

DIN EN 62761

ICS 31.140; 31.160

Einsprüche bis 2012-05-19

Entwurf**Leitfaden zum Messverfahren für die Nichtlinearität von
Oberflächenwellen-(OFW-) und Volumenwellen-(BAW-)Bauelementen für
Hochfrequenzanwendungen
(IEC 49/987/CD:2011)**

Guidelines for the measurement method of nonlinearity for surface acoustic wave (SAW) and bulk acoustic wave (BAW) devices in radio frequency (RF)
(IEC 49/987/CD:2011)

Anwendungswarnvermerk

Dieser Norm-Entwurf mit Erscheinungsdatum 2012-03-12 wird der Öffentlichkeit zur Prüfung und Stellungnahme vorgelegt.

Weil die beabsichtigte Norm von der vorliegenden Fassung abweichen kann, ist die Anwendung dieses Entwurfes besonders zu vereinbaren.

Stellungnahmen werden erbeten

- vorzugsweise als Datei per E-Mail an dke@din.de in Form einer Tabelle. Die Vorlage dieser Tabelle kann im Internet unter www.din.de/stellungnahme oder für Stellungnahmen zu Norm-Entwürfen der DKE unter www.dke.de/stellungnahme abgerufen werden;
- oder online im Norm-Entwurfs-Portal des DIN unter www.entwuerfe.din.de, sofern dort wiedergegeben;
- oder in Papierform an die DKE Deutsche Kommission Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik im DIN und VDE (Hausanschrift: Stresemannallee 15, 60596 Frankfurt am Main).

Die Empfänger dieses Norm-Entwurfs werden gebeten, mit ihren Kommentaren jegliche relevanten Patentrechte, die sie kennen, mitzuteilen und unterstützende Dokumentationen zur Verfügung zu stellen.

Gesamtumfang 41 Seiten

DKE Deutsche Kommission Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik im DIN und VDE

Inhalt

	Seite
1 Anwendungsbereich	4
2 Normative Verweisungen	4
3 Begriffe	4
3.1 Allgemeine Begriffe	4
3.2 Auf das Übertragungsverhalten bezogene Begriffe	6
3.3 Auf die Nichtlinearität bezogene Begriffe	7
4 Grundlegende Eigenschaften nichtlinearer Systeme	8
4.1 Verhalten nichtlinearer Systeme	8
4.2 Aufbau zur Messung der Nichtlinearität	10
4.3 Einfluss der Schaltungsimpedanz bei der Messung der Nichtlinearität	13
4.4 Einfluss der Nichtlinearität der Schaltung.....	15
5 Messung der Nichtlinearität.....	15
5.1 Messeinrichtungen	15
5.2 Messspezifikationen	17
5.3 Messverfahren.....	18
5.4 Messbericht	20
Bild 1 – FBAR-Struktur	5
Bild 2 – SMR-Struktur	6
Bild 3 – Grundswingungs- und Oberswingungsausgang als Funktion der Eingangssignalleistung.....	10
Bild 4 – Grundlegender Aufbau zur Messung der Oberswingungen	11
Bild 5 – Praktischer Aufbau zur Messung der Oberswingungen	11
Bild 6 – Messaufbau unter Verwendung eines Zirkulators/Isolators	12
Bild 7 – Praktischer Aufbau zur Messung der Intermodulationsverzerrung (Zweitonmessung).....	13
Bild 8 – Praktischer Aufbau für die Dreitonmessung	13
Bild 9 – Aufbau zur Messung der Intermodulationsverzerrung zweiter Ordnung (IMD2) von OFW-/BAW-Antennenduplexern	14
Bild 10 – Bereich der durch den Fehlerfaktor δ gegebenen Abweichungen in dB	15
Bild 11 – Idealer Aufbau zur IMD2-Messung von HF-OFW-/BAW-Duplexern	18
Bild 12 – Aufbau zur Messung der Eingangssignalintensität	20
Tabelle 1 – Frequenzen f_1 und f_2 der Eingangssignale und Zielfrequenz f_3	18

Nationales Vorwort

Das internationale Dokument IEC 49/987/CD:2011 „Guidelines for the measurement method of nonlinearity for surface acoustic wave (SAW) and bulk acoustic wave (BAW) devices in radio frequency (RF)“ (CD, en: Committee Draft) ist unverändert in diesen Norm-Entwurf übernommen worden. Dieser Norm-Entwurf enthält eine noch nicht autorisierte deutsche Übersetzung.

Um Zweifelsfälle in der Übersetzung auszuschließen, ist die englische Originalfassung des CD entsprechend der diesbezüglich durch die IEC erteilten Erlaubnis beigefügt. Die Nutzungsbedingungen für den deutschen Text des Norm-Entwurfes gelten gleichermaßen auch für den englischen IEC-Text.

Das internationale Dokument wurde vom TC 49 „Piezoelectric and dielectric devices for frequency control and selection“ der Internationalen Elektrotechnischen Kommission (IEC) erarbeitet und den nationalen Komitees zur Stellungnahme vorgelegt.

Die IEC und das Europäische Komitee für Elektrotechnische Normung (CENELEC) haben vereinbart, dass ein auf IEC-Ebene erarbeiteter Entwurf für eine Internationale Norm zeitgleich (parallel) bei IEC und CENELEC zur Umfrage (CDV-Stadium) und Abstimmung als FDIS (en: Final Draft International Standard) bzw. Schluss-Entwurf für eine Europäische Norm gestellt wird, um eine Beschleunigung und Straffung der Normungsarbeit zu erreichen. Dokumente, die bei CENELEC als Europäische Norm angenommen und ratifiziert werden, sind unverändert als Deutsche Normen zu übernehmen.

