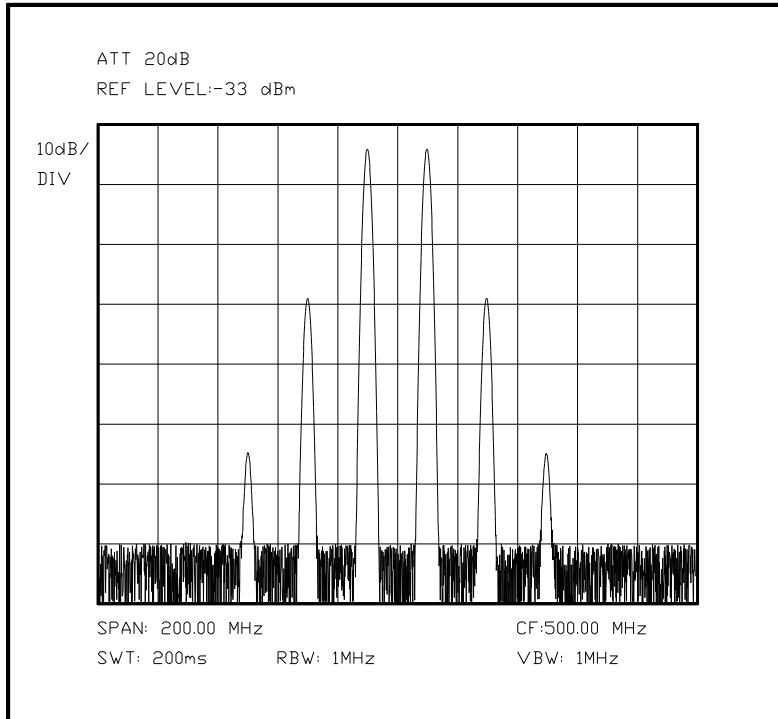


Bild 4.XX Spektrum mit wenigen Intermodulationsprodukten

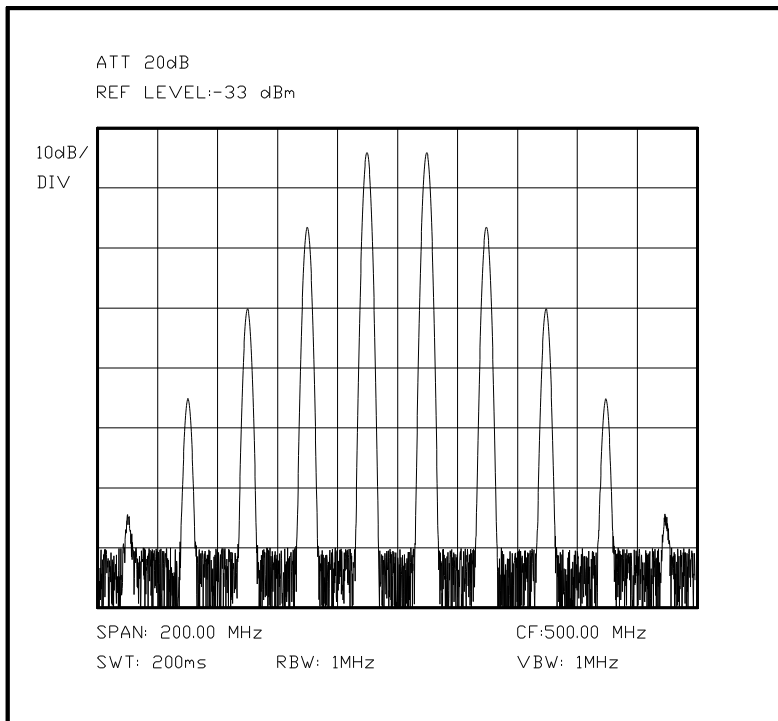


Bild 4.XX Signal mit vielen Intermodulationsprodukten

Der Interceptpunkt dritter Ordnung (IP_3) ist ein gedachter Punkt, an dem sich wie im Bild dargestellt die Geraden der Amplitude von 2 Eingangssignalen gleicher Leistung und der Amplitude der Intermodulationsprodukte 3. Ordnung schneiden. Je besser ein Mischer ist, um so höher liegt dieser Punkt. Ein hoher IP_3 bedeutet, daß bei ein und derselben Eingangsamplitude weniger Leistung auf die Intermodulationsprodukte entfällt als bei einem

