

Vergleich des Dynamikbereichs von Spektrumanalysatoren bzw. Funkempfängern – Teil 1

Ob im Bestand oder bei Neubeschaffungen: Der Dynamikbereich ist eines der Hauptkriterien von Spektrumanalysatoren und Funkempfängern. Sowohl für fehlerfreie Messungen, als auch für Kaufentscheidungen spielt er eine signifikante Rolle. Diese Technical Note liefert Erklärungen zur Dynamik auf Einsteiger- und Fortgeschrittenenniveau und erläutert, was es bei Vergleichen zu beachten gilt.



Bild 1: Narda SignalShark

Inhalt

Teil 1: Technical Note 112

1 Was ist Dynamik?	Seite	2
--------------------------	-------	---

Teil 2: Technical Note 113

2 Vorgehensweise bei Dynamik-Vergleichen	Seite	2
3 Dynamik unter ITU-Gesichtspunkten	Seite	11
4 Der hohe Dynamikbereich (HDR) des Narda SignalShark .	Seite	14
5 Dynamiksteigernde Maßnahmen	Seite	17
6 Schlussfolgerungen	Seite	19
7 Verweise	Seite	21

Autor: Mark Reinhard

© September 2017

Narda Safety Test Solutions GmbH

Sandwiesenstr. 7

72793 Pfullingen, Deutschland

Tel.: +49 7121 9732-0

Fax: +49 7121 9732-790

E-mail: info.narda-de@L3T.com

www.narda-sts.com

niedrig, aber auch die Immunität ist gering. Zur gleichen Zeit werden nun sehr starke Funksignale um 900 MHz angenommen. Sie vermögen das Messinstrument derart auszusteuern, dass darin unerwünschte Artefakte, in diesem Fall Harmonische zweiter Ordnung, entstehen.

Harmonische zweiter Ordnung (Second Harmonic Distortion, SHD) liegen bei der doppelten Frequenz des ursprünglichen Signals. In Bezug auf ein Modulationsschema verhalten sie sich genauso wie deren Originalsignale, besitzen allerdings die doppelte Bandbreite. Bei der Ansicht im Spektrum oder Spektrogramm ähneln sie realen Signalen sehr. Aus diesem Grund kann man sie leicht für Störungen, illegale oder fehlerhafte Sender im Funknetz halten, obwohl sie tatsächlich auf die Übersteuerung des Messinstruments zurückzuführen sind. Eben dieses Risiko gilt es zu reduzieren.

Kurzdefinition Dynamik

Bei dem im Beispiel beschriebenen Szenario handelt es sich um ein klassisches Problem des Funkempfangs, dem der Dynamikbereich des Spektrumanalysators / Empfängers zu Grunde liegt.

Einfach ausgedrückt: Die Dynamik ist ein relatives Maß dafür, mit welcher Intensität Signale ein Messinstrument aussteuern können, bevor darin unerwünschte Artefakte aus dem Rauschen hervortreten. Prinzipiell gilt: Je größer dieser Unterschied bzw. je geringer der Pegel der Artefakte, desto besser, denn desto unwahrscheinlicher wird es, sie als Nutzer fälschlicherweise für echte Signale zu halten.

Nun ist es eine Sache zu verstehen, dass ein großer Dynamikbereich vorteilhaft ist. Wichtiger ist: Dynamik kann sich mit den Messeinstellungen eines Instruments verändern. Sie kann gänzlich verschiedene Werte annehmen, je nachdem welche Bezugspunkte ihr zu Grunde liegen. Um hier vorweg Klarheit zu schaffen, sollen folgende Erscheinungsformen der Dynamik auseinandergelassen werden:

- Im ganz allgemeinen Sinne ist der Begriff „Dynamik“ ein Synonym für den Pegelunterschied zwischen Signalen, egal ob erwünscht oder unerwünscht, real oder nicht real. Auch Kapitel 1.2 greift häufiger auf diese Interpretation zurück.
- Für die Spezifikation von Messinstrumenten interessiert unter anderem der Dynamikbereich. Das ist der Pegelunterschied zwischen einem Signal / mehreren Signalen und dem Rauschteppich und zwar kurz bevor daraus unerwünschte Artefakte hervortreten. In diesem Zuge kommen auch die geeigneteren Begriffe „Intermodulationsfreier Dynamikbereich“ (engl. Intermodulation Free

Dynamic Range, kurz: IMFDR) und „Störlinienfreier Dynamikbereich“ (engl. Spurious Free Dynamic Range, kurz: SFDR) auf. Für die Ermittlung des IMFDR spielen unerwünschte Artefakte in Form von Intermodulationen und die Rauschleistung eine Rolle. Fest verknüpft mit dem IMFDR sind somit die Parameter Second-order Intercept Point (SOI) und Third-order Intercept Point (TOI) und der Rauschzahl (NF).

Es ist empfehlenswert sich der „Dynamik“ in ihren verschiedenen Erscheinungsformen auf sehr systematische Weise anzunähern. Im folgenden Abschnitt befassen wir uns deshalb zunächst mit den verschiedenen Formen „unerwünschter Artefakte“, also mit Harmonischen, Intermodulationen, aber auch mit Störlinien. Diese werden auch in Bild 3, am Ende dieses Unterkapitels 1.1, veranschaulicht.

Unterkapitel 1.2 beschreibt das Verhalten von Harmonischen und Intermodulationen aus pegeltechnischer Sicht und erläutert die Parameter SOI, TOI, SHI und THI.

Schließlich geht Unterkapitel 1.3 auch auf „Rauschen“ ein, also die zweite wichtige Größe, die immer zu betrachten ist, wenn vom „Dynamikbereich“ die Rede ist.

Harmonische n-ter Ordnung

Wir kennen Harmonische 2. Ordnung bereits aus Bild 2. In diesem Szenario waren Signale bei 900 MHz so stark, dass sie Kopien ihrer selbst bei der doppelten Frequenz und mit doppelter Bandbreite provozierten. Harmonische 2. und höherer Ordnung entstehen insbesondere dann, wenn aktive RF-Komponenten wie Verstärker und Mischer über ihren linearen Arbeitsbereich hinaus in den nichtlinearen Bereich ausgesteuert werden. Während die (zu verstärkende) Eingangsleistung weiter steigt, verändert sich die Ausgangsleistung kaum noch. Das RF-Bauteil gerät in Sättigung und erzeugt ein verzerrtes, unreines Ausgangssignal.

Über Harmonische 2. Ordnung hinaus entstehen durch Nichtlinearitäten auch Harmonische höherer Ordnung in einem ganzzahligen Schema (3., 4., 5., ...). Unter dem Aspekt der Dynamik ist natürlich nicht nur interessant bei welchen Frequenzen Harmonische n-ter Ordnung entstehen, sondern auch, wie sich deren Pegel verhalten. Diesem wichtigen Thema widmen sich ausführlich die Erläuterungen in Kapitel 1.2.

Intermodulationen n-ter Ordnung

Das Zustandekommen von Intermodulationen ist ähnlich zu begründen wie das von Harmonischen 2. und höherer Ordnung, also mit dem Betrieb von RF-Bauteilen in einem nichtlinearen Bereich. Darüber hinaus handelt es sich bei Intermodulationen nicht nur um einzelne Frequenzvielfache, sondern um Frequenzgemische, denen stets mindestens zwei Signale zu Grunde liegen. Diese Signale „vermischen“ sich und verursachen so völlig neue Frequenzen nach folgendem Schema:

Intermodulationen zweiter Ordnung:

$$\begin{aligned} f_1 + f_2 \\ f_2 - f_1 \end{aligned}$$

Intermodulationen dritter Ordnung (TOI):

$$\begin{aligned} 2 \cdot f_1 + f_2 \\ 2 \cdot f_2 + f_1 \\ 2 \cdot f_1 - f_2 \\ 2 \cdot f_2 - f_1 \end{aligned}$$

Dem Thema wie sich Intermodulationen n-ter Ordnung pegeltechnisch verhalten, widmen sich die Erläuterungen in Kapitel 1.2 im Detail.

Harmonische und Intermodulationen zählen zu den wichtigsten Kandidaten in Sachen „unerwünschte Artefakte“. Aber auch Störlinien die auf andere Art entstehen sind unerwünschte Artefakte. Störlinien liegen in zwei Arten vor: „Input related“, also abhängig von einem eingehenden Signal und „Residual“, also „restlich“ oder „stets vorhanden“ und unabhängig von einem eingehenden Signal. Beide Arten werden nachfolgend beschrieben:

Input related Spurious

Wie der Name bereits andeutet, sind die Pegel von Input related Spurious abhängig vom verursachenden Signal: Wird das verursachende Signal schwächer, so sinkt auch die Störlinie.