Da der Abstimmungszeitraum für einen FDIS bzw. Schluss-Entwurf prEN nur 2 Monate beträgt, und dann keine sachlichen Stellungnahmen mehr abgegeben werden können, sondern nur noch eine „JA/NEIN“-Entscheidung möglich ist, wobei eine „NEIN“-Entscheidung fundiert begründet werden muss, wird bereits der CD als DIN-Norm-Entwurf veröffentlicht, um die Stellungnahmen aus der Öffentlichkeit frühzeitig berücksichtigen zu können.

Für diesen Norm-Entwurf ist das nationale Arbeitsgremium K 642 „Piezoelektrische Bauteile zur Frequenzstabilisierung und -selektion“ der DKE Deutsche Kommission Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik im DIN und VDE (www.dke.de) zuständig.

Für den Fall einer undatierten Verweisung im normativen Text (Verweisung auf eine Norm ohne Angabe des Ausgabedatums und ohne Hinweis auf eine Abschnittsnummer, eine Tabelle, ein Bild usw.) bezieht sich die Verweisung auf die jeweils neueste gültige Ausgabe der in Bezug genommenen Norm.

Für den Fall einer datierten Verweisung im normativen Text bezieht sich die Verweisung immer auf die in Bezug genommene Ausgabe der Norm.

Der Zusammenhang der zitierten Normen mit den entsprechenden Deutschen Normen ergibt sich, soweit ein Zusammenhang besteht, grundsätzlich über die Nummer der entsprechenden IEC-Publikation. Beispiel: IEC 60068 ist als EN 60068 als Europäische Norm durch CENELEC übernommen und als DIN EN 60068 ins Deutsche Normenwerk aufgenommen.

Leitfaden zum Messverfahren für die Nichtlinearität von Oberflächenwellen-(OFW-) und Volumenwellen-(BAW-)Bauelementen für Hochfrequenzanwendungen

1 Anwendungsbereich

IEC 62761 beschreibt das Verfahren zur Messung nichtlinearer Signale, die in Oberflächenwellen-(OFW-) und Volumenwellen-(BAW-)Filtern für Hochfrequenzanwendungen erzeugt werden, welche in der Telekommunikation, in Messgeräten, in Radarsystemen und in Konsumprodukten eingesetzt werden.

IEC 62761 umfasst grundlegende Eigenschaften der Nichtlinearität sowie Leitlinien zum Aufbau des Messsystems und zur Festlegung des Messverfahrens für nichtlineare Signale, die in OFW-/BAW-Bauelementen erzeugt werden.

Die vorliegende Norm hat nicht das Ziel, die Theorie zu erklären oder zu versuchen, alle Möglichkeiten zu behandeln, die sich unter praktischen Umständen ergeben können. Diese Norm soll die Aufmerksamkeit auf einige grundlegende Fragen lenken, die der/die Anwender(in) in Betracht ziehen muss, bevor er/sie ein HF-BAW-Filter für eine neue Anwendung bestellt. Eine derartige Vorgehensweise soll den/die Anwender(in) vor einem unbefriedigenden Ergebnis bewahren.

2 Normative Verweisungen

Die folgenden zitierten Dokumente sind für die Anwendung dieses Dokuments erforderlich. Bei datierten Verweisungen gilt nur die in Bezug genommene Ausgabe. Bei undatierten Verweisungen gilt die letzte Ausgabe des in Bezug genommenen Dokuments (einschließlich aller Änderungen).

IEC/TS 60682-1:2003, *Surface acoustic wave (SAW) filters of assessed quality – Part 1: Generic Specification*

IEC/TS 61994-1:2007, *Piezoelectric and dielectric devices for frequency control and selection – Glossary – Part 1: Piezoelectric and dielectric resonators*

IEC/TS 61994-2:2000, *Piezoelectric and dielectric devices for frequency control and selection – Glossary – Part 2: Piezoelectric and dielectric filters*

IEC/TS 62047-7:2011, *Semiconductor devices – Micro-electromechanical devices – Part 7: MEMS BAW filter and duplexer for radio frequency control and selection*

IEC/TS 62575-2:2012, *Radio frequency (RF) bulk acoustic wave (BAW) filters of assessed quality – Part 2: Generic Specification* (noch nicht veröffentlicht)

3 Begriffe

3.1 Allgemeine Begriffe

3.1.1

BAW-Duplexer

Antennenduplexer, der aus HF-BAW-Resonatoren besteht

3.1.2

BAW-Filter

Filter auf der Grundlage von akustischen Volumenwellen, die üblicherweise von einem Elektrodenpaar erzeugt werden und sich entlang einer Dünnschicht-Dickenrichtung ausbreiten

3.1.3

akustische Volumenwelle (BAW)

akustische Welle, die sich zwischen der Oberseite und der Unterseite einer piezoelektrischen Struktur ausbreitet und dabei die gesamte Dicke des piezoelektrischen Festkörpers durchläuft. Die Welle wird durch Metallelektroden, die auf beiden Seiten der piezoelektrischen Schicht angebracht sind, angeregt.

3.1.4

Grenzfrequenz

Frequenz des Durchlassbereichs, bei der die relative Dämpfung einen festgelegten Wert erreicht

3.1.5

Duplexer

Bauelement, das in einem Frequenzduplexsystem verwendet wird und den gleichzeitigen Signalsende- und -empfangsbetrieb über dieselbe Antenne ermöglicht

3.1.6

Dünnschicht-Volumenwellen-Resonator (FBAR)

Dünnschicht-BAW-Resonator, der aus einer zwischen zwei Elektrodenschichten mit spannungsfreier Ober- und Unterseite liegenden piezoelektrischen Schicht besteht, die an den Kanten durch ein Substrat mit Hohlraumstruktur, wie in Bild 1 beispielhaft dargestellt, oder mit Membranstruktur mechanisch gestützt wird

