

## Breitbandtechnik und ihre Tücken

Von Nothart Rohde / Februar 2010

-1-

Elektronik wird hochfrequenter und damit auch instabiler. Leider wandert das dahinter stehende Knowhow immer mehr zu den IC-Herstellern. Der normale Anwender hat daher kaum noch Gelegenheit, seine Kenntnisse zu verbessern und muss bei einer Produktidee fragen, ob es schon ein passendes IC einschließlich „Evalboard“ dafür gibt. Wenn ja, ist es prima, wenn nein, war halt die Idee schlecht. Für ältere Entwickler ist es dabei erstaunlich, für welche simple Schaltkreise man angeblich Testboards benötigt. Sollte man da vielleicht mal wieder die Grundkenntnisse auffrischen? Daher, einmal mehr, einige Bemerkungen zur 50  $\Omega$ -Technik, zum passenden Layout und zu den wichtigsten damit verbundenen Begriffen. Auch das „dB“ werden Sie endlich verstehen.

### Müssen Messgrößen wirklich so merkwürdig sein ?

Bei höheren Frequenzen entwickeln Bauteile und Schaltungen besondere induktive und kapazitive Eigenarten. Das führt dazu, dass sich Strom und Spannung nicht gut getrennt messen lassen. Daher ist es oft zweckmäßiger, mit Messgrößen zu arbeiten, die sowohl Strom wie auch Spannung enthalten. Zu nennen sind hier der Wellenwiderstand, das Stehwellenverhältnis (**VSWR**) und auch der Brauch, anstatt von Strom oder Spannung die Leistung zu messen.

Ein weiterer Aspekt der Hochfrequenz liegt darin, dass die Welt der Elektrizität voll von Resonatoren ist, die sich mit Sinusfunktionen beschreiben lassen. Damit ist es häufig am einfachsten, elektrische Signale nicht als Funktion der Zeit, sondern als Spektrum, als Überlagerung von Sinusanteilen aufzufassen. Der Mathematiker Fourier hat dazu schon im Jahr 1800 die Grundlagen geliefert. Eine Folge der Resonatoren ist auch die hohe Signaldynamik, die sich erreichen lässt und ohne die Funktechnik nicht möglich wäre.

Die HF-Technik als Kind der Funktechnik benutzt daher Begriffe und Messmethoden, die mit dem gewohnheitsmäßigen Denken in Frequenzen und mit der hohen Dynamik zu tun haben. Zu nennen sind hier die Intermodulation (**IM**, **IP<sub>3</sub>**), die Rauschzahl (**F**) und die 1 dB-Sättigungsleistung (**P<sub>1dB</sub>**).

Alle diese Begriffe sind in Lehr- und Fachbüchern ausführlichst erläutert. Sie werden daher nur kurz vorgestellt, wobei die Betonung auf dem Zusammenhang, nicht auf der Formel liegt.

## Die Sache mit dem Wellenwiderstand

Drähte, Leitungen und Koaxialkabel haben bekanntermaßen eine Kapazität. Bei Koaxialleitungen so um 100 pF / m, in anderen Fällen auch deutlich weniger. Nicht ganz so auffällig ist, dass alle diese Verbindungen auch eine Induktivität haben, bei Koaxialleitungen um 0,5 µH / m, in den übrigen Fällen auch deutlich mehr.

Diese Dinge spielen üblicherweise keine Rolle, solange die Frequenz niedrig ist oder genauer gesagt, solange alle Verbindungen so kurz sind, dass elektrische Änderungen an allen Stellen gleichzeitig stattfinden.

In den übrigen Fällen muss man genauer hinsehen, denn dann entwickelt eine Verbindung ein zunächst unübersichtliches Eigenleben.