Residual Spurious

Als Residual Spurious werden Störlinien bezeichnet, die unabhängig vom Eingangssignal immer vorhanden sind. Meist heben sich diese Störlinien nur bei sehr empfindlicher Einstellung des Messinstruments als Spitzen vom Rauschteppich ab. Ebenso wie Input related Spurious sind Residual Spurious im Spektrum unendlich schmale Linien.

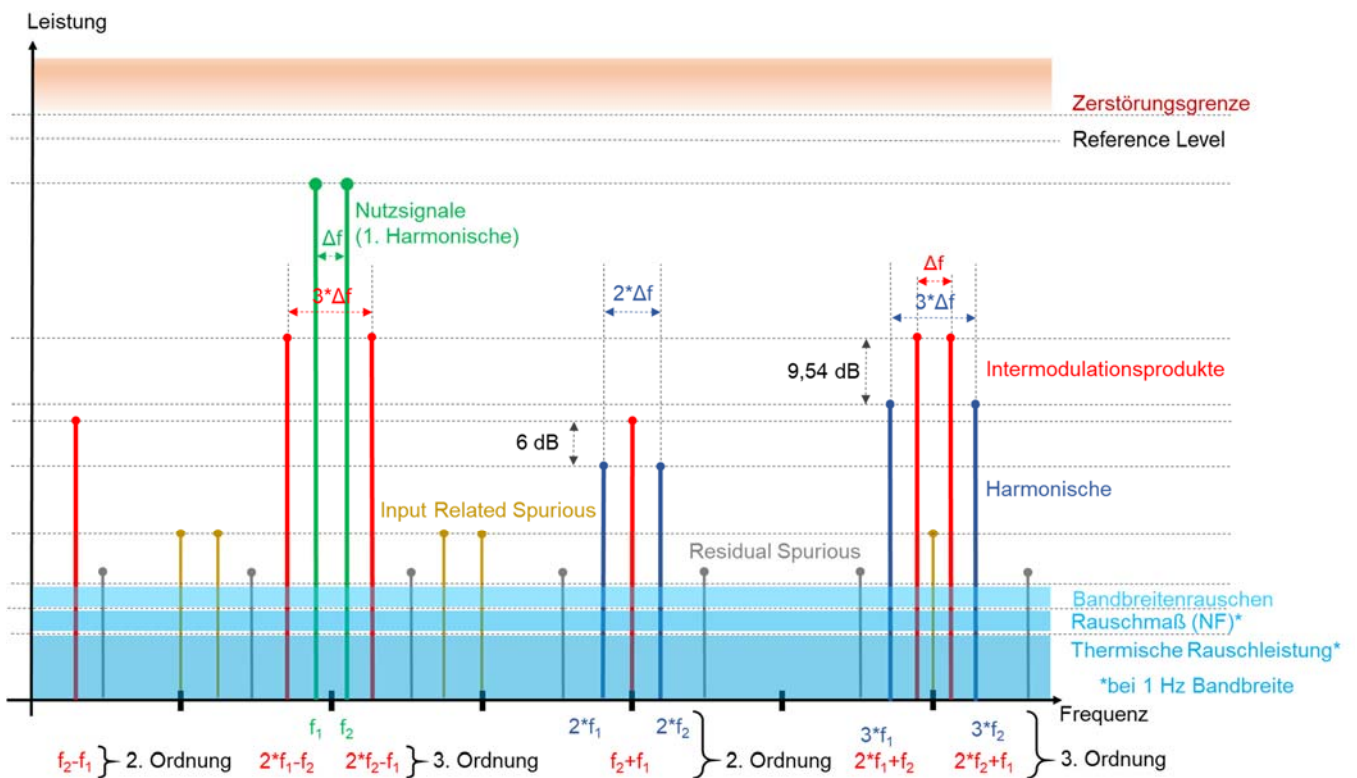


Bild 3: Veranschaulichung von Harmonischen, Intermodulationen, Input related Spurious und Residual Spurious

Es ist wichtig zu verinnerlichen, dass Harmonische, Intermodulationen und Input Related Spurious nicht erst bei Systemübersteuerung, sondern bereits bei hoher Systemaussteuerung zu Tage treten können. Je niedriger der Reference Level und die Eingangsdämpfung eines Empfangssystems, desto höher die Wahrscheinlichkeit für derartige Artefakte, desto höher auch die Systemempfindlichkeit bzw. Erfassungswahrscheinlichkeit schwacher Signale.

In Anlehnung an die vorangegangenen Erläuterungen veranschaulicht die beispielhafte Darstellung Bild 3 das Auftreten von Harmonischen, Intermodulationen und Störlinien und schließt dieses Unterkapitel ab. Kapitel 1.2 wird sich näher mit der pegeltechnischen Deutung von Harmonischen und Intermodulationen auseinandersetzen und in Kapitel 1.3 wird auf die zweite wichtige Größe zur Bestimmung des „maximalen Dynamikbereichs“ eingegangen: die Rauschleistung.

1.2 Pegelverhalten von Harmonischen und Intermodulationen und Berechnung von IP2/SOI, IP3/TOI, SHI und THI

Während der Fokus in Unterkapitel 1.1 darauf lag zu verstehen, welche Artefakte in Spektrumanalysatoren und Funkempfängern grundsätzlich entstehen können, konzentriert sich dieses Unterkapitel auf die pegeltechnische Deutung von Harmonischen und Intermodulationen. Die Begriffe:

- IP2/SOI (second order intercept point based on intermodulation products),
- IP3/TOI (third order intercept point based on intermodulation products),
- SHI (second order intercept point based on harmonics) und
- THI (third order intercept point based on harmonics)

spielen hier eine wichtige Rolle und bereiten auf Kapitel 1.3 vor, in dem der „intermodulationsfreie Dynamikbereich“ explizit angesprochen wird. Auf das Pegelverhalten von Störlinien (Input Related Spurious & Residual Spurious) wird an dieser Stelle nicht weiter eingegangen.

Bild 3 zeigt die beiden erwünschten Nutzsignale in grüner Farbe. Entlang der Frequenzachse liegen links und rechts davon die besprochenen unerwünschten Artefakte. Fragt man nun nach der vorliegenden Dynamik, also dem Pegelunterschied zwischen Nutzsignalen und Artefakten, so ist zunächst die Gegenfrage zu stellen: „Welche Dynamik?“ Schließlich sind die Pegelunterschiede zwischen Nutzsignal und 2. / 3.

Harmonischer / Intermodulation stets unterschiedlich. Zwar ist normalerweise die kleinste bzw. die schlechteste Dynamik, diejenige nach der gefragt wird. In Bild 3 entspricht dies dem Unterschied zu Intermodulationsprodukt 3. Ordnung. Dennoch ist es sinnvoll ins Detail zu gehen, da Dynamik, wie schon erwähnt, veränderlich ist.

In Anlehnung an Bild 3 werden in den folgenden Darstellungen stets zwei Nutzs Signale mit einem bestimmten Pegel definiert und darauf basierend die erzeugten Harmonischen und Intermodulationen zweiter und dritter Ordnung bestimmt. In der Ausgangssituation (Bild 4) sind die Nutzs Signale jeweils -20 dBm stark. Wir gehen nun davon aus, dass die erzeugte Intermodulation zweiter Ordnung bei -80 dBm und die Intermodulation dritter Ordnung bei -110 dBm liegt. Damit stehen auch die Pegel für die Harmonischen zweiter und dritter Ordnung fest. Denn aus Bild 3 ging bereits hervor, dass der Pegelunterschied von Harmonischer zu Intermodulation zweiter Ordnung stets +6 dB beträgt, während der Pegelunterschied von Harmonischer zu Intermodulation dritter Ordnung stets +9,54 dB beträgt. (Auf eine mathematische Herleitung dieser Zusammenhänge soll an dieser Stelle verzichtet werden). In Bild 4 liegen die Harmonische zweiter Ordnung also bei -86 dBm und die Harmonischen dritter Ordnung bei -119,54 dBm. Wir nehmen zudem an, dass unser Messinstrument in dieser Ausgangs-situation von 10 dB Eingangsdämpfung Gebrauch macht (Attenuation, kurz „Att“ = 10 dB), während der Reference Level (RL) auf 0 dBm gestellt ist. Auf dieser Basis soll unser angenommener Rauschteppich (orange) auf -140 dBm fallen.