niedrigeren IP_3 . Bei guten Mischern würde die Leistung zum Erreichen des Intermodulationspunktes 3. Ordnung (IP_3) den Mischer sofort zerstören, daher wird er auf andere Weise gemessen. Die verwendete Methode ergibt sich aus der Tatsache, daß die Gerade mit den Intermodulationsprodukten genau die dreifache Steigung hat wie die Gerade des Eingangssignals. Daher kann bei einer beliebigen Eingangsleistung der Abstand von den 2 leistungsgleichen Nutzsignalen und den Intermodulationsprodukten gemessen werden und dann der IP_3 nach der folgenden Formel berechnet werden, in dem man die unterschiedlichen Geradensteigungen zur Berechnung des Interceptpunktes ausnutzt.

$$IP_3 = \frac{P_e - P_i}{2} + P_e$$

wobei:

P_e = Pegel der Engangsleistung (eines von beiden Signalen)

P_i = Pegel eines der zwei Intermodulationsprodukte

IP_3 = Pegel entsprechend dem Interceptpunkt dritter Ordnung

(Alle 3 Pegelangaben sind in derselben logarithmischen Einheit zu wählen, dBm oder dBuV, inklusive Vorzeichen!)

Als Beispiel sei hier ein Mischer vorgegeben, der einen unbekanntes IP_3 hat. Auf diesen Mischer werden zwei verzerrungsfrei überlagerte Signale mit einem Pegel, der genau -10 dBm Ausgangssignal auf der Nutzfrequenz erzeugt, gegeben. Das erste Eingangssignal habe die Frequenz 20 MHz, das zweite habe 20.1 MHz. Gemischt wird mit einer Frequenz von 18 MHz. Daher werden die Intermodulationsprodukte dritter Ordnung bei den Frequenzen 1.9 MHz und 2.2 MHz auftreten, und die Nutzsignale bei 2.0 und 2.1 MHz. Der Pegel dieser Signale wird mit einem Spektrumanalysator gemessen, der bei den verwendeten Pegeln frei von meßbarer Intermodulation sei. Annahme: Angezeigt wird ein Pegel von -36 dBm für jedes der zwei Intermodulationsprodukte. Da die 2 Nutzsignale jeweils -10 dBm besitzen, ergibt sich ein Abstand der Nutz- und Störsignale von 26 dB. Damit ergibt sich ein IP_3 von:

$$\frac{((-10) - (-36))}{2} + (-10) = +3 [dBm]$$

Genauso läßt sich die Amplitude der Intermodulationsprodukte 3. Ordnung vorhersagen, wenn die Eingangspegel und der IP_3 bekannt sind. Der Einfachheit halber seien zwei gleiche Eingangspegel vorausgesetzt. Der Mischer habe einen IP_3 von +13 dBm, und der Pegel der zwei Eingangssignale betrage -10 dBm. Folglich werden die Amplituden der Intermodulationsprodukte 3. Ordnung

$$(-10) - (2 * (13 - (-10))) = -56 [dBm]$$

(Noch mal Kontrollieren!)

Eine andere Methode ist die folgende: Die 2 leistungsgleichen Nutzsignale werden mit einer geringen Amplitude auf den Mischer gegeben, und eine definierte Ausgangsamplitude genau eingestellt. Nun betrachtet man eine der 2 Frequenzen, auf denen die Intermodulationsprodukte 3. Ordnung entstehen werden, und erhöht die Amplitude beider Signale gleichzeitig so lange, bis die Amplitude der Intermodulationsprodukte genau so groß ist wie vorher das Nutzsignal. Der festgestellte Amplitudenunterschied bei den eingestellten Eingangssignalen wird halbiert und zur höheren Amplitude addiert (Dezibel!), dieser Wert ergibt den IP_3 .

