



OsziWissen

Signalsimulator

Übungsheft – vierzehn Versuche am Simulator

Stand: September 2026

Inhalt

1	Begriffe und Kenngrößen	3
2	Überlagerung	8
3	Modulation	11
4	Mischung und Verzerrung	13
5	Auflösung, Fenster, Rauschen	16

1 Begriffe und Kenngrößen

Zwei Größen ziehen sich durch fast alle Übungen: der Crest factor und der Interceptpunkt dritter Ordnung. Beide beschreiben nicht das Signal allein und nicht das Bauteil allein, sondern das Zusammenspiel — und beide entscheiden darüber, ob eine Baugruppe für eine Aufgabe taugt. Dieser Abschnitt erklärt sie, bevor sie in den Versuchen gebraucht werden.

1.1 Crest factor

Der Crest factor — im Deutschen Scheitelfaktor, in diesem Heft durchgehend englisch bezeichnet — ist das Verhältnis von Spitzenwert zu Effektivwert:

$$CF = \frac{\hat{u}}{U_{\text{eff}}}, \quad \text{PAPR} = 20 \log_{10} CF$$

Er sagt, wie weit die höchste Spitze über dem liegt, was das Signal an Leistung tatsächlich abgibt. Als Leistungsverhältnis in dB ausgedrückt spricht man vom *peak-to-average power ratio*, kurz PAPR.

Signalform	Crest factor	PAPR
Rechteck	1,00	0 dB
Sinus	1,414	3,0 dB
Dreieck, Sägezahn	1,732	4,8 dB
Zweiton, gleiche Amplituden	2,00	6,0 dB
Gaußsches Rauschen	etwa 4	etwa 12 dB
OFDM, viele Träger	—	10 bis 13 dB

Wozu man ihn braucht. Er bestimmt die Aussteuerreserve, die eine Stufe über der mittleren Leistung vorhalten muss. Eine Endstufe für 10 W mittlere Leistung muss bei einem Zweiton 40 W Spitzenleistung verkraften — die 3 dB, die in Übung 4 gemessen werden. Bei OFDM sind es eher 12 dB, weshalb solche Sender mit stark verringerter mittlerer Leistung betrieben werden. Dasselbe gilt für Analog-Digital-Umsetzer: der Aussteuerbereich richtet sich nach der Spitze, das Rauschmaß nach dem Effektivwert.

Die zugehörige Leistungsangabe ist die Hüllkurvenspitzenleistung, englisch *peak envelope power* (PEP):

$$P_{\text{PEP}} = \frac{\hat{u}^2}{2R}, \quad P_{\text{mittel}} = \frac{U_{\text{eff}}^2}{R}$$

Im Simulator stehen beide Größen in der Messwertzeile, sobald die Pegelachse auf dBm steht. Sie werden über das *dargestellte* Zeitfenster gebildet — ein zu kurzes Fenster liefert deshalb einen falschen Crest factor, siehe Übung 4.

1.2 Kompression

Jede Stufe verstärkt nur bis zu einem gewissen Pegel linear. Der Kompressionspunkt ist der Pegel, bei dem die Verstärkung um 1 dB unter dem linear extrapolierten Wert liegt; englisch *1 dB compression point*,

geschrieben P1dB. Er markiert das obere Ende des brauchbaren Bereichs.

Oberhalb davon wächst das Ausgangssignal kaum noch, die Kurvenform wird eckiger und der Crest factor sinkt. Genau das führt Übung 2 an der Fouriersumme vor.

1.3 Interceptpunkte

Eine nichtlineare Kennlinie erzeugt aus zwei Tönen neue Frequenzen. Die Produkte dritter Ordnung bei $2f_1 - f_2$ und $2f_2 - f_1$ sind die gefährlichsten, weil sie dicht neben den Nutzsignalen liegen. Sie wachsen mit dem Kubus der Aussteuerung, also 3 dB je 1 dB mehr Eingangspegel, während das Nutzsignal nur 1 dB zulegt.

Verlängert man beide Geraden, schneiden sie sich im *Interceptpunkt dritter Ordnung*. Aus dem gemessenen Abstand a zwischen Grundton und Produkt folgt er unmittelbar:

$$\text{OIP3} = P_{\text{aus}} + \frac{a}{2}, \quad \text{IIP3} = \text{OIP3} - G$$

Bezieht man ihn auf den Eingang, heißt er IIP3, auf den Ausgang OIP3; G ist die Verstärkung. Im Englischen findet man auch TOI für *third-order intercept*. Sinngemäß gilt dasselbe für die zweite Ordnung mit IIP2 und OIP2.

Der IP3 ist die allgemeine Kenngröße, der IP2 eine Spezialgröße. Produkte zweiter Ordnung liegen weitab vom Nutzband und werden in jedem Überlagerungsempfänger von Vorselektion und ZF-Filter erledigt; deshalb ist in der Literatur meist nur vom IP3 die Rede. Wichtig wurde der IP2 erst mit dem Direktmischempfänger, wo die Produkte zweiter Ordnung unmittelbar im Basisband landen und kein Filter mehr hilft. Kapitel 7 des Handbuchs ordnet das ein.