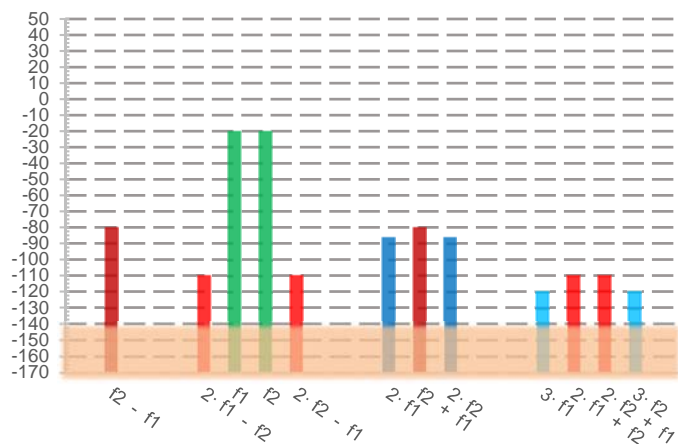


Bild 4: Ausgangssituation, Signal -20 dBm, Att 10 dB, RL 0 dBm

In unserer Ausgangssituation beläuft sich die kleinste Dynamik auf 60 dB und bezieht sich auf den Pegelunterschied zwischen Nutzs Signal und Intermodulation zweiter Ordnung. Die Dynamik bezüglich Harmonischer zweiter Ordnung beträgt 66 dB und die Dynamik bezüglich Intermodulation dritter Ordnung beträgt 90 dB. Auf Basis unserer Ausgangssituation werden in den nun folgenden Beispielen neue Dynamikszenerarien entwickelt, indem andere Signalpegel oder andere Systemeinstellungen (Eingangsdämpfung/Reference Level, RBW) angenommen werden.

Verändert sich das Nutzsignal, so verändern sich Artefakte 2. Ordnung mit doppelter Potenz und Artefakte 3. Ordnung mit dreifacher Potenz.

Im Vergleich zu Bild 4 werden in Bild 5 die Nutzsignale um 10 dB erhöht und erreichen so einen Pegel von -10 dBm. Unsere System-einstellungen bleiben währenddessen noch unverändert. Wie sich ein 10 dB höheres Nutzsignal auf Harmonische und Intermodulationen auswirkt, ist nun äußerst wichtig zu verinnerlichen! Harmonische und Intermodulationen zweiter Ordnung steigen nun um 20 dB an, also um den zweifachen dB-Betrag. Harmonische und Intermodulationen dritter Ordnung steigen um 30 dB an, also um den dreifachen dB-Betrag. Somit liegen nun völlig neue Dynamikverhältnisse vor: Nach wie vor besteht die kleinste Dynamik zwischen Nutzsignal und Intermodulation zweiter Ordnung. Sie beträgt nur noch 50 dB. Äquivalent ist die Dynamik bezogen auf Harmonische zweiter Ordnung 6 dB größer. Die Dynamik zu Intermodulationen dritter Ordnung beträgt nunmehr 70 dB. Somit liegt in Bild 5 eine schlechtere Dynamik unseres Messinstruments vor, allein aufgrund der Tatsache, dass 10 dB stärkere Eingangssignale verwendet wurden.

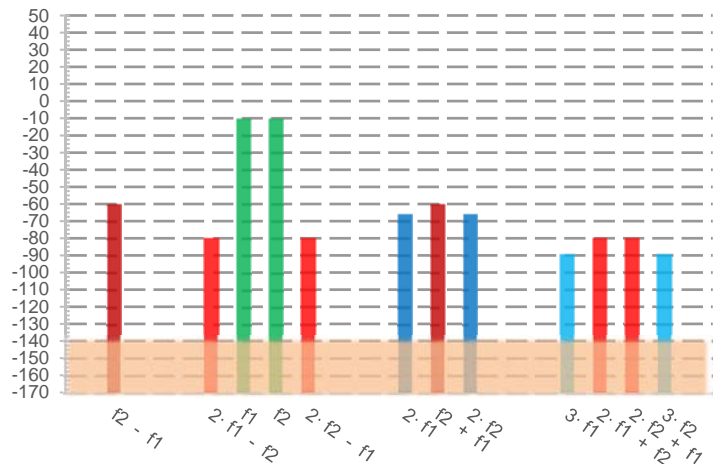


Bild 5: Anstieg Artefakte 20/30 dB, Signal -10 dBm, Att 10 dB, RL 0 dBm

In Bild 6 werden die beiden Signale am Eingang unseres imaginären Empfängers weiter erhöht und zwar um 5 dB auf jeweils -5 dBm. In Summe liegen sie somit knapp unterhalb des eingestellten Reference Levels. Die Harmonischen und Intermodulationen zweiter Ordnung erhöhen sich nun um 10 dB und die Harmonischen und Intermodulationen dritter Ordnung erhöhen sich um 15 dB. Damit verschlechtert sich unsere Dynamiksituation weiter, denn die Intermodulationen zweiter Ordnung sind nun nur noch 45 dB von unserem Nutzsignal entfernt, während die Intermodulationen dritter Ordnung nur noch 60 dB entfernt liegen.

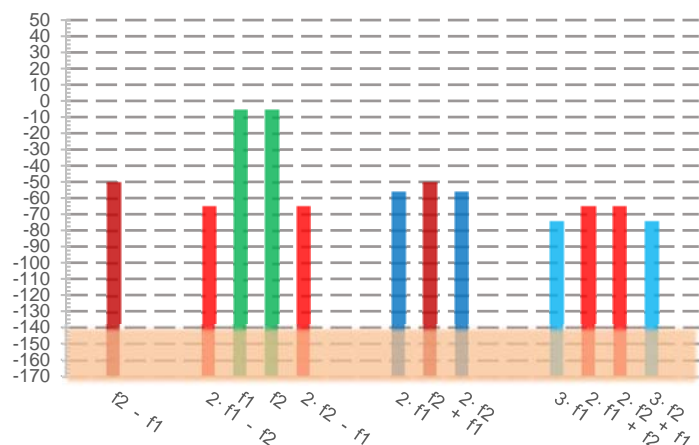


Bild 6: Anstieg Artefakte 5/10 dB, Signal -5 dBm, Att 10 dB, RL 0 dBm

Der „falsche“ IP3 / TOI

Automatisch beginnt sich nun die Frage zu stellen, wann unsere unerwünschten Artefakte auf gleichem Niveau wie das Nutzsignal sind oder es gar übersteigen würden. Nach wie vor gilt nämlich: Steigt das Nutzsignal um 1 dB, so steigen Artefakte zweiter Ordnung um 2 dB und Artefakte dritter Ordnung um 3 dB. Ausgehend von Bild 6 konzentrieren wir uns zunächst auf die Intermodulation dritter Ordnung. Diese liegt hier 60 dB unter dem Nutzsignal. Um nun den Schnittpunkt beider „Signale“ zu finden, kann genau die Betragshälfte dieses Pegelunterschiedes auf das Nutzsignal addiert werden. Wir addieren also auf unser Nutzsignal 30 dB und gelangen so auf +25 dBm. Korrespondierend müssen zur Intermodulation dritter Ordnung 90 dB addiert werden, sodass diese von -65 dBm auf +25 dBm ansteigt. Nutzsignal und betrachtete Intermodulation fallen somit beide auf genau +25 dBm. Bild 7 veranschaulicht dieses neue Szenario und verdeutlicht, dass die Dynamik zwischen Nutzsignal und Intermodulation dritter Ordnung genau 0 dB beträgt. Die Dynamik zu Harmonischen dritter Ordnung beträgt 9,54 dB, die zu Intermodulationen zweiter Ordnung 15 dB und die zu Harmonischen zweiter Ordnung beträgt 21 dB. Machen wir uns an dieser Stelle klar, dass sich ein Messinstrument bereits im Bereich der Zerstörung befinden kann, wenn es mit zwei jeweils +25 dBm starken Signalen (zusammen +28 dBm) gespeist wird. Die vorliegende Betrachtung ist somit eher theoretischer Natur und sollte normalerweise nicht mit so hohen Pegeln praktisch reproduziert werden. Dennoch hat die vorliegende Betrachtung Relevanz. Mit dem Zusammenfallen von Nutzsignal und Intermodulation dritter Ordnung auf denselben Pegel erreichen wir nämlich den sogenannten IP3- oder TOI-Wert. Der „Intercept Point of 3rd Order Intermodulation Products“ bzw. „Third Order Intermodulation Intercept Point“ liegt in Bild 7 bei +25 dBm und sagt demnach aus bei welchem (theoretischen) Pegel die beiden betrachteten „Signale“ gleich hoch sind. Weiter unten werden wir ähnliche Betrachtungen auch noch für Harmonische dritter Ordnung und Harmonische und Intermodulationen zweiter Ordnung durchführen. Doch zunächst müssen wir uns zurückbesinnen auf unsere vorliegenden Systemeinstellungen.