Beispiel: Man empfangt eines der 2 Eingangssignale, so daß die Feldstärkeanzeige auf einem unteren, aber schon linearen Teil der Regelkennlinie des Empfängers steht. Dieser Wert muß später wieder eingestellt werden. Die neue Empfangsfrequenz wird so eingestellt, daß ein Intermodulationsprodukt 3. Ordnung. Nun erhöhe man die Ausgangsleistung der beiden Meßsender gleichzeitig um denselben Betrag, bis der Empfang der IP_3 mit genau derselben Amplitude erfolgt, wie vorher das Originalsignal. Da die alte und die neue Eingangsleistung am Meßsender ablesbar sind, kann die Amplitudendifferenz einfach in dB abgelesen werden. So seien es im ersten Fall -90 dBm gewesen, und im zweiten Fall -20 dBm. Da auf den größeren Pegel nun die Hälfte der Differenz aufaddiert wird, ergibt sich ein IP_3 von:

$$(-20\text{dBm}) + ((90 - 20) / 2) = +15[\text{dBm}]$$

Wie man feststellen kann, ist ein Interceptpunkt eine Amplitudenangabe, zu der man bei einer gegebenen Eingangsamplitude sofort die Größe der Intermodulationsprodukte errechnen kann. Dies erfolgt zweckmäßigerweise stets in Dezibel oder dBm.

Bisher wurden nur Mischer in Verbindung mit Intermodulation betrachtet, aber selbstverständlich können Intermodulationsprodukte auch an anderen Bauelementen mit nichtlinearer Verhaltensweise entstehen. Dies wird manchmal nicht beachtet, wenn es sich zum Beispiel um oxidierte Relaiskontakte oder HF-Schalter mit PIN-Dioden handelt. Natürlich ist auch ein *Verstärker* eine nichtlineare Baugruppe, falls eine gewisse Eingangsleistung überschritten wird. Daher ist auch bei einer Verstärkerschaltung die Angabe eines Interceptpunktes eine unverzichtbare Angabe!

In den obigen Ausführungen war nur vom Interceptpunkt 3. Ordnung die Rede, da er der bedeutendste Parameter für Verzerrung ist, aber selbstverständlich existieren auch die Interceptpunkte 2., 4. und höherer Ordnungen. Je höher die Ordnung, desto kleiner sind in der Regel auch die Amplituden der Intermodulationsprodukte. Die oben genannten Rechenmethoden und Formeln gelten bei Berücksichtigung der geänderten Amplitudenverhältnisse für Interceptpunkte beliebiger Ordnung. In der Nähe der Eingangsfrequenzen tauchen allerdings nur die Produkte ungerader Ordnung auf.

Die Mischprodukte haben die Frequenzen

$$f = m * f_a \pm n * f_b$$

wobei n von 0 bis m geht. Die Summe der m und n je Fall ergibt die Ordnung eines Intermodulationsprodukts. Die Summe der m und n ergibt auch die Steigung der Geraden als Verhältnis zum Eingangssignal an. Eingehender erläutert wird dies in [Sabin und Schoenike] und [Ulrich L. Rohde].

Besonders übersichtlich ist die breite Palette der Ausgangssignale einer Mischung bis zur fünften Ordnung in dem Buch "Single-Sideband Systems & Circuits von William E. Sabin und Edgar O. Schoenike u. a., 1987, McGraw-Hill Verlag" beschrieben.

Da die dortige Schilderung auf Englisch ist, sei sie hier übersetzt wiedergegeben.

Allgemein kann die Übertragungsfunktion eines Verstärkers oder Mixers dargestellt werden als eine Potenzreihe um den Ruhe-Arbeitspunkt (der Einfachheit halber hier nur bis zur 5. Potenz entwickelt):

$$i = K_0 + K_1 e + K_2 e^2 + K_3 e^3 + K_4 e^4 + K_5 e^5$$

Die K_0 und K_1 repräsentieren die lineare Übertragungskennlinie. Die Terme mit den Potenzen 2 bis 5 stehen für die Nichtlinearitäten, die Verzerrungen erzeugen.

Ein Zweifrequenz-Signal (auch: Zweiton-Signal) wird beschrieben durch:

$$e(t) = A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t$$

wobei A_1 und A_2 = Amplituden der Signale

$$\omega_1 = 2\pi f_1$$

$$\omega_2 = 2\pi f_2$$

f_1 und f_2 = Frequenzen der Signale

Durch Ersetzen von e in der obersten Gleichung ergibt die folgenden Terme, gruppiert nach Potenzen der Verzerrungen.