Im Simulator ist die Kennlinie die Stufe, die *hinter* der Verknüpfung liegt: bei Addition und Zweiton ein Verstärker oder ein anderes Zweiton im Signalweg, in der Betriebsart Mischer das Mischelement selbst, bei FM und PM die Stufe hinter dem Modulator. Die Kopfzeile über dem Schirm nennt sie. Ihre Verstärkung ist einstellbar; der eingestellte Interceptpunkt bleibt dabei eingangsbezogen, sodass $\text{OIP3} = \text{IIP3} + G$ gilt.

Der Interceptpunkt ist ein Rechenwert, kein Betriebszustand. Er wird bei kleinem Pegel gemessen und hochgerechnet; erreichen lässt er sich nie, weil die Stufe vorher komprimiert. Als Faustwert liegt er rund 9 dB über dem Kompressionspunkt — für die Kennlinie dieses Simulators sind es 8,96 dB, für ein rein kubisches Modell 9,64 dB. Übung 12 führt die Messung vollständig durch und zeigt zugleich, wie die Extrapolation bei zu großer Aussteuerung unbrauchbar wird.

1.4 Besselfunktionen und das Spektrum der Winkelmodulation

Bei Amplitudenmodulation lassen sich die Seitenlinien mit dem Produktsatz in zwei Zeilen herleiten. Bei Frequenz- und Phasenmodulation geht das nicht, und der Grund ist grundsätzlich: der Modulationsterm steht im *Argument* des Sinus, nicht als Faktor davor.

$$u(t) = \hat{U} \sin(2\pi f_T t + \beta \sin 2\pi f_M t)$$

Ein Sinus vom Sinus lässt sich nicht ausmultiplizieren. Man kann ihn aber in eine Reihe entwickeln, und die Koeffizienten dieser Reihe sind genau die Besselfunktionen erster Art $J_n(\beta)$:

$$u(t) = \hat{U} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(\beta) \sin(2\pi(f_T + n f_M) t)$$

Das Spektrum besteht also aus dem Träger und unendlich vielen Seitenlinienpaaren im Abstand $n \cdot f_M$. Wie stark jede einzelne ist, hängt allein vom Modulationsindex β ab — nicht von der Trägerfrequenz und nicht von der Amplitude.

Was die Besselfunktionen sind

Sie sind die Lösungen der Besselschen Differentialgleichung und treten überall dort auf, wo ein Vorgang in Zylindergeometrie oder in einer Phase periodisch schwingt: bei der schwingenden Kreismembran, bei der Beugung an der Kreisblende und eben bei der Winkelmodulation. Für den Hausgebrauch genügt die Integraldarstellung:

$$J_n(\beta) = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \cos(n\theta - \beta \sin \theta) d\theta$$

Sie verhalten sich wie gedämpfte Schwingungen über β : J_0 beginnt bei eins und schwingt mit abnehmender Höhe um die Nulllinie, jede höhere Ordnung beginnt bei null, setzt später ein und erreicht ihr Maximum weiter rechts. Das erklärt unmittelbar, warum ein größerer Hub mehr Seitenlinien erzeugt.

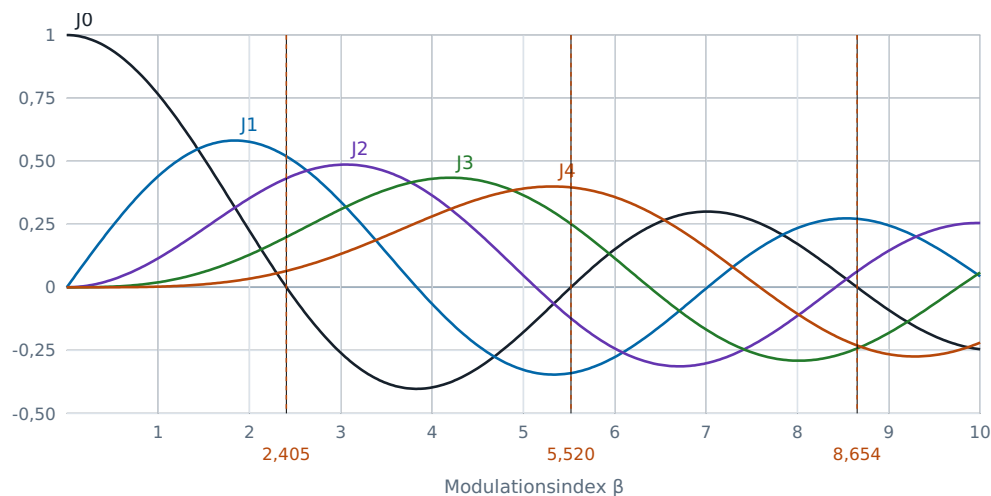


Bild 1 – Besselfunktionen erster Art über dem Modulationsindex. Gestrichelt die Nullstellen von J_0 bei 2,405, 5,520 und 8,654 — dort verschwindet der Träger vollständig.