Um das zu beschreiben, stellt man sich ein anderes Extrem vor, eine sehr, sehr lange Leitung. Etwa ein Koaxialkabel von hier bis zur Sonne, damit man ausreichend Zeit zum Messen hat. Schließt man ein Messgerät an, das kann ein Ohmmeter sein oder ein Signalgenerator, so stellt man fest, dass der Kabelanschluss sich wie ein ohmscher Widerstand verhält. Zu einer festen Spannung fließt ein definierter Strom und bei Wechselspannung sind Strom und Spannung in Phase. Von den genannten Kapazitäten und Induktivitäten ist nichts zu bemerken, sie kompensieren sich vollständig. Den gemessenen Widerstand nennt man **Wellenwiderstand**, Abkürzung **Z**. Er ist nur von der Bauart und dem Material des Kabels abhängig und liegt im Bereich 30 ... 200 Ω . Man kann ihn nach einer einfachen Formel berechnen :

$$Z = \sqrt{L/C} , \quad \text{mit } L \text{ und } C \text{ pro Längeneinheit, etwa pro Meter oder cm.}$$

Schneidet man nun irgendwo das Kabel ab und ersetzt das Reststück durch einen Widerstand mit dem Wert Z, so ändert sich an der Messung nichts. Alle Elektrizität, die man zuvor in das Kabel eingespeist hat, wird in diesem Widerstand in Wärme umgewandelt, sobald die Energie nach einiger Zeit dort angekommen ist. Ohne diesen Abschlusswiderstand wird die Energie am Ende der Leitung reflektiert und nach etwa 16 ns kommt Strom aus der Leitung, obwohl das Ohmmeter schon lange entfernt ist. Für den Effekt dieser Reflexion spielt es keine Rolle, ob das Kabel offen, also glatt abgeschnitten ist oder ob am Ende ein Kurzschluss vorliegt. Entspricht ein Abschlusswiderstand nicht dem vorliegenden Wellenwiderstand, wird ein Teil der Energie reflektiert und ein Teil absorbiert.

Soll Leistung über ein Kabel laufen, etwa bei einem Sender, so ist es schon von Bedeutung, ob alle Energie an die Antenne abgegeben wird oder ob ein Teil davon zurückläuft und unnötigerweise die Endstufe aufheizt. Zur Beschreibung der Situation hat man den Begriff Stehwellenverhältnis eingeführt, kurz **VSWR**, Voltage Standing Wave Ratio. Dazu setzt man den Wellenwiderstand ins Verhältnis zum Abschlusswiderstand und zwar in einer Form, dass das Ergebnis größer 1 wird. Bei einem 50-Ω-Kabel führen daher sowohl 25 Ω als auch 100 Ω

zu einem VSWR = 2, mitunter auch geschrieben als 2:1. Manchmal findet man auch den Begriff der **Rückflussdämpfung** (return loss), der sich in VSWR umrechnen lässt. Wer genaue Werte für die Arbeit braucht, rechnet nach oder schaut in eine Tabelle. Die Formeln sind ähnlich schlicht wie für die Berechnung von Z.

Dabei ist es eine reine Laune der Natur, dass Kabel mit vernünftigen Durchmessern und üblichen Materialien die genannten Wellenwiderstände haben und diese auch noch sehr gut zu Antennen passen, die ebenfalls im schon genannten Ohmbereich belastet sein wollen.

Erwähnt werden muss noch, dass in Leitungen, die eine Isolation / Dielektrikum enthalten, die elektrische Ausbreitung nicht mit Lichtgeschwindigkeit, sondern langsamer erfolgt. Eine gute Faustregel geht von Faktor 0,7 aus (dem **Verkürzungsfaktor**). Im oben genannten Experiment wäre demnach der Stromstoß aus dem Ohmmeter erst nach 23 Minuten wieder auf dem Labortisch angelangt. Auf dem genannten Prinzip kann man sehr einfache Kabellängen-Messgeräte bauen, die Reflektometer.

Das Experiment mit der überlangen Leitung dient nur zur Verdeutlichung, denn in einem BNC-Kabel mit 10 m Länge ist die Laufzeit, in einer Richtung gerechnet, nur etwa 50 nsec. Schließt man aber einen schnellen Rechteckgenerator mit einem Oszilloskop über ein T-Stück zusammen und schließt dann dieses Kabel an, so wird man feststellen, dass durch die Reflexion plötzlich 3 Spannungspegel auftauchen.