Die Grundwellenanteile sind:

$$\left(K_1 A_1 + \frac{3}{4} K_3 A_1^3 + \frac{3}{2} K_3 A_1 A_2^2 + \frac{5}{8} K_5 A_1^5 + \frac{15}{4} K_5 A_1^3 A_2^2 + \frac{15}{8} K_5 A_1 A_2^4 \right) \cos \omega_1 t \quad (4.1.1)$$

$$\left(K_1 A_2 + \frac{3}{4} K_3 A_2^3 + \frac{3}{2} K_3 A_1^2 A_2 + \frac{5}{8} K_5 A_2^5 + \frac{15}{4} K_5 A_1^2 A_2^3 + \frac{15}{8} K_5 A_1^4 A_2 \right) \cos \omega_2 t \quad (4.1.2)$$

Die Anteile zweiter Ordnung sind:

$$\left(K_2 A_1 A_2 + \frac{3}{2} K_4 A_1^3 A_2 + \frac{3}{2} K_4 A_1 A_2^3 \right) \cos(\omega_1 \pm \omega_2) t \quad (4.2.1)$$

$$\left(\frac{1}{2} K_2 A_1^2 + \frac{1}{2} K_4 A_1^4 + \frac{3}{2} K_4 A_1^2 A_2^2 \right) \cos 2\omega_1 t \quad (4.2.2)$$

$$\left(\frac{1}{2} K_2 A_2^2 + \frac{1}{2} K_4 A_2^4 + \frac{3}{2} K_4 A_1^2 A_2^2 \right) \cos 2\omega_2 t \quad (4.2.3)$$

Die Anteile dritter Ordnung sind:

$$\left(\frac{3}{4} K_3 A_1^2 A_2 + \frac{5}{4} K_5 A_1^4 A_2 + \frac{15}{8} K_5 A_1^2 A_2^3 \right) \cos(2\omega_1 \pm \omega_2) t \quad (4.3.1)$$

$$\left(\frac{3}{4} K_3 A_1 A_2^2 + \frac{5}{4} K_5 A_1 A_2^4 + \frac{15}{8} K_5 A_1^3 A_2^2 \right) \cos(\omega_1 \pm 2\omega_2) t \quad (4.3.2)$$

$$\left(\frac{1}{4} K_3 A_1^3 + \frac{5}{16} K_5 A_1^5 + \frac{5}{4} K_5 A_1^3 A_2^2 \right) \cos 3\omega_1 t \quad (4.3.3)$$

$$\left(\frac{1}{4} K_3 A_2^3 + \frac{5}{16} K_5 A_2^5 + \frac{5}{4} K_5 A_1^2 A_2^3 \right) \cos 3\omega_2 t \quad (4.3.4)$$

Die Anteile vierter Ordnung sind:

$$\left(\frac{1}{2} K_4 A_1^3 A_2 \right) \cos(3\omega_1 \pm \omega_2) t \quad (4.4.1)$$

$$\left(\frac{3}{4} K_4 A_1^2 A_2^2 \right) \cos(2\omega_1 + 2\omega_2) t \quad (4.4.2)$$

$$\left(\frac{1}{2} K_4 A_1 A_2^3 \right) \cos(\omega_1 \pm 3\omega_2) t \quad (4.4.3)$$

$$\left(\frac{1}{8} K_4 A_1^4 \right) \cos 4\omega_1 t \quad (4.4.4)$$

$$\left(\frac{1}{8} K_4 A_2^4 \right) \cos 4\omega_2 t \quad (4.4.5)$$

Die Anteile fünfter Ordnung sind:

$$\left(\frac{5}{16} K_5 A_1^4 A_2 \right) \cos(4\omega_1 \pm \omega_2) t \quad (4.5.1)$$

$$\left(\frac{5}{8} K_5 A_1^3 A_2^2\right) \cos(3\omega_1 \pm 2\omega_2)t \quad (4.5.2)$$

$$\left(\frac{5}{8} K_5 A_1^2 A_2^3\right) \cos(2\omega_1 \pm 3\omega_2)t \quad (4.5.3)$$

$$\left(\frac{5}{16} K_5 A_1 A_2^4\right) \cos(\omega_1 \pm 4\omega_2)t \quad (4.5.4)$$

$$\left(\frac{1}{16} K_5 A_1^5\right) \cos 5\omega_1 t \quad (4.5.5)$$

$$\left(\frac{1}{16} K_5 A_2^5\right) \cos 5\omega_2 t \quad (4.5.6)$$

(Hier noch Erläuterung der Anteile und der Ausgangssignale!!)