Die vier Eigenschaften, die man braucht

- **Die Leistung bleibt konstant.** Es gilt $J_0^2 + 2 \cdot \sum J_n^2 = 1$, hier auf acht Stellen nachgerechnet.
Winkelmodulation erzeugt keine zusätzliche Leistung, sie verteilt die vorhandene nur vom Träger auf die Seitenlinien um. Das unterscheidet sie grundlegend von der AM, bei der die Seitenlinien zusätzliche Leistung kosten.
- **Der Träger kann verschwinden.** J_0 hat Nullstellen bei $\beta = 2,405, 5,520$ und $8,654$. Dort steht am Ort der Trägerfrequenz nichts mehr — die Grundlage des Trägernullstellenverfahrens zur Hubkalibrierung.
- **Auch Seitenlinien verschwinden.** J_1 wird bei $\beta = 3,832$ und $7,016$ null. Eine fehlende Linie bedeutet also nicht, dass die Modulation fehlt.

- Die Zahl der nennenswerten Linien wächst mit β . Oberhalb von etwa $n = \beta + 1$ fallen die Werte sehr schnell ab. Genau daraus entsteht die Faustformel von Carson für die Bandbreite.

β	J_0	J_1	J_2	J_3	J_4	J_5
0,5	+0,9385	+0,2423	+0,0306	+0,0026	+0,0002	+0,0000
1	+0,7652	+0,4401	+0,1149	+0,0196	+0,0025	+0,0002
2	+0,2239	+0,5767	+0,3528	+0,1289	+0,0340	+0,0070
2,405	0,0000	+0,5191	+0,4318	+0,1990	+0,0647	+0,0164
3	-0,2601	+0,3391	+0,4861	+0,3091	+0,1320	+0,0430
5	-0,1776	-0,3276	+0,0466	+0,3648	+0,3912	+0,2611

Das negative Vorzeichen bedeutet eine Phasenumkehr der betreffenden Linie. Im Betragsspektrum des Analysators sieht man es nicht, im Zeitverlauf wirkt es sehr wohl. Außerdem gilt $J_{-n} = (-1)^n \cdot J_n$, weshalb die beiden Linien eines Paares stets gleich hoch sind.

Für FM und PM gilt dieselbe Reihe. Der Unterschied steckt allein darin, woraus β entsteht: bei der FM aus Hub geteilt durch Modulationsfrequenz, bei der PM unmittelbar aus dem Phasenhub. Deshalb verändert sich das Linienbild einer FM beim Verstimmen der Modulationsfrequenz, das einer PM nicht. Übung 6 führt genau das vor.

1.5 Warum das bei Hochfrequenzbaugruppen zählt

- **Gerade Ordnungen sind filterbar, ungerade nicht.** $f_1 + f_2$ und die zweiten Harmonischen liegen weit vom Nutzband entfernt. $2f_1 - f_2$ fällt mitten hinein — kein Filter der Welt trennt das noch. Deshalb ist der IP3 die maßgebliche Kenngröße für schmalbandige Systeme.
- **Der IP2 wird dort wichtig, wo kein Filter steht.** Im Direktmischempfänger demoduliert der quadratische Term einen amplitudenmodulierten Störer unmittelbar ins Basisband. Ein IIP2 von 50 bis 70 dBm ist dort eine harte Anforderung, und er hängt allein an der Symmetrie der Schaltung.
- **Der Dynamikbereich ergibt sich aus beiden Enden.** Nach unten begrenzt das Eigenrauschen, nach oben die Intermodulation. Der Abstand dazwischen heißt störungsfreier Dynamikbereich, englisch *spurious-free dynamic range* (SFDR).
- **Der Crest factor entscheidet über die nutzbare Sendeleistung.** Zwei Endstufen mit gleichem Interceptpunkt verhalten sich völlig verschieden, wenn das eine Signal 3 dB und das andere 12 dB Spitzenüberhöhung hat.

1.6 Begriffe deutsch und englisch

deutsch	englisch	Kurzzeichen
Crest factor (Scheitelfaktor)	crest factor	CF
Spitzen-zu-Mittelwert-Verhältnis	peak-to-average power ratio	PAPR
Effektivwert	root mean square value	RMS
Hüllkurvenspitzenleistung	peak envelope power	PEP
1-dB-Kompressionspunkt	1 dB compression point	P1dB
Interceptpunkt dritter Ordnung	third-order intercept point	IP3, TOI
eingangs- bzw. ausgangsbezogen	input- / output-referred	IIP3, OIP3
Intermodulation	intermodulation distortion	IMD
störungsfreier Dynamikbereich	spurious-free dynamic range	SFDR
Rauschbandbreite	equivalent noise bandwidth	ENBW

2 Überlagerung

Die folgenden Übungen sind so angelegt, dass jede Aussage am Gerät nachprüfbar ist. Alle angegebenen Zahlenwerte wurden an der Simulation nachgemessen. Wo nicht anders vermerkt, steht die Pegelachse auf dBm an 50 Ω , das Fenster auf Blackman-Harris und der Frequenzbereich auf automatisch.