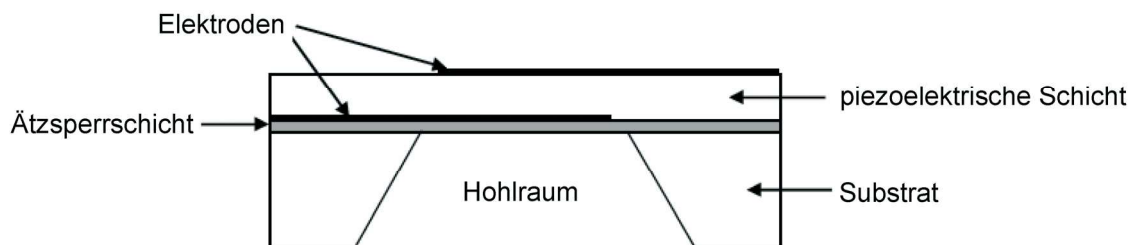


Bild 1 – FBAR-Struktur

3.1.7

Empfangsfrequenzband (Rx-Band)

in einem Empfangsteil zur Erfassung von Signalen einer Antenne verwendetes Frequenzband

3.1.8

RX-Filter

in einem Empfangsteil zur Beseitigung unerwünschter Signale verwendetes Filter. Es ist ein grundlegendes Teil eines Duplexers.

3.1.9

OFW-Filter

Filter auf der Grundlage von Oberflächenwellen, die üblicherweise durch einen Interdigitalwandler erzeugt werden und sich entlang eines Substrats ausbreiten

3.1.10

fest montierter Resonator (SMR)

BAW-Resonator, bei dem die Struktur Elektrode-Piezoschicht-Elektrode durch eine Abfolge aus weiteren Dünnschichten mit abwechselnd niedriger und hoher akustischer Impedanz, deren Dicken einem Viertel der Lichtwellenlänge entsprechen, unterstützt wird; diese Schichten wirken als akustische Reflektoren und entkoppeln den Resonator akustisch vom Trägersubstrat, wie in Bild 2 beispielhaft dargestellt

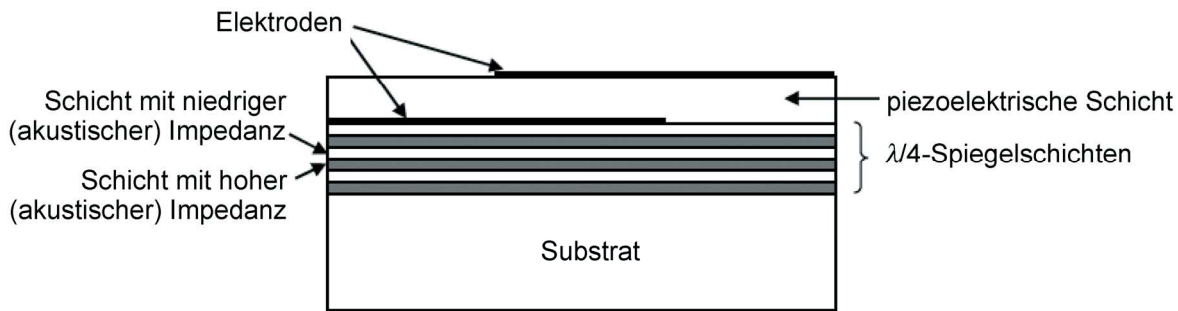


Bild 2 – SMR-Struktur

3.1.11

Oberflächenwelle (OFW)

akustische Welle, die sich entlang der Oberfläche eines elastischen Substrats ausbreitet und deren Amplitude mit dem Abstand von der Oberfläche exponentiell abnimmt (dieselbe Definition wie in IEC 60862-1)

3.1.12

Sendefrequenzband (Tx-Band)

in einem Sendeteil für das Versenden von Signalen einer Antenne verwendetes Frequenzband

3.1.13

TX-Filter

in einem Sendeteil zur Beseitigung unerwünschter Signale verwendetes Filter. Es ist ein grundlegendes Teil eines Duplexers.

3.2 Auf das Übertragungsverhalten bezogene Begriffe

3.2.1

Einfügungsdämpfung

logarithmiertes Verhältnis der vor dem Einfügen des Duplexers an die Lastimpedanz abgegebenen Leistung zu der nach Einfügen des Duplexers abgegebenen Leistung

3.2.2

Durchlassbereich

Frequenzband, in dem die relative Dämpfung gleich oder kleiner als ein festgelegter Wert ist

3.2.3

Durchlassbandbreite

Abstand der Frequenzen, zwischen denen die relative Dämpfung gleich oder kleiner als ein festgelegter Wert ist

3.2.4

Reflexionsfaktor

dimensionsloses Maß für den Grad der Fehlanpassung zwischen zwei Impedanzen Z_a und Z_b , gegeben durch den Ausdruck:

$$\left| \frac{Z_a - Z_b}{Z_a + Z_b} \right|;$$

darin stellen Z_a und Z_b die Eingangs- bzw. Quellimpedanz oder die Ausgangs- bzw. Lastimpedanz dar

3.2.5

relative Dämpfung

Differenz zwischen dem Dämpfungswert bei gegebener Frequenz und dem Dämpfungswert bei der Bezugsfrequenz

3.2.6

Sperrbereich

Frequenzband, in dem die relative Dämpfung gleich oder größer als ein festgelegter Wert ist

3.2.7

Übergangsbereich

Frequenzband zwischen einer Grenzfrequenz und dem nächsten Frequenzpunkt des angrenzenden Sperrbereichs

3.3 Auf die Nichtlinearität bezogene Begriffe

3.3.1

1-dB-Kompressionspunkt

Eingangsleistung, bei der die Verstärkung, das Verhältnis von Eingang zu Ausgang, um 1 dB geringer ist als der Wert bei sehr kleiner Eingangsleistung

3.3.2

Kreuzmodulation

nichtlineare Verzerrung des Übertragungsverhaltens eines Bauelements, die durch Intermodulation mehrerer modulierter Signale verursacht wird. Sie ist durch eine Spektralbreite gekennzeichnet, die größer ist als die Spektralbreite der ursprünglichen am Eingang vorhandenen Signale.