Das eigentliche Ergebnis der Mischung ist in (4.2.1) beschrieben, nur dieser Term ist das gewünschte Nutzsignal der Mischung, es besteht aus 2 verschiedenen Frequenzen.

Wie aus der Gleichung zu ersehen ist, ist das Nutzsignal nach dem Mischer genau das Produkt der beiden Eingangssignale, und alle anderen Ausgangssignale sind daher als ungewollte Nebenprodukte der Mischung zu betrachten. Insbesondere sind dies die beiden Anteile der Eingangssignale (4.1.1) und (4.2.2). Auch ist sehr deutlich abzulesen, daß bei Intermodulationsprodukten die Signalamplitude genau mit der Potenz der Ordnung ansteigt, was bereits in Kap. 3 besprochen wurde. Allein die willkürlich nach den Ausgangssignalen 5. Ordnung abgebrochene Berechnung der entstehenden Signale zeigt deutlich, wie viele mögliche Frequenzen am Ausgang einer Mischstufe oder eines nicht linearen Verstärkers erzeugt werden können. In der Praxis kommen häufig Intermodulationsprodukte noch höherer Ordnung vor, die einen breiten "Lattenzaun" auf dem Schirm eines Spektrumanalysators ergeben (dieser technische Ausdruck ist eine Folge des Schirmbildes und repräsentiert eine sehr anschauliche Beschreibung des Eingangssignals).

Die Koeffizienten für diese Berechnung sind stark von der jeweiligen Schaltung, Amplitude, und Verwendungszweck der Schaltung abhängig und insbesondere von den Betriebsbedingungen. Ein linearer Verstärker wird stets ein großes K_1 und eventuell ein K_0 als Kenndaten besitzen, die anderen Koeffizienten dagegen werden sehr klein sein.

Bei einem Mischer ist lediglich ein großes K_2 interessant, alle anderen Koeffizienten führen zu unerwünschten Mischprodukten.

Deutlich wird auch das Vorhandensein der 2 Eingangsfrequenzen in (4.1.1) und (4.1.2), sowie deren Harmonische in (4.2.2), (4.2.3), (4.3.3), (4.3.4), (4.4.4), (4.4.5), (4.5.5) und (4.5.6).

Die restlichen Anteile sind in ihrer Ordnung gemäß der Gleichung

$$\text{Ordnung} = (n * \omega_1) + (m * \omega_2)$$

definiert, ihre jeweiligen Amplituden sind aus den Gleichungen (4.1.1) bis (4.5.6) direkt herauszulesen, wobei gilt, daß alle K vom verwendeten Mischer abhängig sind.

Generell gilt, daß in der Nähe der Ausgangsfrequenzen nur die Mischprodukte ungerader Ordnung erscheinen. Deshalb ist der Interceptpunkt 3. Ordnung so interessant bei der Begutachtung der Leistungsmerkmale eines Mischers, da die Intermodulationsprodukte höherer Ordnung erst bei noch stärkerer Übersteuerung in Erscheinung treten.

Die Intermodulationsprodukte höherer Ordnung haben in der Betrachtung der Qualitäten eines Mischers oder eines Verstärkers nicht dieselbe Bedeutung wie die Intermodulationsprodukte 3. Ordnung (IM3!). Ihre Amplituden sind allerdings genauso von der Eingangsamplitude abhängig, wenn auch mit höherer Steigung der zugehörigen Gerade analog zu Bild 4.XX.

Bei extremer Übersteuerung eines Mischers oder Verstärkers lassen sich jedoch in der Praxis eine sehr große Anzahl Intermodulationsprodukte beobachten, die sich nach den oben beschriebenen Regeln verhalten. So können sehr viele Intermodulationsprodukte entstehen, die auch im Bild dargestellt werden. In nachfolgenden Stufen können diese

Intermodulationsprodukte wiederum gemischt werden und dadurch die Funktion des Gerätes erheblich beeinträchtigen.