Übung 1 Rechteck aus Sinusanteilen

Ziel: Die Fourierreihe im Zeit- und im Frequenzbereich gleichzeitig sehen.

1. Voreinstellung *Rechteck aus Sinusanteilen* aufrufen. Fünf Sinusanteile bei 0,1 bis 0,9 kHz mit den Amplituden 1, 1/3, 1/5, 1/7 und 1/9.
2. Die Kanäle CH5 bis CH2 nacheinander abschalten und den Zeitverlauf beobachten.
3. Wieder zuschalten und im Spektrum die Amplituden ablesen.

Beobachtung. Mit jedem zugeschalteten Anteil werden die Flanken steiler, das Überspringen an der Flanke verschwindet aber nicht. Im Spektrum stehen genau fünf Linien mit 1,000 V, 333,3 mV, 200,0 mV, 142,9 mV und 111,1 mV.

Erklärung. Die Amplituden folgen $1/n$ für ungerade n , die geraden Vielfachen fehlen vollständig — das ist die Fourierreihe des Rechtecks. Das Überspringen von rund 9 % ist das Gibbsche Phänomen: es wird mit steigender Gliederzahl nicht kleiner, sondern rückt nur näher an die Flanke heran.

Übung 2 Wenn der Begrenzer die Fourierreihe ergänzt

Ziel: Erkennen, dass eine nichtlineare Stufe die Kurvenform verbessern kann, ohne dass das Signal richtiger wird.

1. Voreinstellung *Rechteck aus Sinusanteilen* aufrufen, Pegelachse auf dBV, Kennlinie auf *ideal, linear*. Spitze-Spitze und Crest factor notieren.
2. Kennlinie auf *nichtlinear, symmetrisch* stellen, IIP3 = +10 dBm. Dieselben beiden Werte erneut ablesen und den Zeitverlauf vergleichen.
3. Bereich von Hand auf Start 1,3 kHz und Stop 2,5 kHz stellen.
4. Den IIP3 schrittweise auf +15, +20 und +25 dBm erhöhen.
5. Zum Schluss auf *nichtlinear, unsymmetrisch* umschalten und den Gleichanteil in der Messwertzeile beobachten.

Beobachtung. Mit der Kennlinie sieht das Rechteck deutlich besser aus: die Dächer werden flach, der Crest factor fällt von 1,21 auf 1,07. Gleichzeitig halbiert sich die Amplitude, und oberhalb von 1,3 kHz stehen plötzlich Linien, die es vorher nicht gab. Je höher der IIP3, desto schwächer der Effekt.

Kennlinie	U _{ss}	Crest factor	stärkste neue Linie
ideal, linear	1,857 V	1,21	—
symmetrisch, IIP3 +10 dBm	952 mV	1,07	1,5 kHz bei −34,6 dBV
symmetrisch, IIP3 +15 dBm	1,386 V	1,13	1,5 kHz bei −38,4 dBV
symmetrisch, IIP3 +20 dBm	1,670 V	1,18	1,5 kHz bei −45,6 dBV
symmetrisch, IIP3 +25 dBm	1,792 V	1,20	1,5 kHz bei −54,5 dBV

Erklärung. Bei IIP3 = +10 dBm liegt der Sättigungswert bei $k = \hat{U}_{IP3}/2 = 0,5 \text{ V}$, während die Fouriersumme rund 0,93 V Scheitelwert hat — die Stufe arbeitet also tief in der Begrenzung. Die neuen Linien bei 1,5 kHz, 1,7 kHz und 1,9 kHz sind die 15., 17. und 19. Harmonische: der Begrenzer ergänzt genau die Glieder der Fourierreihe, die in der Summe der fünf Kanäle fehlen. Das ist kein Zufall, denn ein idealer Begrenzer stellt aus einem bandbegrenzten Rechteck wieder ein Rechteck her. Das Verhältnis der ursprünglichen fünf Linien bleibt dabei nahezu unverändert bei 1 : 1/3 : 1/5 : 1/7; der Gewinn an Form kommt allein aus der Begrenzung. Das Überspringen verschwindet nicht, es wird abgeschnitten. Für die Fourier-Übung gehört die Kennlinie deshalb auf *ideal, linear*. Die unsymmetrische Stellung bringt hier nur Nachteile: 31,9 mV Gleichanteil, gerade Ordnungen bei 200 und 400 Hz und einen wieder schlechteren Crest factor von 1,13.

Übung 3 Gerade und ungerade Ordnungen unterscheiden

Ziel: Im Spektrum erkennen, ob eine Stufe symmetrisch arbeitet.