3.3.3

Oberschwingungen

nichtlineare Verzerrung des Übertragungsverhaltens eines Bauelements, die durch das Auftreten von Frequenzen am Ausgang gekennzeichnet ist, die integralen Vielfachen der ursprünglichen Signalfrequenz entsprechen

3.3.4

Hysterese

Erscheinung, bei der die Ausgangsgröße nicht allein von der Eingangsgröße bestimmt wird, sondern auch vom inneren Zustand, das heißt von dem vorherigen Zustand der Eingangsgröße abhängt

3.3.5

Intercept-Punkt (IP)

Leistungspegel, bei dem die Intensität des durch Intermodulationsverzerrung (IMD) erzeugten nichtlinearen Signals der Intensität zweier Eingangssignale am Ausgang entspricht. Sättigung und Leistungsverträglichkeit machen es schwierig, diesen Wert entsprechend dieser Definition zu messen. Daher wird der Wert üblicherweise unter Verwendung der folgenden Beziehungen bei niedrigen Eingangspegeln geschätzt. Wenn nämlich bei zwei am Eingang anliegenden Signalen P_a und P_b mit den Frequenzen f_a bzw. f_b die Ausgangsleistung des Intermodulationsprodukts zweiter Ordnung und dritter Ordnung P_{a+b} und P_{2a+b} mit den Frequenzen f_{a+b} bzw. f_{2a+b} erfasst werden, dann sind die Intercept-Punkte zweiter Ordnung und dritter Ordnung OIP2 bzw. OIP3 gegeben durch

$$\text{OIP2} = P_a P_b / P_{a+b}$$

und

$$\text{OIP3} = \sqrt{P_a^2 P_b / P_{2a+b}}.$$

Da die Schätzung dieser Werte hier unter Verwendung der Ausgangssignalleistungen P_a und P_b erfolgt, werden sie zwecks Unterscheidung häufig als Ausgangs-Intercept-Punkte (OIPs) bezeichnet. Andererseits werden Intercept-Punkte, die unter Verwendung von Eingangssignalleistungen geschätzt werden, als Eingangs-Intercept-Punkte (IIPs) bezeichnet.

3.3.6

Intermodulationsverzerrung (IMD)

nichtlineare Verzerrung des Übertragungsverhaltens eines Bauelements, die durch das Auftreten von Frequenzen am Ausgang gekennzeichnet ist, die den Differenzen (oder Summen) der integralen Vielfachen von zwei oder mehr am Eingang vorhandenen Frequenzkomponenten entsprechen

3.3.7**Störsignal** (*jammer signal*)

unerwünschtes Eingangssignal

3.3.8**Speichereffekt**

identisch mit Hysterese

3.3.9**nichtlineare Verzerrung**

Verzerrung der Signalkurvenform, die durch die Nichtlinearität des Systems, in dem das Signal übertragen wird, verursacht wird. Tritt die Verzerrung aufgrund der Frequenzabhängigkeit der System-Signalübertragungsfunktion auf, wird sie als lineare Verzerrung bezeichnet.

3.3.10**Sättigung**

Erscheinung, bei der die Verstärkung, das Verhältnis von Ausgang zu Eingang, abnimmt und bei großer Eingangsleistung annähernd null wird

3.3.11**Dreitonmessung**

Messung der Nichtlinearität, bei der drei sinusförmige Signale mit unterschiedlichen Frequenzen gleichzeitig angelegt werden

3.3.12**Drei-Schwebungsmessung**

identisch mit Dreitonmessung

3.3.13**Zweitonmessung**

Messung der Nichtlinearität, bei der zwei sinusförmige Signale mit unterschiedlichen Frequenzen gleichzeitig angelegt werden

4 Grundlegende Eigenschaften nichtlinearer Systeme

4.1 Verhalten nichtlinearer Systeme

Betrachtet wird die Reaktion $y(x)$ einer Schaltung oder eines Bauelementes auf ein angelegtes Signal x . Wenn der Speichereffekt (die Hysterese) vernachlässigbar ist oder unbeachtet bleibt, ist die Maclaurin-Entwicklung von y in Bezug auf x gegeben durch

$$y(x) = c_1 x + \frac{1}{2} c_2 x^2 + \frac{1}{3} c_3 x^3 + \dots, \quad (1)$$

wobei c_m der Entwicklungskoeffizient ist. Es sollte beachtet werden, dass $c_m = 0$ für gerade m -Werte, wenn für die Schaltung/das Bauelement gilt, dass $y(-x) = -y(x)$.

Betrachtet wird hier der Fall, dass zwei sinusförmige Signale mit den Frequenzen f_a und f_b sowie den Amplituden a_a bzw. a_b gleichzeitig angelegt werden, und zwar $x = a_a \cos(2\pi f_a t) + a_b \cos(2\pi f_b t)$, wobei a_a beträchtlich größer als a_b ist. Dann ist y annähernd gegeben durch

$$\begin{aligned}
 y \approx & c_1 a_a \left(1 + \frac{c_3 a_a^2}{4 c_1} \right) \cos(2\pi f_a t) + c_1 a_b \left(1 + \frac{c_3 a_b^2}{2 c_1} \right) \cos(2\pi f_b t) \\
 & + \frac{c_2 a_a^2}{4} + \frac{c_2 a_b^2}{4} \cos(4\pi f_a t) + \frac{c_3 a_a^3}{4} \cos(6\pi f_a t) \\
 & + \frac{c_2 a_a a_b}{2} \cos\{2\pi(f_a + f_b)t\} + \frac{c_2 a_a a_b}{2} \cos\{2\pi(f_a - f_b)t\} \\
 & + \frac{c_3 a_a^2 a_b}{4} \cos\{2\pi(f_a + f_b)t\} + \frac{c_3 a_a^2 a_b}{4} \cos\{2\pi(f_a - f_b)t\} \\
 & + \dots
 \end{aligned} \tag{2}$$