(Hier Bild von Signal mit vielen IMs)

Unterabschnitt 4.1.9

Kreuzmodulation

Eine weitere Erscheinung im Betrieb von Mischern, die eine Beschränkung der Leistungsmerkmale eines Mixers bedeutet, ist die Kreuzmodulation. Kreuzmodulation ist eine besondere Art der Amplitudenmodulation, die dadurch entsteht, wenn ein sehr starkes Signal im Mischer begrenzt wird und ein schwächeres Signal, das dem starken Signal überlagert ist, durch die Unlinearität ebenfalls komprimiert wird. Dies kann sich als reine Amplitudenmodulation bemerkbar machen, meistens wird nur die Amplitude dieser Signale geringer. Wird der Mischer extrem übersteuert, kann die Kreuzmodulation zu einer kompletten Unterdrückung der anderen Eingangssignale führen.

Die wenigen Möglichkeiten, eine solche Kreuzmodulation zu verhindern, sind in der Praxis entweder durch eine entsprechende Einschränkung der Bandbreite zu erreichen, um zu starke unerwünschte Signale zu dämpfen. Ist jedoch das starke Signal sehr nahe des gewünschten Signals, so kann eine Verminderung der Kreuzmodulation andererseits nur durch einen besonders großsignalfesten Mischer erreicht werden, da ein Filter nicht mehr genügend Selektion bietet. Besonders der "Zero-Beat" eines Spektrumanalysators ist hier ein Kandidat für mögliche Probleme. Die fragliche Mischstufe (also alle Stufen nach dem 1. Mischer) muß die gesamte Eingangsleistung ohne nennenswerte Kompression bewältigen. Die erste Mischstufe kann dazu beitragen, dieses Problem zu minimieren, indem sie die Injektionsfrequenz durch gute Balancierung nicht in der vollen Amplitude auf den Ausgang durchkoppeln läßt. Bei nichtbalancierten Mixern ist eine Injektionsdämpfung am Ausgang aufgrund der Topologie nicht machbar. Diese Ausführungen gelten im Übersteuerungsfall auch für Verstärkerstufen, und sogar für passiv arbeitende Diodenschalter und ähnliche Schaltungen.

In der Praxis macht sich dieser Effekt als eine Verkleinerung der gemessenen Amplitude in der Nähe des starken Signals bemerkbar, vergleichbar einer Tiefpaßfunktion, deren Mitte das starke Signal bildet.

Dies kann als Meßergebnis in keinem Fall hingenommen werden, daher ist hier große Sorgfalt auf die möglichen Eingangspegel und den Mischer bzw. den Verstärker zu legen. In der Praxis ist diese Einschränkung von sehr großen Wert bei der Auslegung fast jeder hochfrequenztechnischen Schaltung.

(Hier noch Skizze um ein sehr starkes Signal herum oder Speckiausdruck - mit MAX HOLD)

(Hier noch weitere theoretische Kapitel)

Rauschen aktiv/passiv --- IPx---Störungen und Störungsarten --- digitale Spektrumanalyse auch als Teil eines Analoganalysators mit besserer Geschwindigkeit und Auflösung

Abschnitt 4.2

Digitale Spektrumanalyse mittels Fouriertransformation und verwandte Rechenverfahren

Die Fouriertransformation bildet die mathematische Grundlage für die Umwandlung einer im Zeitbereich definierten Funktion in eine andere Funktion, die dieses Signal im Frequenzbereich beschreibt. Die Umkehrfunktion hierzu bildet die inverse Fouriertransformation. Die eigentliche Fouriertransformation im streng mathematischen Sinne setzt ein zeitkontinuierliches Signal voraus, welches im betrachteten Bereich nur endliche Sprungstellen aufweist (sog. Dirichlet'sche Bedingung). In der Praxis liegt ein solches Signal meist als Folge zeit- und wertdiskreter Abtastergebnisse vor, so daß hier mit einem anderen mathematischen Verfahren vorgegangen werden muß. Außerdem kommen noch eine Reihe anderer Einflußfaktoren auf das Ergebnis hinzu, je nach verwendetem