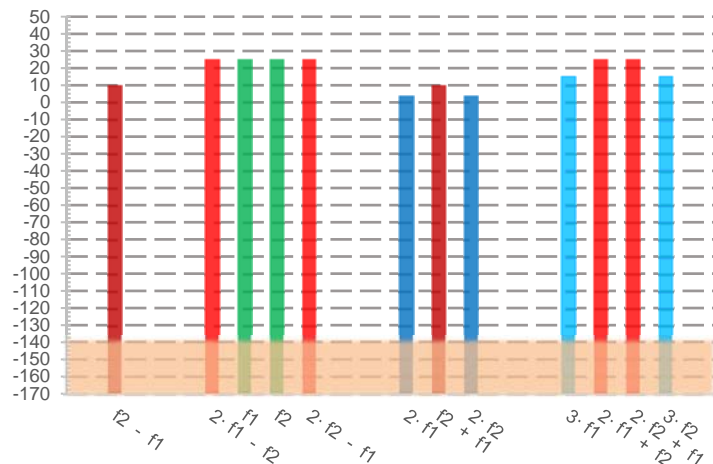


Bild 7: „Falscher“ IP3, Signal 25 dBm, Att 10 dB, RL 0 dBm

Einfluss der Eingangsdämpfung auf die Dynamik und auf Intercept Points

In allen bisherigen Dynamikbetrachtungen (Bilder 4 bis 7) hatte unser Messinstrument eine Eingangsdämpfung (Att) von 10 dB. In der Tat spielt dieser Parameter für unsere zu bestimmenden Intercept Points eine herausragende Bedeutung. Um Datenblätter korrekt vergleichen zu können, ist es eine wichtige Notwendigkeit zu überprüfen, welche Systemeinstellungen angesichts einer gegebenen Dynamik / eines gegebenen Intercept Points vorliegen. Allgemein üblich ist es, den IP3 / TOI bei einer Eingangsdämpfung von 0 dB anzugeben. Diesem Sachverhalt widmen sich dieser Abschnitt und Bild 8. In Bild 8 wurde auf Basis von Bild 7 die Eingangsdämpfung von 10 dB auf 0 dB und das Eingangssignal auf zweimal +15 dBm eingestellt. Dass mit 10 dB niedrigerer Att-Einstellung auch die Rauschleistung um 10 dB sinkt, wird erst in Kapitel 1.3 genauer thematisiert, ist in Bild 8 aber bereits richtig veranschaulicht

Der „richtige“ IP3 / TOI

In Bild 7 wurde ein IP3 / TOI unseres imaginären Messinstruments von +25 dBm festgestellt. In Bild 8 ermitteln wir nun den neuen IP3 / TOI, indem wir unser Nutzsignal wiederum soweit anpassen, bis es pegelmäßig mit den Intermodulationen dritter Ordnung zusammenfällt. Bei einem Nutzsignal von +15 dBm sind am Mischer wieder die gleichen Pegelverhältnisse wie in Bild 7.

Der IP3 / TOI unseres Messinstruments liegt demzufolge nicht bei +25 dBm, sondern bei +15 dBm. Die Tatsache, dass in den Bildern 4 bis 7 eine Eingangsdämpfung von 10 dB verwendet wurde, bewirkte eine Erhöhung des IP3 um 10 dB. Damit muss an dieser Stelle deutlich werden, dass Intercept Points, egal ob bezogen auf zweite / dritte Harmonische / Intermodulationen, immer abhängig sind von den gewählten Systemeinstellungen. Es ist damit von elementarer Bedeutung bei Vergleichen zwischen Instrumenten, auf genau diese Parameter zu achten.

In Datenblättern ist es üblich, Intercept Points auf Basis der höchsten Systemempfindlichkeit anzugeben, also bei niedrigster Einstellung von Eingangsdämpfung und Reference Level.

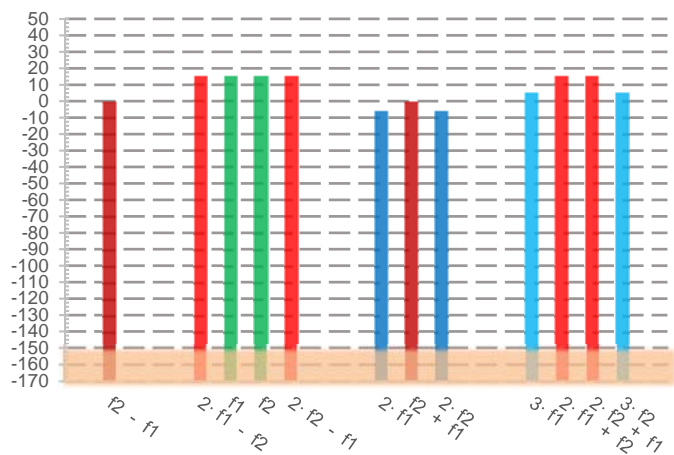


Bild 8: „Richtiger“ IP3, Signal 15 dBm, Att 0 dB, RL -10 dBm

Der THI

Bestimmen wir nun im weiteren Verlauf auch alle anderen Intercept Points unseres imaginären Spektrumanalysators bzw. Empfängers. Wir konzentrieren uns dabei zuerst auf den THI, den Third Harmonic Intercept Point. In Bild 8 liegen die Harmonischen dritter Ordnung bei +5,46 dBm, also 9,54 dB unter den Intermodulationen dritter Ordnung bzw. unter dem TOI (15 dBm). Um den Intercept Point zwischen Harmonischen dritter Ordnung und Nutzsignal zu finden, addieren wir zum TOI 4,77 dB. Das Nutzsignal steigt somit auf 19,77 dBm und die Harmonischen dritter Ordnung steigen um 14,31 dB auf ebenfalls 19,77 dBm. Dieses Dynamikzenario wird in Bild 9 veranschaulicht. Dabei ist offensichtlich, dass die Intermodulationen dritter Ordnung höher liegen. In vielen Fällen ist der THI in seiner Bedeutung dem IP3 / TOI deshalb unterlegen.

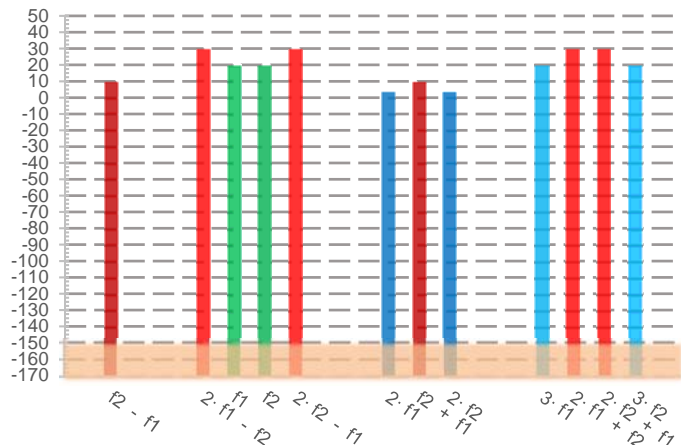


Bild 9: THI, Signal 19,77 dBm, Att 0 dB, RL -10 dBm

Der IP2 / SOI

Befassen wir uns nun mit den Intermodulationsprodukten zweiter Ordnung. In Bild 9 liegen diese bei 9,54 dBm, begleitet von 6 dB niedrigeren Harmonischen zweiter Ordnung. Die Dynamik zwischen Nutzsignal und Intermodulationen zweiter Ordnung beträgt 19,77 dBm - 9,54 dBm = 10,23 dB. Um genau diesen Betrag erhöhen wir nun unser imaginäres Nutzsignal, sodass es den neuen Pegel 30 dBm erreicht. Korrespondierend dazu steigen die Artefakte zweiter Ordnung um den doppelten dB-Betrag an, also 20,46 dB. Die Intermodulationsprodukte zweiter Ordnung steigen somit ebenfalls auf 30 dBm. Das neue Dynamikzenario ist in Bild 10 dargestellt. (Die Ordinate musste hier auf ein Maximum von 80 dB erhöht werden, um auch alle anderen Artefakte vollständig darzustellen). Bei dem nun ermittelten Schnittpunkt handelt es sich um den IP2 bzw. den SOI, also den „Intercept Point of 2nd Order Intermodulation Products“ bzw. „Second Order Intermodulation Intercept Point“. Neben dem IP3 ist dieser Wert als Datenblattangabe quasi-obligatorisch.

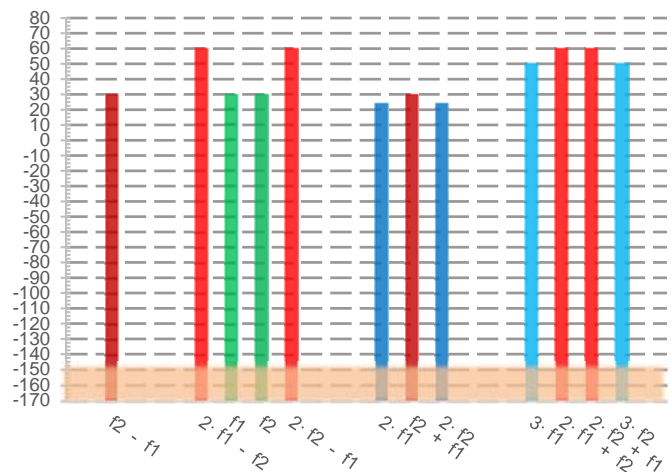


Bild 10: IP2, Signal 30 dBm, Att 0 dB, RL -10 dBm

Der SHI

Bei der Ermittlung unserer Intercept Points befassen wir uns schließlich mit dem Second Harmonic Intercept Point. Aus Bild 10 wissen wir noch, dass unser Nutzsignal sich bei 30 dBm mit unseren Intermodulationen zweiter Ordnung trifft (IP2 / SOI). Die Harmonischen zweiter Ordnung liegen dabei 6 dB darunter. Um nun den SHI zu identifizieren, erhöhen wir das Nutzsignal um 6 dB. Es erreicht so 36 dBm. Korrespondierend steigen die Harmonischen zweiter Ordnung um den doppelten dB-Betrag von 24 dBm auf ebenfalls 36 dBm (siehe Bild 11).