Diese Gleichung zeigt an, wie die Nichtlinearität den Schaltungs-/Bauelementeausgang beeinflusst. Und zwar geben die ersten beide Terme die Änderung des Übertragungsfaktors für a_a und a_b an und drücken die Sättigung aufgrund eines hohen Signaleingangspegels (c_3/c_1 ist üblicherweise negativ) aus. Die drei Terme in der zweiten Zeile beschreiben die Erzeugung von Oberschwingungen mit $f = m f_a$ (m : ganze Zahl). Die beiden Terme in der dritten Zeile drücken die Erzeugung neuer Signale mit $f = f_a \pm f_b$ aus, die als Intermodulationsverzerrung zweiter Ordnung (IMD2) bezeichnet werden. Die übrigen zwei Terme in der vierten Zeile geben die neuen Signale mit $f = 2f_a \pm f_b$ an, die als Intermodulationsverzerrung dritter Ordnung (IMD3) bezeichnet werden.

Betrachtet wird hier ein Funkempfänger, der auf eine Signalfrequenz $f = f_t$ abgestimmt ist. Einfallende Signale mit $f = f_t/2$ und $f = f_t/3$ können nach der Entstehung der Oberschwingungen vom Empfänger erfasst werden und auf die Ermittlung des Hauptsignals störend einwirken. Ebenso können, wenn zwei Signale mit den Frequenzen f_a und f_b , die entweder $f_t = |f_a \pm f_b|$, $|2f_a \pm f_b|$ oder $|f_a \pm 2f_b|$ entsprechen, gleichzeitig auf den Empfänger auftreffen, auch durch IMD2 oder IMD3 erzeugte Signale mit $f = f_t$ störend auf die Erfassung des Hauptsignals einwirken. Bei Sende-Empfangsgeräten, die im Frequenzduplex-(FDD-)Modus betrieben werden, können Sendesignale der Frequenz $f = f_a$ mit einem einfallenden Signal der Frequenz $f = f_b$ zu IMD2 und/oder IMD3 führen, und die erzeugten Signale mit $f = f_t$ können ebenfalls störend auf die Erfassung des Hauptsignals einwirken. Bei Sendern kann die Nichtlinearität zur Aussendung unerwünschter Signale führen, die andere drahtlose Nachrichtenübertragungen störend beeinflussen können. Diese Beispiele machen deutlich, wie wichtig es ist, das nichtlineare Verhalten von Hochfrequenzsystemen und -bauelementen sowie dessen Unterdrückung zu beschreiben.

Zur Beschreibung der Übertragungskompression (Sättigung) wird oft der Eingangssignalpegel verwendet, bei dem der Übertragungsfaktor um 1 dB abnimmt und der als 1-dB-Kompressionspunkt ($P_{1\text{dB}}$) bezeichnet wird. Andererseits findet zur Beschreibung der Intermodulationsverzerrung der sogenannte Intercept-Punkt Verwendung. Das heißt, die Leistung $P_{a\pm b}$ des IMD2-Signals mit $f = f_a \pm f_b$ wird ausgedrückt als $P_{a\pm b} = P_{oa} P_{ob} / \text{OIP2}$, wenn die Signalpegel weit unterhalb der Sättigungspegel liegen. In diesem Ausdruck sind P_{oa} und P_{ob} die Ausgangsleistung mit f_a bzw. f_b und OIP2 bezeichnet den Ausgangs-Intercept-Punkt zweiter Ordnung. In dB wird die Beziehung wie folgt ausgedrückt:

$$\text{OIP2 [dBm]} = P_{oa} [\text{dBm}] + P_{ob} [\text{dBm}] - P_{a\pm b} [\text{dBm}] \tag{3}$$

Ebenso wird die Leistung $P_{2a\pm b}$ des IMD3-Signals mit $f = 2f_a \pm f_b$ ausgedrückt als $P_{2a\pm b} = P_{oa}^2 P_{ob} / \text{OIP3}^2$, wenn die Signalpegel weit unterhalb der Sättigungspegel liegen. In der Gleichung bezeichnet OIP3 den Ausgangs-Intercept-Punkt dritter Ordnung. In dB wird die Beziehung wie folgt ausgedrückt:

$$\text{OIP3 [dBm]} = P_{oa} [\text{dBm}] + 1/2 \times P_{ob} [\text{dBm}] - 1/2 \times P_{2a\pm b} [\text{dBm}] \tag{4}$$

Es sollte beachtet werden, dass der Intercept-Punkt auch durch den Eingangssignalpegel P_{ia} ($= P_{ib}$) definiert wird, mit $P_{a\pm b} = \text{OIP2}$ und $P_{2a\pm b} = \text{OIP3}$. Und zwar können die Eingangs-Intercept-Punkte zweiter und dritter Ordnung IIP2 und IIP3 aus den gemessenen Leistungen $P_{a\pm b}$ und $P_{2a\pm b}$ sowie den geschätzten Intercept-Punkten OIP2 und OIP3 unter Verwendung der Gleichungen (3) und (4) berechnet werden als

$$\text{IIP2 [dBm]} = 1/2 \times \text{OIP2 [dBm]} - 1/2 \times P_{a\pm b} [\text{dBm}] + P_{ia} [\text{dBm}] \quad (5)$$

$$\text{IIP3 [dBm]} = 1/3 \times \text{OIP3 [dBm]} - 1/3 \times P_{2a\pm b} [\text{dBm}] + P_{ia} [\text{dBm}] \quad (6)$$

In Bild 3 ist die typische Änderung von P_{oa} ($n=1$), $P_{a\pm b}$ ($n=2$) und $P_{2a\pm b}$ ($n=3$) mit dem Eingangssignalpegel P_{ia} ($= P_{ib}$) dargestellt. OIP_n und IIP_n können aus den Schnittpunkten zwischen den beiden extrapolierten linearen Geraden grafisch ermittelt werden. In diesem Fall betragen sowohl IIP2 als auch IIP3 etwa -3 dBm und OIP2 sowie OIP3 -2 dBm.