Nicht oder schlecht abgeschlossene Leitungen können je nach Frequenz und Länge als Kapazität, als Induktivität und als Resonator wirken. In jedem Fall werden sie Signale verändern, weil sie eine frequenzabhängige Welligkeit erzeugen. Im Fall einer schlechten Videoübertragung ist es daher ungeschickt, den nächststärkeren Buffer einzubauen, auch wenn man solche Lösungen findet. Optimal wäre, das Signal über einen Abschlusswiderstand zuzuführen und es am Ende auch an einem entsprechenden Widerstand gegen Masse abzugreifen. Man verliert dabei prinzipiell einen Faktor 2 in der Amplitude, das ist aber auch der einzige Nachteil. sonst gibt es nur Vorteile. Näherungsweise reicht es sogar, wenn zumindest das eine Kabelende korrekt abgeschlossen ist, bevorzugt auf der Senderseite, weil besonders die Mehrfachreflexionen stören, also auf dem Kabel hin und her.

### **So kommen die Signale auf die Platine**

Hier ist die Leitung, möglichst koaxial, dort ist die Platine, möglichst mit durchgehender Massefläche. Wie soll man jetzt die Verbindung herstellen ?

Anschlüsse von Leitungen und Unterbrechungen durch Bauelemente, etwa Koppelkondensatoren, führen immer zu Sprüngen im Wellenwiderstand und damit zu

Reflexionen und Welligkeit im Frequenzgang. Nur darf man das nicht zu eng sehen, weil die Ausdehnung der Unregelmäßigkeit in gewissem Verhältnis zur Wellenlänge oder zu dem genutzten Frequenzbereich stehen muss. Als Faustregel kann gelten, dass Unregelmäßigkeiten im Format von 1 % der Wellenlänge ohne wesentliche Folgen bleiben werden, dass hingegen 10 % nicht mehr in Ordnung sind. So ist eine metallische BNC-Buchse, die man seitlich an die Massefläche der Platine lötet und bei der ein 1 cm langer und 3 mm breiter Kupferstreifen (Entlötlitze) vom Stift durch die Luft auf die Leiterbahn führt, bestenfalls für wenige 100 MHz zu gebrauchen. 100 MHz entsprechen einer Wellenlänge von 3 m. Im Allgemeinen sollte man daher fertige Platinenbuchsen verwenden, die es in unterschiedlichen Normen gibt.

Mangelnde Qualität der Übertragungskette wirkt sich natürlich, je nach Art des Signales, ganz unterschiedlich aus. Die hier gestellten Forderungen zielen auf Analogsignale, etwa auf schnelle Messsysteme und man kann es bei Digitalsignalen lockerer angehen. Aber auch die können tückisch sein. Schlechte Anpassung erzeugt im analogen Bereich eine Welligkeit im Frequenzgang, bei digitalen Signalen aber Zwischenwerte auf den Flanken. Ist die Logikfamilie schneller als das Oszilloskop, sieht man nur eine langsamere Flanke, während das nachfolgende Gatter möglicherweise nicht mehr weiß, wie es sich entscheiden soll.

Für die Bewertung einer Konstruktion muss man sehr viel Erfahrung mitbringen. Man sieht das sehr schön an BNC-Winkelbuchsen für Platinen in Vollplastik-Ausführung. Die gemessenen Daten sind deutlich besser als der optische Eindruck, denn entgegen jedem Rat ist die Masse nur als dünnes Drähtchen auf die Platine geführt, durch die Luft, parallel zur Signalleitung. Dieser Bereich hat offensichtlich auch 50  $\Omega$  Wellenwiderstand, obwohl man es ihm nicht ansieht. Dreht man die Buchse herum, unterscheidet sich die 75  $\Omega$ -Variante nur dadurch, dass ein Teil der Isolation durch Luft ersetzt ist und die Kapazität damit verkleinert wurde. Das entspricht genau der Formel für den Wellenwiderstand.

Man kann fragen, wie genau Platine, Stecker / Buchse und Kabeldaten zusammenpassen müssen. Das lässt sich an den üblichen Normen gut abschätzen. Der Antennenbau und die Videotechnik bevorzugen 75 Ohm, die professionell HF-Technik 50 Ohm. Für ein VSWR von  $75 / 50 = 1,5$  sagt das Tabellenbuch, dass an dieser Stoßstelle 20 % der Spannung reflektiert werden. Der Effekt liegt damit im Bereich der üblichen 3 dB-Schwankung. Das kann stören, muss es aber nicht.