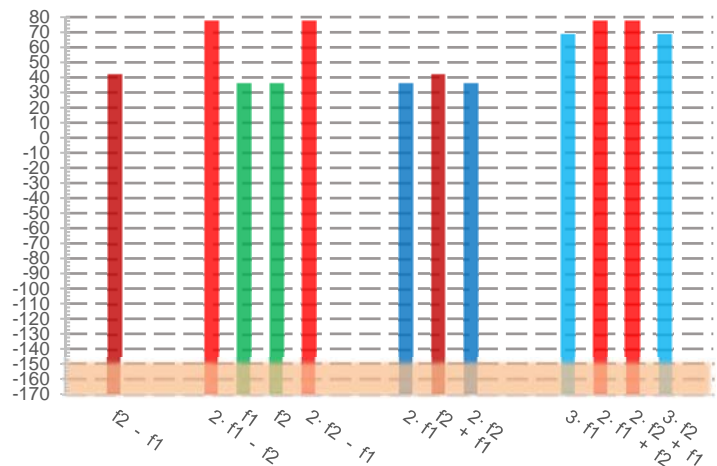


Bild 11: SHI, Signal 36 dBm, Att 0 dB, RL -10 dBm

Ein-Ton- und Zwei-Ton-Szenarien

Der SHI mag im Szenario von Bild 11 nicht besonders wichtig erscheinen, denn offensichtlich käme es in unserem System schon viel früher zu Störungen durch stärkere Intermodulationen zweiter Ordnung und Artefakte dritter Ordnung. Dennoch ist der SHI von großer Bedeutung und zwar für den Fall einer Ein-Ton-Aussteuerung. In den bisherigen Szenarien gingen wir nämlich stets davon aus, dass zwei Signale (sogenannte „Töne“) unser Messinstrument in die Sättigung trieben. Jene beiden Signale provozierten dabei sowohl Harmonische als auch Intermodulationen. Treibt nun jedoch nur ein singuläres Signal (ein Ton) unser Messinstrument in die Sättigung, so entstehen dabei zwar keine Intermodulationen mehr, aber weiterhin Harmonische! Ausgehend von Bild 11 wird in Bild 12 der SHI nochmals dargestellt, wenn lediglich ein Signal (f_1) vorliegt. SHI und auch THI eines Messinstruments bleiben bei einer Ein-Ton-Aussteuerung unverändert.

Es sei daran erinnert, dass genau dieses Szenario eine große Bedeutung für die Messpraxis hat. Gerade beim „Interference Hunting“ kann es vorkommen, dass mit hoher Empfindlichkeit auf einer bestimmten Frequenz gemessen wird, während auf halber Frequenz ein starkes Signal Harmonische im Messinstrument verursacht. Auch in Bild 2 auf Seite 2 wurde eben diese Situation hervorgehoben!

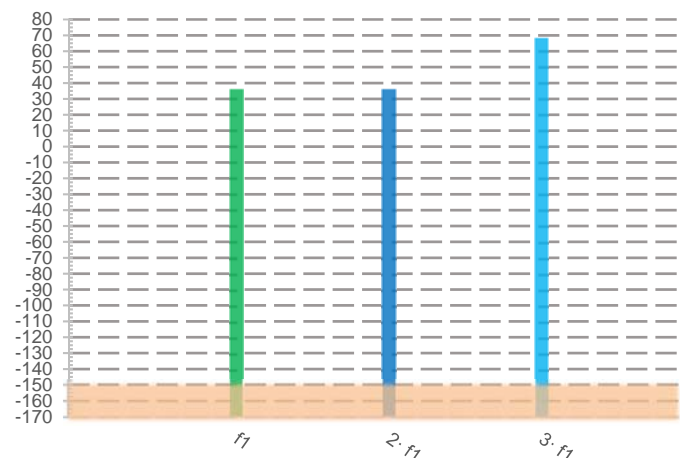


Bild 12: Ein-Ton-Szenario SHI, Signal 36 dBm, Att 0 dB, RL -10 dBm

Übersicht Intercept Points

Wir haben nun einige wesentliche, aber noch nicht alle Dynamik-Parameter unseres imaginären Messinstruments identifiziert. Tabelle 1 fasst diese zusammen und erinnert daran, dass sich im Falle einer aktiven Eingangsdämpfung auch unsere Intercept Points verschieben, sowohl diejenigen dritter, als auch diejenigen zweiter Ordnung.

Intercept Point			Pegel	Referenz
IP3 / TOI	bei	Att = 10 dB	25 dBm	Bild 7
IP3 / TOI	bei	Att = 0 dB	15 dBm	Bild 8
THI	bei	Att = 0 dB	19,77 dBm	Bild 9
IP2 / SOi	bei	Att = 0 dB	30 dBm	Bild 10
SHI	bei	Att = 0 dB	36 dBm	Bild 11

Tabelle 1: Intercept Points des imaginären Messinstruments in Kapitel 1.2

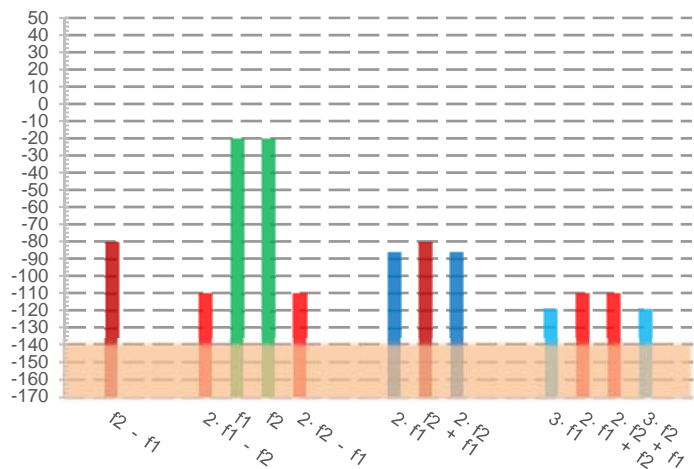
Tabelle 1 zeigt, dass IP2/SOI und SHI um genau 6 dB auseinanderliegen. Dies geht einher mit der Darstellung in Bild 3. Darin wurde verdeutlicht, dass die Intermodulationen und Harmonische zweiter Ordnung immer um 6 dB auseinanderliegen. Anders sieht es bei IP3/TOI und THI aus (bei Att = 0 dB): Aus Bild 3 ging zwar hervor, dass die Intermodulationen und Harmonischen dritter Ordnung um 9,54 dB auseinanderliegen, auf die Intercept Points dritter Ordnung trifft dies aber nicht zu. Diese liegen nur um den halben dB-Betrag voneinander entfernt, also um 4,77 dB.

Zum Ende dieses Unterkapitels sollten Leser verinnerlicht haben, dass sich Harmonische und Intermodulationen, jeweils zweiter und dritter Ordnung, relativ zum Nutzsignal stets mit doppelter bzw. mit dreifacher Potenz entwickeln. Ob es Intermodulationen zweiter oder dritter Ordnung sind, die bei einer Messung höher liegen, hängt ganz von der Ausgangssituation, dem Nutzsignalpegel und den Systemeinstellungen ab. Dass die Dynamik zwischen Nutzsignalen und Artefakten auch durch die Systemeinstellungen (Eingangsdämpfung bzw. Reference Level) veränderbar ist, stellt einen weiteren wichtigen Zusammenhang dar. Leser sollten ebenfalls verinnerlicht haben, wie die Parameter IP3/TOI, THI, IP2/SOI und SHI zustande kommen und dass auch sie sich mit der Eingangsdämpfung verschieben. Zudem bilden die genannten Intercept Points eine von zwei Größen, die zur Bestimmung des „intermodulationsfreien Dynamikbereichs“ wichtig sind. Es sei an Kapitel 1.1 erinnert, dass es der IMFDR ist, den es in einem System zu maximieren gilt. Im Hinblick darauf befassen wir uns im folgenden Kapitel 1.3 deshalb mit der zweiten dieser beiden IMFDR-bestimmenden Größen, der Rauschleistung.