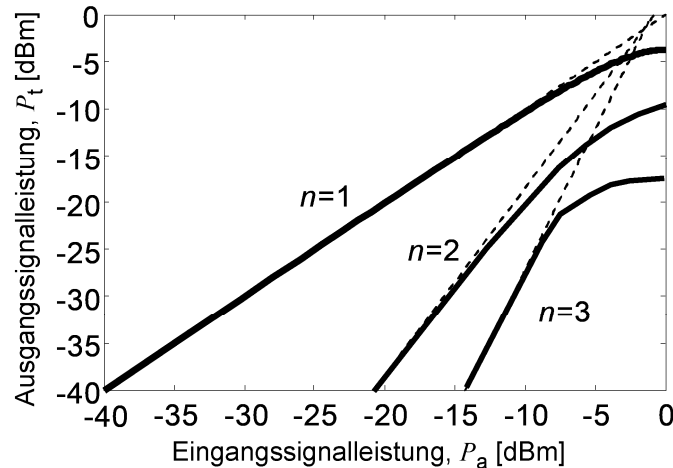


Bild 3 – Grundschwingungs- und Oberschwingungsausgang als Funktion der Eingangssignalleistung

Im Übrigen gibt Gleichung (2) an, dass sowohl $P_{1\text{dB}}$ als auch IIP3 durch c_3/c_1 bestimmt werden. Tatsächlich lässt sich die folgende Beziehung aus Gleichung (2) ableiten:

$$\text{IIP3 [dBm]} = 9,6 [\text{dB}] + P_{1\text{dB}} [\text{dBm}] \quad (7)$$

Diese Beziehung aber trifft im Allgemeinen insbesondere bei HF-Filtern nicht zu. Das ist darauf zurückzuführen, dass alle Parameter in Gleichung (1), wie z. B. c_1 , c_2 und c_3 , frequenzabhängig sind. Außerdem sind in diesem Abschnitt angesprochene nichtlineare Parameter, wie z. B. IIP_n und OIP_n , von f_a , f_b und f_t abhängig. Daher müssen sie bei der Messung der in HF-OFW-/BAW-Filtern erzeugten nichtlinearen Signale festgelegt werden.

4.2 Aufbau zur Messung der Nichtlinearität

4.2.1 Messung der Oberschwingungen

Bild 4 zeigt den grundlegenden Aufbau zur Messung der Oberschwingungen n -ter Ordnung in HF-Bauelementen oder -Systemen. Ein sinusförmiges Signal mit der Frequenz f_a und der Leistung P_{ia} wird einem Prüfling (DUT) über einen Signalgenerator (SG) zugeführt, und eine Ziel-Spektralkomponente P_t mit der Frequenz $f_t (= Nf_a)$ wird von einem Spektrumanalysator (SA) selektiv erfasst. Bei der Messung sind folgende zwei Bedingungen zu überprüfen: (a) Die Nichtlinearität des Signalgenerators und des Spektrumanalysators ist vernachlässigbar, und (b) die Schaltungsimpedanz an den Prüflingsanschlüssen muss nicht nur für die Grundfrequenz (f_a), sondern auch für die Oberschwingungen mit $f = nf_a$ ($n \leq N$) klar definiert sein. Letzteres ist bei HF-Filtern außerordentlich wichtig. Denn ihre Frequenzselektivität ist der Impedanzfehlanspassung mit Peripherieschaltungen zu verdanken, und das Verhalten des Bauelements ist empfindlich gegenüber der Schaltungsimpedanz. Üblicherweise wird die Schaltungsimpedanz so gewählt, dass sie der speziellen Impedanz R_0 des Messsystems entspricht.

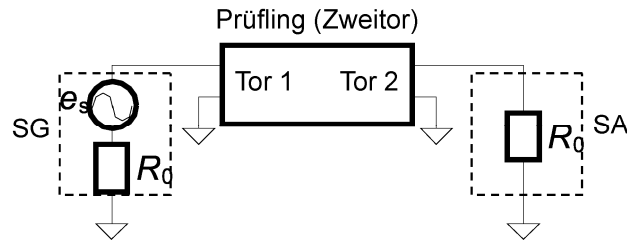


Bild 4 – Grundlegender Aufbau zur Messung der Oberschwingungen

Der Einsatz eines geeigneten Filters ist zweckmäßig, um nichtlineare, in der Peripherieschaltung erzeugte Signale auszusondern, wie in Bild 5 dargestellt. Da aber eingesetzte passive Filter die Schaltungsimpedanz R_0 nur im Durchlassbereich des Filters aufweisen, muss zwischen dem Filter und dem Prüfling ein Dämpfungsglied (ATT) eingefügt werden. Wenn die Nenndämpfung des Dämpfungsglieds A dB beträgt, verbessert die Einfügung des Dämpfungsglieds die vom Prüflingsanschluss 1 aus gesehene Rückflusdämpfung der Peripherieschaltung um $2A$ dB. Die Einfügung des Dämpfungsglieds bewirkt auch eine Verringerung der Eingangssignalintensität um A dB, was wiederum zur Verringerung der Intensität der Oberschwingungen n -ter Ordnung um nA dB führt. Die Verringerung des Signalpegels kann aufgrund des thermischen Rauschens Schwankungen (Ungenauigkeiten) in der Anzeige des Spektrumanalysators bewirken. Die Erhöhung des Signalgeneratorsausgangspegels scheint eine Lösung dieses Problems zu sein. Es muss jedoch überprüft werden, (a) ob die Erzeugung von Oberschwingungen im Signalgenerator für die Messung vernachlässigbar ist und (b) ob eine Erwärmung des Dämpfungsglieds keine Veränderung des Dämpfungspegels über die Zeit bewirkt.