1. Aufbau aus Übung 2 beibehalten: *Rechteck aus Sinusanteilen*, Pegelachse dBm, Bereich von Hand auf Start 0 kHz und Stop 5 kHz.
2. Kennlinie auf *nichtlinear, symmetrisch*. Den Abstand der Linien im Spektrum sowie Maximum, Minimum und Gleichanteil notieren.
3. Auf *nichtlinear, unsymmetrisch* umschalten, IIP2 = +20 dBm. Dieselben Werte erneut notieren.
4. Für die Pegel der neuen Linien den Ausschnitt jeweils eng um 200 Hz, 400 Hz und 600 Hz legen.
5. Den IIP2 von +20 auf +40 dBm erhöhen.

Beobachtung. Bei der symmetrischen Kennlinie stehen die Linien im Abstand von 200 Hz, bei der unsymmetrischen im Abstand von 100 Hz — es kommt eine zweite Linienfamilie hinzu, während die erste nahezu unverändert bleibt. Gleichzeitig erscheint ein Gleichanteil, und Maximum und Minimum sind nicht mehr gleich groß. Ein um 20 dB höherer IIP2 senkt die neuen Linien und den Gleichanteil um genau 20 dB.

Größe	symmetrisch	unsymmetrisch, IIP2 +20 dBm	unsymmetrisch, IIP2 +40 dBm
100 Hz	+5,3 dBm	+5,1 dBm	+5,3 dBm
300 Hz	−4,4 dBm	−4,6 dBm	−4,4 dBm
200 Hz	nicht vorhanden	−41,5 dBm	−62,0 dBm
400 Hz	nicht vorhanden	−42,2 dBm	−63,1 dBm
Gleichanteil	0 V	31,9 mV	2,96 mV
Maximum / Minimum	+476 / −476 mV	+492 / −432 mV	+478 / −474 mV
Crest factor	1,07	1,13	1,07

Erklärung. Die Fouriersumme hat Halbwellensymmetrie, $u(t + T/2) = -u(t)$; daraus folgt, dass nur ungerade Harmonische auftreten. Eine ungerade Kennlinie erhält diese Eigenschaft, das Spektrum bleibt deshalb auf ungerade Vielfache beschränkt — der Begrenzer ergänzt Linien bei 1100, 1300 und 1500 Hz, aber keine einzige dazwischen. Der quadratische Term zerstört die Symmetrie: ein Quadrat

bildet Summen und Differenzen, und Summe wie Differenz zweier ungerader Zahlen sind stets gerade. Jedes Quadrat mit sich selbst liefert zusätzlich den Gleichanteil. Alle Produkte der zweiten Ordnung landen also zwangsläufig auf geraden Vielfachen und bei 0 Hz. Dass die neuen Linien keinem $1/n$ -Gesetz folgen, liegt daran, dass zu jeder von ihnen mehrere Paarungen beitragen, die sich je nach Vorzeichen verstärken oder teilweise aufheben; bei 1000 Hz überwiegt die Auslöschung. Im Zeitverlauf zeigt sich dieselbe Unsymmetrie als unterschiedlich hohes oberes und unteres Dach — genau die Eigenschaft, die in der Messtechnik als Interceptpunkt zweiter Ordnung quantifiziert wird.

Übung 4 Schwebung und die Falle der Zeitbasis

Ziel: Verstehen, warum ein zu kurzes Zeitfenster falsche Messwerte liefert.

1. Voreinstellung *Schwebung*: 0,1 und 0,11 kHz, je 1 V.
2. Zeitbasis auf *automatisch* lassen und Spitze–Spitze sowie den Crest factor notieren.
3. Automatik abschalten und die Zeitbasis auf 2 ms/Div stellen, also zwei Trägerperioden.
4. Die Messwerte erneut ablesen.

Beobachtung. Bei automatischer Zeitbasis zeigt das Gerät 3,989 V Spitze–Spitze und den Crest factor 1,99. Bei 2 ms/Div sinkt der Crest factor auf etwa 1,5, obwohl sich am Signal nichts geändert hat.

Erklärung. Alle Messwerte beziehen sich auf das dargestellte Zeitfenster. Zwei Trägerperioden erfassen die Hüllkurve nicht, deren Periode mit $1/(110 \text{ Hz} - 100 \text{ Hz}) = 100 \text{ ms}$ hundertmal länger ist. Genau derselbe Fehler entsteht am realen Oszilloskop. Die Automatik richtet sich deshalb nach der Wiederholrate des Gesamtsignals, nicht nach der höchsten Frequenz.

Übung 5 Zweiton: Crest factor und Hüllkurvenspitze

Ziel: Den Zusammenhang zwischen mittlerer Leistung und PEP messen.

1. Voreinstellung *Zweiton*: 1,0 und 1,1 kHz, je 1 V, Pegelachse dBm.
2. Crest factor, Leistung an 50 Ω und Hüllkurvenspitze ablesen.
3. CH2 abschalten und dieselben drei Werte erneut ablesen.