1.3 Intermodulationsfreier Dynamikbereich / Dynamik bezüglich Rauschen

Im vorangegangenen Kapitel konzentrierten wir uns auf die Dynamik unter Anwesenheit von Harmonischen und Intermodulationen. Was dabei in den Hintergrund rückte, war das Niveau des Rauschteppichs. In diesem Unterkapitel reduzieren wir die Nutzsignale nun so weit, bis die unerwünschten Artefakte im Rauschen verschwinden. Damit einhergehend werden wir auch beobachten, welchen Einfluss die Eingangsdämpfung bzw. das Reference Level und die Auflösungsbandbreite (engl. Resolution Bandwidth, kurz RBW) auf den Rauschteppich haben. So werden wir schließlich vom „intermodulationsfreien Dynamikbereich“ (engl.: Intermodulation Free Dynamik Range, kurz IMFDR) sprechen können.

In Bild 13 ist zunächst das gleiche DynamikszENARIO dargestellt wie in Bild 4. Unsere Nutzsignale lagen dabei bei -20 dBm, während unser Messinstrument von 10 dB Eingangsdämpfung Gebrauch machte. Unser Rauschteppich fiel dabei auf -140 dBm. Was in Kapitel 1.2 bzw in Bild 4 nicht weiter spezifiziert wurde, war die RBW. Diese hat einen erheblichen Einfluss auf das Rauschteppich-Niveau und entscheidet somit ebenfalls über die Dynamik. Für Bild 14 nehmen wir bis auf Weiteres eine RBW von 20 Hz an.



**Bild 13: Ausgangssituation, Signal -20 dBm, Att 10 dB, RL 0 dBm
RBW 20 Hz**

Senken der Eingangsdämpfung / des Reference Levels

Um nun von Vornhinein richtig zu „messen“, werden wir die Eingangsdämpfung aus Bild 13 auf 0 dB reduzieren. Somit stellt sich das in Bild 14 gegebene DynamikszENARIO ein, indem die Skalierung der Ordinate erneut angepasst wurde. Die NutzsSignale liegen hier immer noch bei -20 dBm, die Artefakte zweiter Ordnung sind jedoch um 10 dB angestiegen und die Artefakte dritter Ordnung sind um 20 dB angestiegen. Diesen Effekt konnten wir bereits bei der richtigen Bestimmung des IP3 in Kapitel 1.2 sehen.

Während die Eingangsdämpfung um 10 dB reduziert wird, senkt sich auch der Rauschteppich um 10 dB ab. Die Empfindlichkeit unseres Systems nimmt also zu. Im Weiteren reduzieren wir das Nutzsignal so weit, bis zuerst die Artefakte dritter Ordnung gerade im Rauschteppich verschwinden. Dies ist bei einem Nutzsignalpegel von -40 dBm der Fall. Die Nutzsignale sind dann nämlich um 20 dB reduziert worden, dementsprechend müssen die Artefakte dritter Ordnung um 60 dB sinken. Dies ist in Bild 15 veranschaulicht. (Weiterhin konzentrieren wir uns bei diesen Betrachtungen ausschließlich auf Harmonische und Intermodulationen und schließen die Dynamik reduzierenden Einflüsse möglicher Spurious aus).

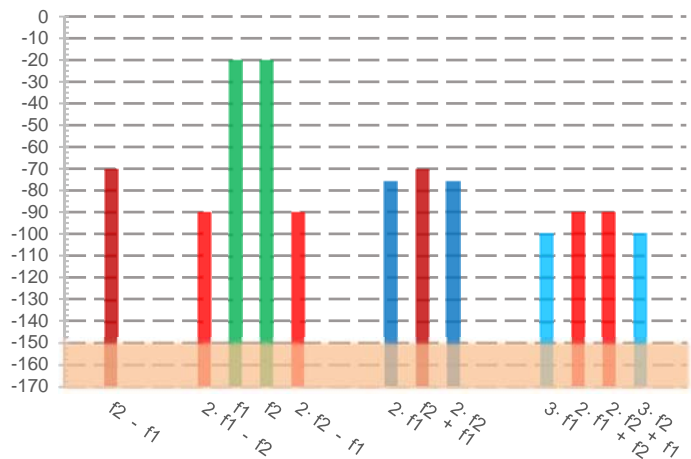


Bild 14: Nach Att-Anpassung, Signal -20 dBm, Att 0 dB, RL -10 dBm RBW 20 Hz

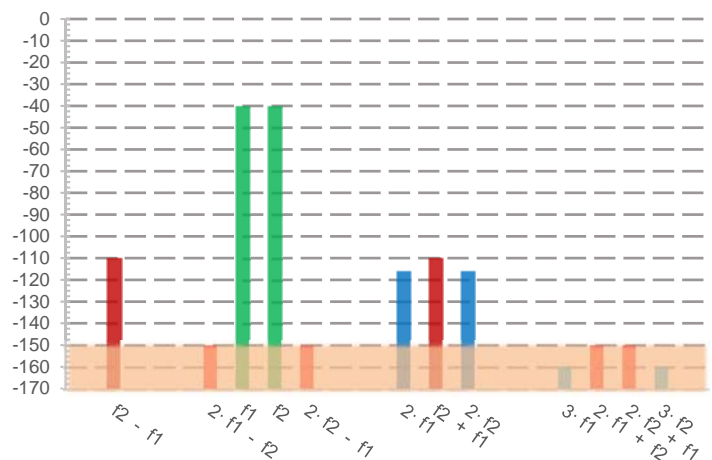


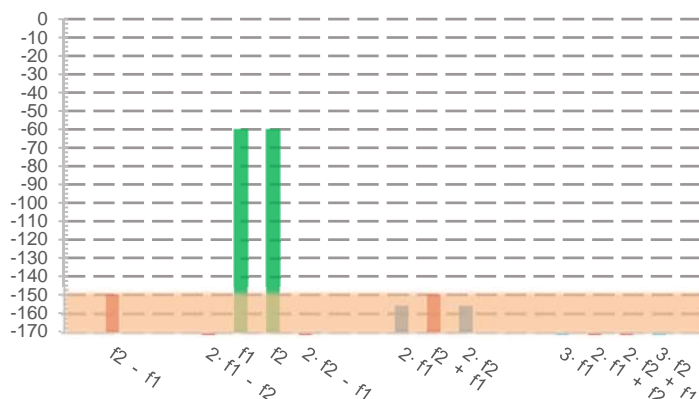
Bild 15: Keine Artefakte 3. Ordn., Signal -40 dBm, Att 0 dB, RL -10 dBm RBW 20 Hz

Im nächsten Schritt senken wir das Nutzsignal weiter ab, bis auch die Artefakte zweiter Ordnung im Rauschen untergehen. Wie Bild 16 zeigt, ist dies bei einem Nutzsignalpegel von -60 dBm der Fall. Das Nutzsignal wurde hier also um 20 dB abgesenkt, dies führt zu einer Reduktion der Harmonischen zweiter Ordnung um 40 dB auf das Niveau des Rauschteppichs, also auf -150 dBm.

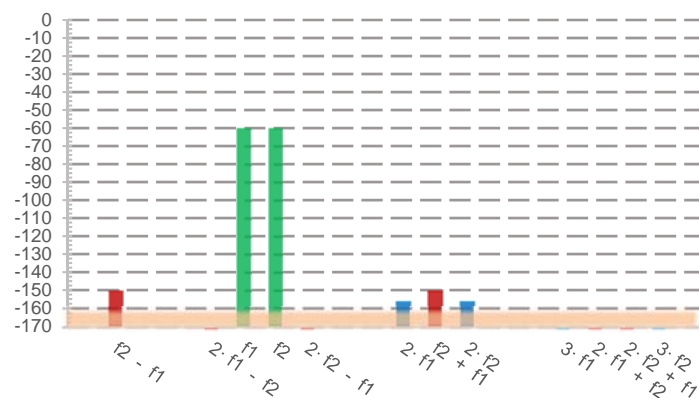
Wir können nun erneut die Dynamik unseres imaginären Messinstruments betrachten. Diese liegt in Bild 16 bei 90 dB und ergibt sich aus dem Dynamikunterschied zwischen Nutzsignalpegel und gemittelter Rauschleistung.