Das zwischen den Prüfling und den Spektrumanalysator eingefügte Dämpfungsglied ist dafür vorgesehen, die Entstehung von Oberschwingungen im Spektrumanalysator und Änderungen der Eingangsadmittanz des Spektrumanalysators zu unterdrücken. Dieses Dämpfungsglied ist natürlich nicht erforderlich, wenn diese Effekte vernachlässigbar sind.

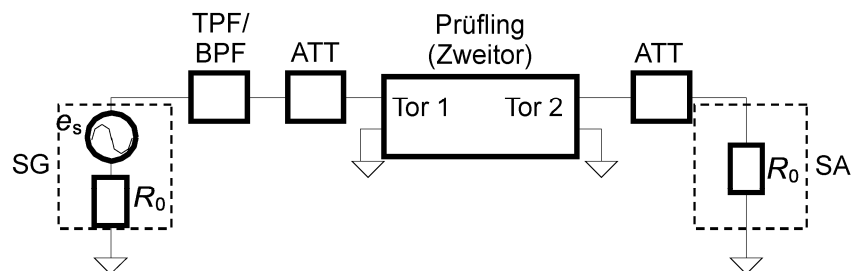


Bild 5 – Praktischer Aufbau zur Messung der Oberschwingungen

Wenn die Ausgangsleistung des Signalgenerators nicht hoch genug ist, muss ein Leistungsverstärker (PA) hinzugefügt werden. In diesem Fall kann die Einfügung des Filters unzweckmäßig sein. Denn um die Dämpfung des eingefügten Dämpfungsglieds auszugleichen, ist eine höhere Ausgangsleistung erforderlich, und sie kann bewirken, dass die Nichtlinearität des Leistungsverstärkers deutlicher ausgeprägt ist. In diesem Fall wird anstelle des Filters häufig ein Isolator (oder ein Zirkulator) eingefügt, um den Einfluss der Eingangsimpedanz am Prüflingsanschluss 1 auf den Leistungsverstärker zu unterdrücken (siehe Bild 6). Es ist zu beachten, dass die Entstehung unerwünschter Signale im Leistungsverstärker hinreichend unterdrückt wird, weil diese von dem Isolator/Zirkulator in gewissem Umfang übertragen werden. Da Isolatoren/Zirkulatoren ihre Funktionalität üblicherweise in einem engen Frequenzbereich zeigen, könnte die Einfügung eines Dämpfungsglieds erforderlich sein, um die Rückflusdämpfung am Prüflingsanschluss zu verbessern.

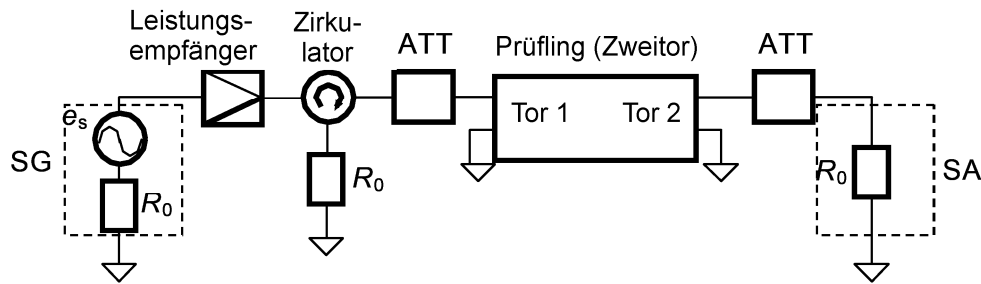
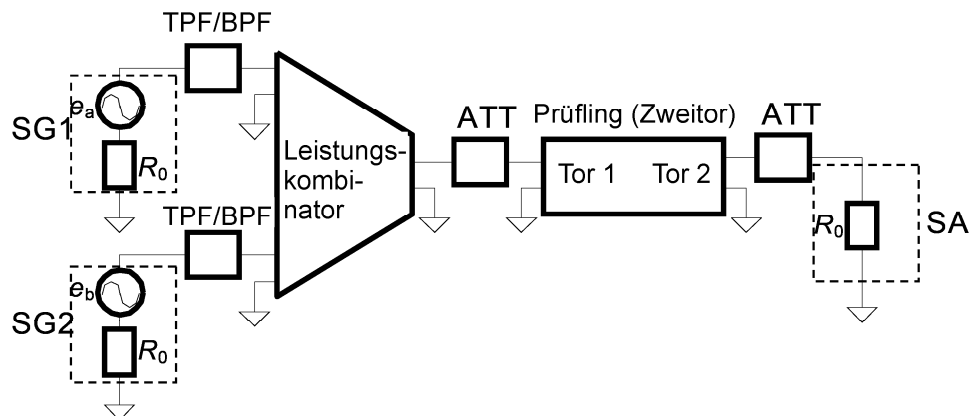


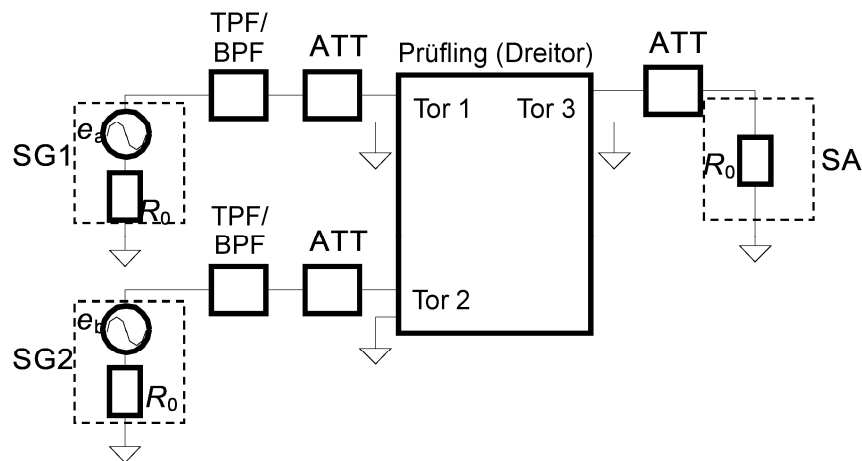
Bild 6 – Messaufbau unter Verwendung eines Zirkulators/Isolators