Beobachtung. Mit zwei Tönen: Crest factor 2,00, mittlere Leistung 13,01 dBm, Hüllkurvenspitze 16,02 dBm. Mit einem Ton: Crest factor 1,41, Leistung 10,00 dBm, Hüllkurvenspitze ebenfalls 10,00 dBm.

Erklärung. Zwei gleich große Töne addieren sich im Scheitel zu $2 \cdot \hat{U}$, während der Effektivwert nur um $\sqrt{2}$ steigt. Der Crest factor verdoppelt sich daher von $\sqrt{2}$ auf 2, und die Hüllkurvenspitzenleistung liegt 3 dB über der mittleren Leistung. Deshalb wird die Aussteuerbarkeit eines Senders am Zweiton geprüft und nicht am Einzelton.

3 Modulation

Übung 6 Modulationsgrad aus dem Spektrum

Ziel: Den Modulationsgrad einer AM allein aus den Linienpegeln bestimmen.

1. Voreinstellung AM mit Träger, $m = 0,5$: Multiplikation aus Träger 1 kHz und einem Modulationskanal mit 1 V Gleichanteil und 0,5 V Amplitude.
2. Pegel von Träger und einer Seitenlinie ablesen und die Differenz bilden.
3. Den Gleichanteil von CH2 auf 0,5 V verringern und erneut ablesen.

Beobachtung. Zunächst Träger +10,0 dBm, Seitenlinien -2,0 dBm, also 12 dB Abstand. Nach der Änderung beträgt der Abstand nur noch 6 dB, und im Zeitverlauf berührt die Hüllkurve die Nulllinie.

$$m = 2 \cdot 10^{-a/20}$$

12 dB ergeben $m = 0,5$, sechs dB ergeben $m = 1$. Bei $m = 1$ ist die Aussteuerungsgrenze erreicht; darüber entsteht Übermodulation mit Phasensprüngen in der Hüllkurve.

Erklärung. Aus dem Seitenlinienabstand a in dB folgt der Modulationsgrad unmittelbar:

Übung 7 Trägernullstelle bei der FM

Ziel: Die Besselfunktion als Amplitudengesetz der FM nachweisen.

1. Voreinstellung Bessel-Spektrum, $\beta = 2$: Träger 10 kHz, Modulation 1 kHz mit 1 V, Hub 2000 Hz/V. Pegelachse auf linear stellen.
2. Start 9,7 kHz, Stop 10,3 kHz eingeben, damit nur die Trägerlinie im Bild ist.
3. Den Hub schrittweise auf 0, 1000, 2000, 2405 und 3000 Hz/V stellen und den Trägerpegel notieren.

Beobachtung. Der Träger verschwindet bei einem Hub von 2405 Hz/V fast vollständig; er fällt von 1,000 V auf 90,6 μ V, also um 81 dB.

Hub	β	Träger simuliert	$J_0(\beta)$ theoretisch
0 Hz/V	0,000	1,000 V	1,0000
1000 Hz/V	1,000	765,2 mV	0,7652
2000 Hz/V	2,000	223,9 mV	0,2239
2405 Hz/V	2,405	90,6 μ V	0,0000
3000 Hz/V	3,000	260,1 mV	0,2601

Erklärung. Der Modulationsindex ist $\beta = \Delta f / f_M$, die Trägeramplitude folgt $J_0(\beta)$. Deren erste Nullstelle liegt bei $\beta = 2,405$. Bei Hub 2405 Hz/V und 1 kHz Modulationsfrequenz ist genau dieser Punkt erreicht. Die Trägernullstelle ist ein klassisches Verfahren zur Hubkalibrierung: man erhöht den Hub, bis der Träger verschwindet, und kennt ihn dann exakt.

Übung 8 FM gegen PM

Ziel: Den Unterschied im Verhalten bei sinkender Modulationsfrequenz erkennen.

1. Betriebsart *FM*, Träger 10 kHz, Modulation 1 kHz mit 1 V, Hub 2000 Hz/V. Die Zahl der erkennbaren Seitenlinienpaare zählen.
2. Die Modulationsfrequenz auf 0,5 kHz halbieren und erneut zählen.
3. Dasselbe in der Betriebsart *PM* mit 90°/V wiederholen.

Beobachtung. Bei der FM verdoppelt sich der Modulationsindex durch das Halbieren der Modulationsfrequenz, es treten deutlich mehr Seitenlinien auf. Bei der PM bleibt das Linienbild in seiner Form erhalten und rückt lediglich enger zusammen.

Erklärung. Bei der FM ist $\beta = \Delta f / f_M$ und hängt damit von der Modulationsfrequenz ab; bei der PM ist β gleich dem Phasenhub und von ihr unabhängig. Das ist der Grund für die Preemphasis in FM-Rundfunksendern: ohne sie hätten tiefe Töne einen weit größeren Hub als hohe.

4 Mischung und Verzerrung

Übung 9 Idealer Multiplizierer oder Mischer?