Weiterhin sollte man klar den Begriff der Schirmung gegen den Wellenwiderstand abgrenzen. Diese Dinge haben nichts miteinander zu tun. Ein gestreckter, langer Draht hat in Abhängigkeit von seinem Durchmesser eine spezifische Kapazität und Induktivität und damit einen Wellenwiderstand, obwohl man ihn in der Praxis eher als Sendeantenne auffassen muss. Platinen werden in diesem Punkt zwischen einem Draht und einem Koaxialkabel liegen.

## **So laufen die Signale auf der Platine weiter**

Besonders der Mikrowellentechnik geht der Ruf voraus, sehr teuer zu sein. Teflon und Keramikträger gehören dazu. Anhand von Experimenten kommt man aber zu dem Schluss, dass auch mit Glas-Epoxid-Material oberhalb von 1 GHz recht brauchbare Ergebnisse erzielt werden können, sofern man keine Resonatoren druckt. Das gängige FR 4-Material ist also in fast allen Fällen ausreichend. Bei Multilayern mit ihren dünnen Schichten können allerdings erhebliche Dämpfung und komplett falsche Wellenwiderstände entstehen, weshalb die Leitungen so kurz sein sollten, dass sie der 1 %-Faustregel genügen. Inzwischen gibt es auch Multilayer mit impedanzkontrollierten und damit stabilen HF-Daten, sie sind aber entsprechend teuer.

Zu einer vorgegeben Leiterbreite hängt der Wellenwiderstand von der Platinenstärke und der Dielektrizitätskonstanten ab, einmal angenommen, dass die Rückseite eine durchgehende Massefläche ist. Bei FR 4 ist das Verhältnis von Leiterbreite und Platinenstärke etwa 2,0, wenn man  $50 \Omega$  anstrebt und 0,9, wenn es  $75 \Omega$  sein sollen. Das ergibt auf üblichen Platinen bei  $50 \Omega$  unhandliche 3 mm Leiterbreite. Daher nimmt man gerne 1 mm-Material und hat dann nur noch eine Breite von 2 mm. Letztendlich sind  $75 \Omega$  auf 1 mm-Substrat, entsprechen 0,9 mm Leiterbreite, eine gute Lösung. Alles andere sind elektrische oder mechanische Kompromisse und man muss bei hohen Frequenzen die Leiterlänge kurz halten.

Sind Leiter breiter als die genannten Werte, wirken sie eher wie Kapazitäten (mehr C, weniger L), sind sie schmaler, sind sie eher Induktivitäten. Versorgungsleitungen sollten daher möglichst schmal sein, weil sie dann zusammen mit den Abblockungen direkt an den Bauteilen einen Tiefpass bilden, der Störungen abschwächt.

Platinen mit nur 2 Lagen, die HF-gerecht sein sollen, lassen sich nicht so dicht wie üblich bestücken. Signal- und Versorgungsleitungen sollten möglichst dünn (induktiv) sein, nicht direkt neben HF-Leitungen liegen und auch nicht über größere Strecken parallel dazu verlaufen. Im letzten Fall baut man sich sonst eine Art Trafo. Umsteiger quer zur HF-Leitung werden zu Schlitzten in der Massefläche führen. Aber auch das dürfte nicht kritisch sein, wenn man die 1 %-Regel beachtet. Für Umsteiger kann man auch Null-Ohm-Widerstände vorsehen, die es bedrahtet und in SMD gibt. Das klingt seltsam, ist aber ausgesprochen praktisch.

## **Der ewige Streit mit dem Layouter**

Verbindungen zur Masse sind stets eine Induktivität. Das ist ganz schwer zu vermitteln. Jedes Bauteil und jeder Anschluss, der an Masse liegen soll, muss getrennt und auf kürzestem Weg mit der Massefläche verbunden werden. So kurz, dass gerade das Löten noch sichergestellt ist. Die nötigen Durchkontaktierungen sollten mindestens 1 mm Durchmesser haben, lieber noch

mehr. Da ist der Streit dann da und der übliche Kompromiss besteht darin, 2-3 dünnere Löcher nebeneinander zu setzen. Das gilt auch für Abblockkondensatoren oder ICs, bei denen mehrere Anschlüsse auf Masse liegen sollen. Das wird dann prompt wieder vergessen und auf eine einzige Masseverbindung gebündelt. *Ach so, die auch .....*

### Die Sache mit dem Dezibel

Logarithmen vereinfachen die Multiplikation zu einer Addition, das wurde ja seinerzeit beim Rechenschieber ausführlich genutzt. Sie vereinfachen aber auch bei verstärkenden oder abschwächenden Baugruppen die Berechnung der Gesamtverstärkung. Auch die Erfinder des Telefons fanden das praktisch, etwa Herr A. G. Bell, geb. 1847. Bei hoher Dynamik im Signal ist ein logarithmische Maß ebenfalls zweckmäßig, etwa bei der Lautstärke.