Senken der RBW

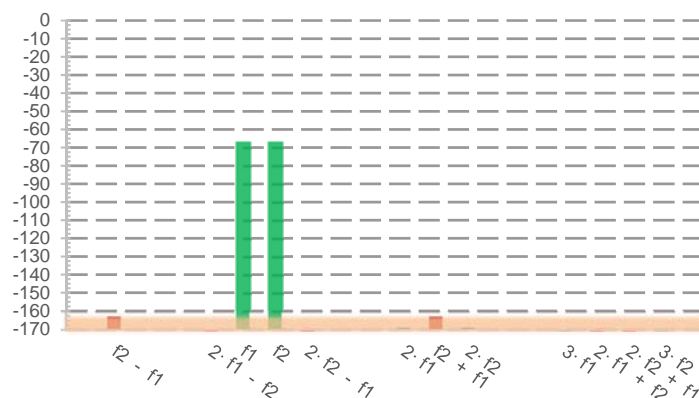
Erneut müssen wir nun jedoch Vorsicht walten lassen. Zu Beginn dieses Unterkapitels wurde nämlich definiert, dass unser System momentan noch mit einer RBW von 20 Hz arbeitet. Sofern wir darauf aus sind nicht nur „irgendeine“ Dynamik zu bestimmen, sondern diejenige, bei der unser Messinstrument am empfindlichsten arbeitet, müssen wir die RBW so weit wie möglich reduzieren. Typischerweise beträgt die kleinste RBW-Einstellung in Spektrumanalysatoren 1 Hz. Eine Reduktion der RBW von 20 Hz auf 1 Hz senkt den Rauschteppich um 13 dB auf -163 dBm ab. Dieses Szenario wird durch Bild 17 visualisiert und offenbart, dass nun auch wieder Harmonische und Intermodulationen zweiter Ordnung zum Vorschein gekommen sind. Bevor wir also eine erneute Dynamikbetrachtung durchführen können, gilt es diese Artefakte durch Absenken unseres Nutzsignalpegels erneut so weit zu reduzieren, bis sie wieder im Rauschen verschwinden. Dies trifft zu bei einem Nutzsignalpegel von -66,5 dBm, wenn dieser also um 6,5 dB reduziert wurde. Die Intermodulationen zweiter Ordnung fallen dann mit der Rauschleistung auf -163 dBm zusammen, während die Harmonischen zweiter Ordnung mit einem Pegel von -169 dBm praktisch nicht mehr erkennbar sind.



**Bild 16: Keine Artefakte 2. Ordn., Signal -60 dBm, Att 0 dB, RL -10 dBm
RBW 20 Hz**



**Bild 17: Absenken RBW auf 1 Hz, Signal -60 dBm, Att 0 dB, RL -10 dBm
RBW 1 Hz**



**Bild 18: Keine Artefakte 2. Ordn., Signal -66,5 dBm, Att 0 dB, RL -10 dBm
RBW 1 Hz**

Der IMFDR_{2/3} „formuliert“

Kommen wir erneut zur Dynamikbetrachtung: Unser Rauschteppich liegt in Bild 18 bei -163 dBm und unser Nutzsignal liegt bei -66,5 dBm. Daraus erschließt sich eine Dynamik von 96,5 dB. Im Vergleich zu unserem in Bild 16 dargestellten Szenario, das auf einer RBW von 20 Hz statt 1 Hz basiert, hat sich unsere Dynamik also erfreulicherweise um 6,5 dB erhöht. Wir können nun auch ganz konkret vom „intermodulationsfreien Dynamikbereich“ (engl. Intermodulation Free Dynamic Range, kurz IMFDR) sprechen. Dieser ist definiert als jene maximale Dynamik bevor Intermodulationsprodukte zweiter oder dritter Ordnung aus dem Rauschen eines Messinstruments hervortreten. Bezogen auf Intermodulationsprodukte zweiter Ordnung lag unser IMFDR₂ in Bild 18 bei 96,5 dB. Bezogen auf Intermodulationsprodukte dritter Ordnung soll hier auf eine anschauliche Herleitung verzichtet und der IMFDR₃ mit 118,67 dB verraten werden.

Alternativ dazu stehen auch folgende beiden Formeln zur Berechnung des Intermodulationsfreien Dynamikbereichs (zweiter / dritter Ordnung) zu Verfügung.

Formel 1:
$$IMFDR_2 = \frac{1}{2} (IP2 - DANL)$$

Formel 2:
$$IMFDR_3 = \frac{2}{3} (IP3 - DANL)$$

In den Formeln 1 und 2 verstehen sich sämtliche Parameter in der Einheit dBm angegeben. Die Rauschleistung, also das Niveau des Rauschteppichs, wird abgekürzt durch den äquivalenten englischen Begriff Displayed Average Noise Floor, kurz DANL. Der DANL ergibt sich aus der eingestellten RBW, der Systemempfindlichkeit bzw. Noise Figure (NF) und dem thermischen Rauschen. Er wird weiter unten nochmals aufgegriffen.

Die Formeln 1 und 2 verdeutlichen so nochmals, dass der intermodulationsfreie Dynamikbereich definiert wird durch die Intercept Points IP₂/SOI und IP₃/TOI einerseits, und die RBW- und NF-abhängige Rauschleistung andererseits.

Der HFDR_{2/3} „formuliert“

Machen wir uns erneut bewusst, dass wir in den bisherigen Fällen von einem Zwei-Ton-Szenario ausgegangen sind. In diesem Szenario entstanden Intermodulationsprodukte, aber auch Harmonische. Pegelmäßig unterlagen die Harmonischen aber ihren zugehörigen Intermodulationsprodukten. Aus konservativer Sicht war es somit sinnvoll vom IMFDR zu sprechen. Dieser war nämlich immer kleiner als der Dynamikbereich bezogen auf gerade im Rauschen verschwindende Harmonische.

Stellen wir uns nun kein Zwei-Ton-, sondern ein Ein-Ton-Szenario vor. Vom „IMFDR“ kann dann keine Rede mehr sein, da Intermodulationen ohnehin nicht mehr auftreten. Allerdings liegen weiterhin Harmonische vor, die nun für eine Dynamikbetrachtung in den Vordergrund rücken.

Aus den vorangegangenen Kapiteln wissen wir noch, dass in Zwei-Ton-Szenarien Intermodulationen und Harmonische einer jeweiligen Ordnung stets ein bestimmtes Verhältnis zueinander hatten: Harmonische zweiter Ordnung unterlagen ihren zugehörigen Intermodulationsprodukten um 6 dB und Harmonische dritter Ordnung unterlagen ihren zugehörigen Intermodulationsprodukten stets um 9,54 dB.

Ohne größere Veranschaulichung können wir uns nun Bild 18 in einem Ein-Ton-Szenario vorstellen. Der Nutzsinalpegel liegt hier bei -66,5 dBm und der Pegel der zweiten Harmonischen bei -169 dBm, während sich die Rauschleistung auf -163 dBm belief. Um nun den besten Dynamikbereich zwischen Nutzsinal und Harmonischer zu berechnen, müssen wir das Nutzsinal um 3 dB erhöhen. Die Harmonische zweiter Ordnung steigt dann um 6 dB auf das Niveau des Rauschteppichs an. Somit ergibt sich ein „Harmonischenfreier Dynamikbereich“ zweiter Ordnung von 99,5 dB. Die Bezeichnung „Harmonischenfreier Dynamikbereich“ (engl. Harmonic Free Dynamic Range, hier kurz: HFDR) ist eigentlich unüblich und soll hier vielmehr der Vereinfachung von Formulierungen dienen.

Im Vergleich zum weiter oben festgestellten IMFDR₂ ist leicht festzustellen, dass der HFDR₂ um 3 dB größer ist. Wie erwartet ist dies auf die 6 dB Pegelunterschied zwischen Harmonischen und Intermodulationen zweiter Ordnung zurückzuführen.

Mit dem HFDR₃ verhält es sich ähnlich: Dieser ist stets 3,18 dB größer als der IMFDR₃. 3,18 dB stellen ein Drittel des Betrages von 9,54 dar. Die bündige Erklärung dazu lautet: Im Zwei-Ton-Szenario liegen Harmonische und Intermodulation dritter Ordnung 9,54 dB auseinander. Beim Übergang vom IMFDR₃ im Zwei-Ton-Szenario zum HFDR₃ im Ein-Ton-Szenario gilt es, die Harmonische also um 9,54 dB anzuheben, damit sie den gleichen Pegel erreicht wie die Intermodulation im Zwei-Ton-Szenario. Diese Anhebung wird erzielt, indem das Nutzsinal um 3,18 dB angehoben wird.

Der Einfluss der RBW auf die Rauschleistung

Konzentrieren wir uns nach diesem Ausflug zum „HFDR“ wieder auf die Rauschleistung unseres Messinstruments. Das Rauschen legt die untere Messgrenze unseres Systems fest. Je niedriger der Rauschteppich liegt, desto größer ist automatisch unser Dynamikbereich. Dies zeigte insbesondere die Dynamikentwicklung in den Bildern 16 bis 18. Hier wurde die RBW von 20 Hz auf 1 Hz reduziert, korrespondierend sank der Rauschteppich um 13 dB. Daraufhin regelten wir unser Nutzsignal nach unten, bis die höchsten Artefakte wieder mit dem Rauschen zusammenfielen. Zum Erreichen hoher Dynamikwerte ist ein niedriger Rauschteppich also von Vorteil. Der Rauschteppich (oder DANL) ist dabei abhängig von der eingestellten RBW, aber auch von der Systemempfindlichkeit. Tabelle 2 geht zunächst nur auf den Einfluss der RBW ein. Dabei muss klar sein, dass die RBW stets einen relativen Einfluss auf den Rauschteppich hat. Durch die RBW-Veränderung kann man also aussagen, um wieviel sich der Rauschteppich verschiebt, nicht aber, auf welche absolute Rauschleistung er steigt oder sinkt. – Um eine absolute Aussage treffen zu können, werden auch Information zur Systemempfindlichkeit benötigt.