Ziel: Den Unterschied zwischen einem Produkt und einer Kennlinie auf der Summe erkennen.

1. Zurücksetzen, dann CH1 auf 0,1 kHz und CH2 auf 0,25 kHz stellen, beide mit 0,1 V. Pegelachse dBm.
2. Betriebsart *Multiplikation*, Kennlinie *ideal, linear*. Linien notieren.
3. Kennlinie auf *nichtlinear, symmetrisch* stellen, IIP3 = +10 dBm.
4. Betriebsart *Mischer*, Kennlinie *nichtlinear, unsymmetrisch*, IIP2 = +20 dBm.

Beobachtung. Im ersten Fall stehen genau zwei Linien bei 150 Hz und 350 Hz, sonst nichts oberhalb von -100 dBc. Im zweiten kommen Vielfache dieser beiden hinzu, aber nichts bei 50 Hz oder 450 Hz. Erst im dritten Fall erscheint die volle Tafel.

Erklärung. Der ideale Multiplizierer liefert nur $f_2 - f_1$ und $f_1 + f_2$; der Produktsatz ist eine Identität ohne Restglied. Eine Kennlinie *hinter* dem Multiplizierer sieht bereits das Produkt und erzeugt daraus nur Vielfache von 150 und 350 Hz. Produkte der Form $m \cdot f_1 \pm n \cdot f_2$ entstehen ausschließlich, wenn die Kennlinie auf der *Summe* beider Signale arbeitet — genau das ist ein Mischer.

Übung 10 Symmetrisch oder unsymmetrisch

Ziel: Erkennen, welche Ordnungen eine symmetrische Kennlinie unterdrückt.

1. Aufbau aus Übung 9 in der Betriebsart *Mischer* belassen.
2. Zwischen *symmetrisch* und *unsymmetrisch* hin- und herschalten und dabei 150 Hz, 350 Hz, 200 Hz und 0 Hz beobachten.
3. Bei unsymmetrischer Kennlinie den IIP2 von +20 auf +40 dBm erhöhen.

Beobachtung. Die symmetrische Kennlinie erzeugt weder Summen- noch Differenzfrequenz, weder die zweiten Harmonischen noch einen Gleichanteil. Ein um 20 dB höherer IIP2 senkt alle geraden Produkte um 20 dB, lässt die ungeraden aber unberührt.

Erklärung. Eine ungerade Kennlinie enthält nur ungerade Potenzen; gerade Ordnungen fehlen vollständig. Das entspricht einer Gegentakt- oder Differenzstufe. Praktische Bedeutung hat der IIP2 vor allem im Direktmischempfänger: dort demoduliert der quadratische Term einen amplitudenmodulierten Störer unmittelbar ins Basisband, wo kein Filter mehr hilft. Der Gleichanteil erklärt zugleich den Basisbandversatz solcher Empfänger.

Übung 11 Der Schaltmischer

Ziel: Zeigen, warum ein doppelt symmetrierter Mischer nicht unter die Kennlinienmodelle fällt.

1. Voreinstellung *Schaltmischer mit Rechteck-LO*: Multiplikation aus Sinus 0,1 kHz und Rechteck 1 kHz, Pegelachse dBV, Kennlinie linear.
2. Nacheinander die Bereiche 0,8–1,2 kHz, 2,8–3,2 kHz, 4,8–5,2 kHz und 6,8–7,2 kHz einstellen und die

Pegel notieren.

Beobachtung. Es stehen Linienpaare bei $n \cdot f_{LO} \pm f_{RF}$ für alle ungeraden n , mit Pegeln im Verhältnis 1 : 1/3 : 1/5 : 1/7.

Bereich	Linien	Pegel	Verhältnis
0,8–1,2 kHz	0,9 und 1,1 kHz	–3,9 dBV	1
2,8–3,2 kHz	2,9 und 3,1 kHz	–13,5 dBV	1/3
4,8–5,2 kHz	4,9 und 5,1 kHz	–17,9 dBV	1/5
6,8–7,2 kHz	6,9 und 7,1 kHz	–20,8 dBV	1/7

Erklärung. Ein doppelt symmetrierter Mischer verzerrt nicht, er schaltet: das RF-Signal wird mit einer Rechteckfunktion des LO multipliziert. Dessen Fourierreihe enthält die ungeraden Harmonischen mit $1/n$, und jede davon mischt das RF-Signal nach oben und unten. Das ist die Spur-Tafel eines Diodenringmischers — und der Grund, warum ein LO-Rechteck bei 1 kHz auch ein Signal bei 2,9 kHz in die ZF holt.

Übung 12 Interceptpunkt dritter Ordnung messen

Ziel: Eine TOI-Messung vollständig durchführen und die Grenzen der Extrapolation sehen.