Zur Beschreibung wurde das **Bel(l)** eingeführt, abgekürzt **B**. Gängiger ist ein Zehntel davon , das **dezi-Bel (dB)**. Das Bel markiert den Logarithmus zur Basis 10 eines Verhältnisses von zwei Leistungen. Der Begriff ist ausgesprochen gewöhnungsbedürftig, da das Bel **keine** echte **Einheit** ist, wie etwa das Ohm. Es ist vielmehr eine Art Notiz, die man hinter eine Zahl schreibt, damit man beim Lesen weiß, was da notiert wurde.

Eine vergleichbare Problematik findet man in der Fotometrie beim Raumwinkel. Er ist ebenfalls eine schlichte Zahl und man schreibt **sr** (Steradian) dahinter, damit man weiß, was gemeint ist. In beiden Fällen kommt man mit der Erklärung nicht weiter, wenn man sie mit **B = ?** oder **sr = ?** beginnt. Denn beide Größen kann man nicht in eine Gleichung einsetzen. Die Beschreibung des Bels ergibt sich vielmehr in dieser Form :

$$\text{Aktuelles Ergebnis} = \log_{10} (P1/P2) \quad \mathbf{B} = 10 \times \log_{10} (P1/P2) \quad \mathbf{dB}$$

Ersetzt man  $P_i$  durch  $U_i^2 / R$  und denkt daran, dass der Logarithmus das Potenzieren auf die Multiplikation zurückführt, so erhält man eine gleichwertige Formel für die Spannung :

$$\text{Aktuelles Ergebnis} = 2 \times \log_{10} (U1/U2) \quad \mathbf{B} = 20 \times \log_{10} (U1/U2) \quad \mathbf{dB}$$

Das Spannungsverhältnis  $U1/U2$  könnte die Verstärkung oder Abschwächung einer Baugruppe beschreiben. Bei Verstärkung ist der Log-Wert positiv, bei Abschwächung ist er negativ und bei einem Draht ist er Null. Mit etwas Schulmathematik erschließt sich auch, dass man bei einer Reihenschaltung von Baugruppen nur die Logarithmen der einzelnen Gruppen aufaddieren muss, um auf die Gesamtverstärkung zu kommen.

Wer das alles schon kennt, aber nicht täglich anwendet, muss stets mit Denkfehlern rechnen.

Daher einige Merkwert :

dB-Wert	entspricht	Spannungsänderung	Leistungsänderung
± 3 dB		1,41 / 0,71	2,00 / 0,50
± 6 dB		2,00 / 0,50	4,00 / 0,25
± 10 dB		3,16 / 0,32	10,0 / 0,10
± 20 dB		10,0 / 0,10	100 / 0,01

Manchmal möchte man die logarithmische Skala beibehalten, aber eine absolute Angabe machen. In diesem Fall muss man den dB-Wert auf einen festen, allgemein bekannten Referenzwert beziehen. Das ist etwas unübersichtlich, da die Referenzwerte von der Branche abhängen. Hier die wichtigsten :

In der professionellen HF-Technik :

$$\mathbf{dB_m}$$
 (dB Milliwatt);  $0 \text{ dB}_m = 1 \text{ mW an } 50 \text{ Ohm} (= 0,224 \text{ V}_{\text{eff}})$

Die Antennenbauer lieben eine Größe, die vom Wellenwiderstand unabhängig ist und in der Praxis nur positive Werte hat :

$$\mathbf{dB_{\mu V}}$$
 (dB Microvolt);  $0 \text{ dB}_{\mu V} = 1 \text{ } \mu\text{V}$  (als Effektivwert)

Die Umrechnung lautet bei  $50 \text{ } \Omega$  :

$$0 \text{ dB}_{\mu V} = -107 \text{ dB}_m \quad \text{oder} \quad 0 \text{ dB}_m = 107 \text{ dB}_{\mu V}$$

Die Größe  $\text{dB}_m$  findet man auch in der Optoelektronik, in der man die Lichtleistung auf 1 mW bezieht und weiterhin in der Audiotechnik, in der man 1 mW auf  $600 \text{ } \Omega$  bezieht, was im Vergleich zu  $50 \text{ } \Omega$  ganz andere Spannungswerte liefert.