4.2.2 Messung der Intermodulationsverzerrung

In Bild 7 sind zwei Konfigurationen zur Messung der Intermodulationsverzerrung von HF-Bauelementen oder -Systemen dargestellt. Dieser Aufbau wird häufig auch als Zweitonmessung bezeichnet. Zwei sinusförmige Signale mit den Frequenzen f_a und f_b werden über zwei Signalgeneratoren an den Prüfling angelegt und eine Ziel-Spektralkomponente P_t der Frequenz f_t wird von einem Spektrumanalysator selektiv gemessen. Bei Zweitor-Prüflingen ist ein Leistungskombinierer für das gleichzeitige Anlegen zweier Signale an den Prüfling erforderlich, wie in Bild 7(a) dargestellt. In beiden Fällen wird für jeden Signalgenerator ein geeignetes Filter eingefügt, um erzeugte nichtlineare Signale auszusondern und die Entstehung von Intermodulationsverzerrungen in den Signalgeneratoren (SG_n) zu verhindern. Da die Kennwerte des Leistungskombinierers üblicherweise frequenzabhängig sind, kann die Einfügung eines Dämpfungsglieds zwischen dem Leistungskombinierer und dem Prüflingsanschluss 1 erforderlich sein, um die Rückflusssdämpfung am Prüflingsanschluss 1 zu verbessern. Bei der Dreitor-Konfiguration nach Bild 7(b) sind Dämpfungsglieder zwischen dem Filter und dem Prüfling eingefügt, da passive Filter die Schaltungsimpedanz R_0 nur im Durchlassbereich des Filters aufweisen (nicht bei Frequenzen von im Prüfling erzeugten IMD-Signalen).



(a) Für Zweitor-Prüflinge



(b) Für Dreitor-Prüflinge

Bild 7 – Praktischer Aufbau zur Messung der Intermodulationsverzerrung (Zweitonmessung)

Bild 8 zeigt eine weitere Konfiguration zur Messung der Intermodulationsverzerrung dritter Ordnung (IMD3), bei der drei Signalgeneratoren eingesetzt werden. Dieser Aufbau wird häufig auch als Dreiton- (Drei-Schwebungs-) Messung bezeichnet. Drei sinusförmige Signale mit den Frequenzen f_a , f_b und f_c werden gleichzeitig an den Prüfling angelegt und eine Ziel-Spektralkomponente P_t der Frequenz $f_t (= f_c \pm (f_a - f_b))$ wird von einem Spektrumanalysator selektiv gemessen. Filter und Dämpfungsglieder sind mit dem Leistungskombinierer angeordnet, um erzeugte nichtlineare Signale auszusondern und die Entstehung von Intermodulationsverzerrungen in den Signalgeneratoren (SG_n) zu verhindern sowie die Rückflusdämpfung am Prüflingsanschluss auch bei Frequenzen von im Prüfling erzeugten IMD-Signalen zu verbessern.

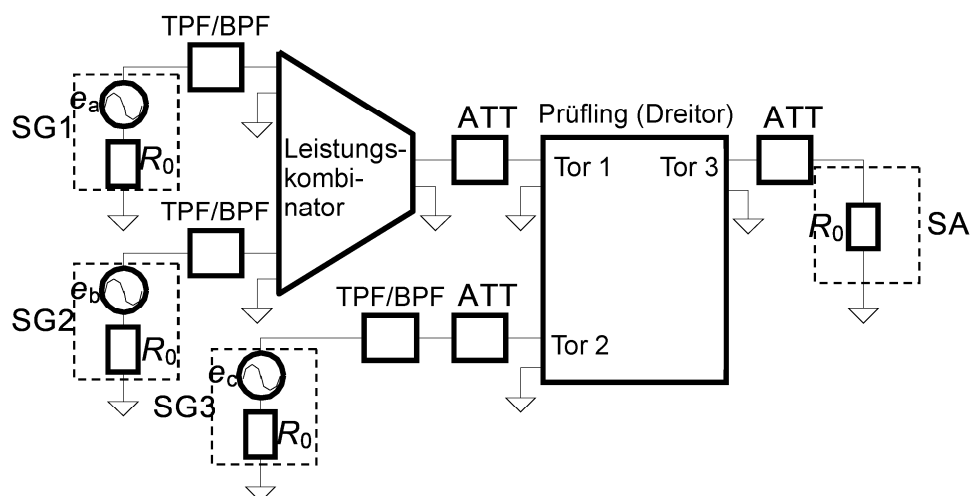


Bild 8 – Praktischer Aufbau für die Dreitonmessung

4.3 Einfluss der Schaltungsimpedanz bei der Messung der Nichtlinearität

Der Einfluss der Schaltungsimpedanz wird hier quantitativ behandelt. Beispielhaft wird die Messung der Intermodulationsverzerrung zweiter Ordnung (IMD2) eines OFW-/BAW-Antennenduplexers nach Bild 9 betrachtet. Der Antennenduplexer besteht aus zwei Filtern: (a) einem zwischen den Anschlüssen 1 und 2 angeschlossenen Sende-(Tx-)Filter, das Signale im Tx-Band überträgt, und (b) einem zwischen den Anschlüssen 2 und 3 eingebauten Empfangs-(Rx-)Filter, das Signale im Rx-Band überträgt. Die Anschlüsse 1, 2 und 3 werden häufig auch als Tx- bzw. Antennen-(ANT-) bzw. Rx-Anschluss bezeichnet.