Tabelle 2 stellt anhand einiger Beispiele dar, welchen Einfluss eine Erhöhung der RBW auf den Rauschteppich hat.

RBW	Pegelveränderung, logarithmisch [dB]	Pegelveränderung, linear bzgl. Leistung
1 Hz (Ausgangssituation)	0 dB (keine Erhöhung)	1-fach (keine Erhöhung)
2 Hz	3 dB	2-fach
3 Hz	4,77 dB	3-fach
5 Hz	7 dB	5-fach
10 Hz	10 dB	10-fach
20 Hz	13 dB	20-fach
50 Hz	17 dB	50-fach
100 Hz	20 dB	100-fach
1 kHz	30 dB	1000-fach

Tabelle 2: Einflüsse der RBW auf die Anhebung bzw. Absenkung des Rauschteppichs

Tabelle 2 liegt Formel 3 zu Grunde. Diese ermöglicht in relativem Maße die Berechnung der logarithmierten Rauschleistungsänderung in Abhängigkeit von der RBW-Änderung.

$$\text{Veränderung Rauschleistung}_{dB} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{RBW_{Hz}^{neu}}{RBW_{Hz}^{alt}} \right)$$

Formel 3: Relative Berechnung der Rauschleistungsänderung (in dB) in Abhängigkeit von der RBW

Was ist Rauschleistung?

Natürlich kann die Rauschleistung auch absolut ermittelt werden. Dabei liegt die sogenannte Nyquistformel zu Grunde. Diese geht von Weißem Rauschen (also unkorreliertem Rauschen) aus und bezieht neben der Messbandbreite (RBW) auch die Rauschtemperatur und die Empfindlichkeit des Messinstruments (Rauschmaß (logarithmisch) bzw. Rauschzahl (linear), engl. Noise Figure, kurz NF) ein:

$$\begin{aligned} \text{Rauschleistung [dBm]} &= 10 \cdot \log_{10}(k \cdot T) + 10 \cdot \log_{10}(RBW_{Hz}) + NF_{dB} \\ &= -174 \text{ dBm} + 10 \cdot \log_{10}(RBW_{Hz}) + NF_{dB} \end{aligned}$$

mit: Boltzmann-Konstante $k = 1,3806505 \cdot 10^{-20} \text{ mJ/K}$
 Rauschtemperatur $T = 300 \text{ K} (\sim 26,85 \text{ °C})$

Formel 4: Absolute Berechnung der Rauschleistung (in dB) gemäß Nyquistformel

Der Wert -174 dBm gilt im Spektrumanalysatoren- / Empfängermarkt allgemein als Untergrenze der Rauschleistung. Sollen zum Beispiel in einem Datenblatt absolute Empfindlichkeitsangaben gemacht werden, so müssen zu genau diesem Wert das Bandbreitenmaß und das Rauschmaß addiert werden. Gleichermäßen verdeutlicht Formel 4 aber auch, dass jene Untergrenze durch einen geringeren Temperaturkoeffizienten weiter reduziert werden kann. Derart signifikant heruntergekühlte („kryogene“) Empfangssysteme sind hier jedoch nicht weiter in Betracht gezogen.

Über Formel 4 können wir nun auch berechnen, welche Empfindlichkeit unser imaginäres Messinstrument besitzt. In Bild 18 sahen wir zuletzt, dass der Rauschteppich bei -163 dBm lag. Dieser Wert beruhte bereits auf einer RBW von 1 Hz. Folglich bilden wir nun einfach die Differenz

zwischen -163 dBm und dem „thermischen Rauschen“ (-174 dBm) und erreichen so $NF = 11$ dB. Diese niedrige Rauschzahl ist realistisch, aber auch sportlich, und kann vor allem in kompakten Systemen oftmals nur durch zusätzliche Vorverstärker erreicht bzw. übertroffen werden.

Schließlich sollte auch festgehalten werden: Mit niedrigerer RBW sinkt der Rauschteppich und es steigt die Messempfindlichkeit. Mit niedrigerer RBW sinkt aber auch die Messgeschwindigkeit und insbesondere breitbandige oder gepulste Signale werden in deren Pegel unterbewertet. Im Gegensatz zur Eingangsdämpfung bzw. zum Reference Level hat die RBW jedoch keinen Einfluss auf das Niveau von Intermodulationen und Harmonischen.

Für eine präzise Bestimmung des Rauschens ist die RBW nur bedingt tauglich. Richtiger ist die Bestimmung mit der Rauschbandbreite. Bei digitalen Gaussfiltern, wie sie gerne in modernen Spektrum Analysatoren eingesetzt werden, ist die Rauschbandbreite 1,055 mal größer als die RBW.

Und auch der Detektor in vielen Spektrum Analysatoren spielt bei der Bestimmung des korrekten Rauschpegels eine wichtige Einflussgröße. Wird das DANL mit einem Videofilter und anschließender Logarithmierung des Pegels und nicht der Leistung dargestellt, dann liegt der Effektivwert des Rauschens um 2,5 dB höher. Hinweise, dass eine solche Korrektur zwischen DANL und Effektivwert des Rauschens noch durchzuführen ist, finden sich in Datenblättern durch z.B. Fußnoten „Average of Logs detection“. Der Narda SignalShark zeigt den korrekten RMS Wert an, eine Korrektur um 2,5 dB ist nicht notwendig.

Zum Ende von Teil 1 haben wir somit die zwei wesentlichen Größen zur Bestimmung der „Dynamik“ eines Spektrumanalysators bzw. Empfängers erarbeitet. Diese sind die Intercept Points einerseits, als ein Maß für die obere Messgrenze, und das niedrigste Rauschen andererseits, als ein Maß für die untere Messgrenze. Wir haben festgestellt, dass bei der Bestimmung der Intercept Points auf die Messeinstellungen unseres Systems zu achten ist und wir haben zwischen Ein-Ton- und Zwei-Ton-Szenarien zu unterscheiden gelernt. In Bezug auf die Rauschleistung eines Messinstruments haben wir aufgearbeitet, dass diese mit steigender RBW systematisch steigt und dass sie anhand der Nyquistformel berechenbar ist, sofern uns eine Information über das Rauschmaß des Systems vorliegt. Mit diesem Wissen trauen wir uns nun mutig an Dynamikvergleiche in Teil 2 heran.

Verweise

In Anlehnung an diesen Wegweiser sollen Leser auch auf folgende Schriftstücke hingewiesen sein, jeweils zu finden auf unserer Internetseite unter dem Produkt Interference and Direction Analyzer IDA 2, SignalShark und „Produktliteratur“:

- Technical Note 110: „Verwendung externer Filter zur Erhaltung der Messempfindlichkeit in hochdynamischen Messumgebungen“
- Technical Note 104: „Maximale Dynamik durch optimale Einstellung des Eingangsabschwächers“

Besuchen Sie unsere Produktseiten im Internet:

Monitoring Receiver and Realtime Handheld Analyzer SignalShark:

<https://www.narda-sts.com/de/signalshark/>

Interference and Direction Analyzer IDA 2:

<https://www.narda-sts.com/de/spektrum-und-real-time-spektrum-analyzer/ida-2/>

Narda Remote Spectrum Analyzer & Monitoring Receiver NRA 6000 RX:

<https://www.narda-sts.com/de/monitoring-receiver/nra-6000-rx/>

Externe Filter (Datenblatt):

https://www.narda-sts.com/de/spektrum-und-real-time-spektrum-analyzer/ida-2/?eID=mpNardaProducts_Downloads&tx_mpnardaproducts_download%5BcontentElement%5D=12560&tx_mpnarda_products_download%5BfileReference%5D=2507&cHash=faa1d20d1ea349d1187bfc79ecd21e86

Besuchen Sie uns auf Youtube unter:

<https://www.youtube.com/channel/UCxerYxUbG0bYG5pfONhSHNQ>

oder mit dem Suchbegriff „Narda Safety Test Solutions“

Narda Safety Test Solutions GmbH

Sandwiesenstrasse 7
72793 Pfullingen, Germany
Phone: +49 (0) 7121-97 32-0
Fax: +49 (0) 7121-97 32-790
E-mail: info.narda-de@L3T.com
www.narda-sts.com

Narda Safety Test Solutions

435 Moreland Road
Hauppauge, NY 11788, USA
Phone: +1 631 231-1700
Fax: +1 631 231-1711
E-Mail: NardaSTS@L3T.com
www.narda-sts.us

Narda Safety Test Solutions Srl

Via Leonardo da Vinci, 21/23
20090 Segrate (Milano) - Italy
Phone: +39 02 269987 1
Fax: +39 02 269987 00
E-Mail: nardait.support@L3T.com
www.narda-sts.it