Aus der Audiotechnik stammt auch das **Phon**, eine wie das dB gebildete Größe, bei der der Referenzwert die Hörschwelle ist, wahlweise definiert als Schallleistung pro Fläche oder als Schalldruck. Im ersten Fall steht, wie beim dB, eine 10 vor dem Logarithmus, im zweiten Fall die bekannte 20, weil die Schallleistung mit dem Quadrat des Schalldrucks steigt.

Findet man in Datenblättern die Größe  $\mathbf{dB_c}$  (dB below carrier), so beschreibt das die Stärke eines Frequenzanteils in Bezug auf ein zuvor definierte Signal, etwa die Stärke einer Oberwelle in Bezug auf die Grundfrequenz. Korrekterweise hat diese Größe nur positives Vorzeichen, obwohl damit etwas Kleineres gemeint ist.

## Jeder Verstärker kennt Grenzen

Jeder ohmsche Widerstand rauscht, das hat mit der vorhandenen Temperatur zu tun. Auch ein Transistor oder ein Verstärker ist davon betroffen. Und damit ist auch ganz prinzipiell ein unteres Ende der logarithmischen Skala festgelegt, obwohl es sie, mathematisch gesehen, gar nicht gibt. Wenn man den Frequenzbereich festlegt, kann man auch eine absolute Leistung oder Spannung angeben, die durch die sich bewegenden Elektronen erzeugt wird. Das wird aber schnell kompliziert. Daher hat man die **Rauschzahl F** (noise figure) eingeführt, die in dB-Werten angibt, um wieviel mehr ein Bauteil rauscht, wenn man es mit einem  $50\ \Omega$  Widerstand vergleicht. Man bezieht diese Größe auf den Eingang eines Verstärkers, damit sie unabhängig von der gewählten Verstärkung ist. Bei einem kurzen Blick in Datenblätter findet man Werte von 0,5 dB für sehr rauscharme FETs und bis zu etwa 10 dB für integrierte HF-Schaltungen.

Wird ein Verstärker übersteuert, verzerrt sich die Spannung am Ausgang und es entsteht mehr und mehr ein Rechteck, gleiche welche Spannungsform am Eingang anliegt. Dabei nimmt faktisch die Verstärkung ab, weil der Spannungshub am Ausgang und die abgegebene Leistung nicht weiter steigen kann. Zum Test und zur Beschreibung dieser Situation ist es üblich, auf den Eingang eine Sinusspannung zu legen und am Ausgang den dort enthaltenen Sinusanteil zu messen. Erhöht man die Eingangsspannung, wird mit einsetzender Sättigung der Sinusanteil prozentual kleiner werden. Ein 20 dB-Verstärker verstärkt dann beispielsweise nur noch um 15 dB. Die Leistung, die am Ausgang abgenommen werden kann, wenn die Nominalverstärkung um 1 dB gesunken ist, nennt man die **1 dB Sättigungsleistung** oder auch  **$P_{1dB}$**  bzw. **1 dB gain compression**.

Die Messung ist ein Beispiel für das Denken in Frequenzen und der Spektrumanalysator das geeignete Instrument. Aber auch in zeitlicher Darstellung auf dem Oszilloskop würde man einen Sinus bei der 1 dB Kompression als verzerrt wahrnehmen und bei einem Audioverstärker würde man deutlich hören, dass seine Grenzen erreicht sind.

Die Messung von kleineren, qualitätsmindernden Nichtlinearitäten ist dagegen immer schwierig und prinzipiell mehrdeutig. Man sucht daher standardisierte Verfahren, die die Fragestellung vereinfachen. Eines ist die Messung der **Intermodulation** mit 2 Sinusfrequenzen gleicher Stärke, die dicht nebeneinanderliegen (**IM-Messung**). Das Verfahren kommt aus der HF-Technik, hat sich aber auch in der Audiotechnik eingebürgert, seit dort durch die Digitalisierung die Dynamik massiv zugenommen hat. Bei dieser Messmethode wird eigentlich die unerlaubte Erzeugung von Oberwellen / Frequenzvielfachen untersucht. Das bedeutet aber, wie bei der bekannten Messung des Klirrfaktors, dass die Messbandbreite ein Vielfaches der Nutzbandbreite beträgt. Was im Audibereich noch geht, ist bei Hochfrequenz schlichtweg unmöglich.

Der Trick der IM-Messung besteht nun darin, dass sich durch die Nichtlinearität alle vorhandene Frequenzen mischen und dabei Differenzfrequenzen erzeugen, die wieder bei der Grundfrequenz liegen. Im einfachsten Fall treten neben den beiden vorgegebenen Frequenz



rechts und links auf der Skala jeweils eine weitere Frequenz im selben Abstand auf. Aus zwei machen vier oder sechs oder acht, sozusagen. Mathematisch gesehen handelt es sich um eine Reihenentwicklung mit Sinusfunktionen. Direkt neben den beiden Ausgangsfrequenzen  $f_1$  und  $f_2$  findet man auf der Frequenzskala daher die beiden Mischresultate  $(2 \times f_1 - f_2)$  und  $(2 \times f_2 - f_1)$ .

Erhöht man nun die Stärke der beiden Ausgangsfrequenzen um  $n$  dB, so steigt die Stärke der direkt benachbarten Nebenfrequenzen um  $3n$  dB. Sie steigen also deutlich schneller. Man sucht nun einen Pegel für die beiden Frequenzen am Eingang, bei dem alle 4 Frequenzen am Ausgang dieselbe Stärke haben. Das ist allerdings nur ein theoretischer Wert, der weit über der 1 dB-Kompression liegt und in der Praxis niemals erreicht wird. Insgesamt hat man auf diese Weise die Erzeugung von Oberwellen / Frequenzvielfachen untersucht, ohne dabei die Messbandbreite erhöht zu haben.

Zeichnet man ein Diagramm, in dem das Ausgangssignal und die erzeugten Oberwellen gegenüber der Stärke des Eingangssignals aufgetragen sind, ergeben sich Geraden mit unterschiedlicher Steigung. Die Oberwellen sind erst klein, mit steigendem Pegel am Eingang aber irgendwann auch größer als das Nutzsignal. Der Pegel, bei dem das Nutzsignal gerade von der oben genannten Nebenfrequenz eingeholt wird, nennt man „**Intercept point**“, eigentlich Schnittpunkt der beiden Geraden mit der Steigung  $n$  und  $3n$ . Zusätzlich fügt man noch einen Index „3“ an, weil es sich nach der mathematischen Theorie um ein Glied der 3. Ordnung handelt. Dieser „**IP<sub>3</sub>**“, gemessen in  $\text{dB}_m$ , ist ein weit verbreitetes Maß für die Aussteuerfähigkeit einer Baugruppe. Das Nachmessen ist aber, wie gesagt, etwas aufwändig.

In der Praxis und im linearen Bereich wird gerne der **Intermodulationsabstand** gemessen. Ein **IM-Abstand** von 60 dB heißt dann, dass die beiden oben erwähnten Nebenfrequenzen zu den beiden Nutzfrequenzen einen Abstand von 60 dB haben.

Die Umrechnung von  $P_{1\text{dB}}$  auf  $IP_3$  und der Vergleich mit der oszilloskopischen Darstellung ist schwierig und sicher nicht eindeutig. Es gibt ja nur eine einzige Linearität und beliebig viele Arten von Nichtlinearitäten. Bei der Beschränkung auf gewisse Typen von Bauteilen wird es beschreibbarer. So liegt bei integrierten Breitbandverstärkern der  $IP_3$  um 10 - 15 dB über  $P_{1\text{dB}}$ . Auf dem Oszilloskop dürfte ein verzerrter Sinus, den man mit einem IM-Abstand von 35 dB bewerten würde, gerade noch als verändert erkennbar sein. Bei 60 dB IM-Abstand hat man dagegen keine Chance. Hier ist das Oszilloskop mit der Aussagefähigkeit am Ende.