1. Voreinstellung *Zweiton* aufrufen: 1,0 und 1,1 kHz, Pegelachse dBm.
2. Die Amplitude beider Kanäle auf 0,1 V stellen, damit die Stufe weit unterhalb der Kompression arbeitet.
3. Kennlinie auf *nichtlinear, symmetrisch* stellen, IIP3 = +10 dBm.
4. Pegel eines Grundtons und eines IM3-Produkts bei 0,9 bzw. 1,2 kHz ablesen.
5. Die Amplitude beider Kanäle gemeinsam in Schritten verändern und jeweils beide Pegel notieren.
6. Aus jeder Messung den Ausgangs-Interceptpunkt berechnen.
7. Zum Schluss die Verstärkung der Stufe von 0 auf 20 dB stellen und dieselbe Messung bei 0,1 V wiederholen.

Beobachtung. Fünf Messpunkte im Abstand von jeweils 5 dB ergeben die Reihe unten. Der Abstand zwischen Grundton und IM3 wächst dabei um 15 dB je 5 dB weniger Grundtonpegel. Mit 20 dB Verstärkung steigen Grundton und Produkt gemeinsam um 20 dB — der Abstand bleibt bei 40,3 dB, der Ausgangs-Interceptpunkt wandert von +9,85 auf +29,85 dBm.

$\hat{U}$ je Ton	Grundton	IM3	Abstand	daraus OIP3
31,6 mV	–20,0 dBm	–80,1 dBm	60,1 dB	+10,05 dBm
56,2 mV	–15,1 dBm	–65,2 dBm	50,1 dB	+9,95 dBm
100 mV	–10,3 dBm	–50,6 dBm	40,3 dB	+9,85 dBm
178 mV	–5,7 dBm	–36,7 dBm	31,0 dB	+9,80 dBm
316 mV	–2,1 dBm	–24,7 dBm	22,6 dB	+9,20 dBm

Erklärung. Für kleine Aussteuerung gilt $OIP3 = P_{Ton} + a/2$ mit dem Abstand a in dB. Das IM3-Produkt steigt mit dem Kubus der Aussteuerung, also 3 dB je 1 dB — daher die Steigung 3:1 und die Extrapolation auf den Schnittpunkt. Dass der berechnete Wert bei großer Aussteuerung nach unten

wandert, ist kein Rechenfehler, sondern die einsetzende Kompression: der Grundton wächst dort nicht mehr linear. Genau deshalb bestimmt man den TOI bei kleinem Pegel und rechnet hoch, statt ihn direkt zu messen. Die Verstärkung verschiebt nur den Ausgangsbezug: der Abstand zwischen Grundton und Produkt bleibt unverändert, weshalb der eingangsbezogene IIP3 dieselbe Größe bleibt.

Übung 13 Wenn Mischprodukte sich auslöschen

Ziel: Zeigen, dass eine fehlende Linie nicht bedeuten muss, dass es sie nicht gibt.

1. Betriebsart *Mischer*, Kennlinie unsymmetrisch. CH1 auf 0,1 kHz, CH2 auf 0,3 kHz, beide 0,1 V.
2. Start 0,4 kHz, Stop 0,6 kHz eingeben. Bei 500 Hz müsste ein Produkt dritter Ordnung stehen.
3. CH2 auf 0,305 kHz verstimmen und dieselbe Stelle erneut betrachten.

Beobachtung. Bei 0,3 kHz ist bei 500 Hz praktisch nichts zu sehen. Nach dem Verstimmen stehen dort zwei Linien bei 505 und 510 Hz.

Erklärung. Bei $f_2 = 3 \cdot f_1$ fallen zwei Produkte dritter Ordnung zusammen: $2f_1 + f_2 = 500$ Hz und $f_1 - 2f_2 = -500$ Hz. Sie haben denselben Betrag und entgegengesetztes Vorzeichen und heben sich exakt auf. Sobald das Frequenzverhältnis nicht mehr ganzzahlig ist, trennen sie sich und werden beide sichtbar. Für die Praxis heißt das: eine Spur-Tafel nach m und n sagt, wo etwas liegen *kann*; ob es dort steht, entscheidet auch die Phasenlage.

5 Auflösung, Fenster, Rauschen

Übung 14 Auflösung hängt an der Aufzeichnungsdauer

Ziel: Die Kopplung $\Delta f = 1/T$ am Gerät nachvollziehen.

1. Betriebsart der FFT auf *an Zeitbasis gekoppelt* stellen.
2. Zeitbasis nacheinander auf 0,2 ms/Div, 2 ms/Div und 20 ms/Div stellen und jeweils Δf in der Zeile unter dem Diagramm ablesen.
3. Bei 0,2 ms/Div zusätzlich die FFT-Länge von 4096 auf 32768 erhöhen.

Beobachtung. Die Auflösung folgt der Zeitbasis: 500 Hz, 50 Hz, 5 Hz. Das Erhöhen der FFT-Länge ändert Δf überhaupt nicht, es vergrößert nur den darstellbaren Frequenzbereich.

Erklärung. Über der erfassten Aufzeichnung gilt zwingend $\Delta f = 1/T$. Mehr Punkte bei gleicher Aufzeichnungsdauer bedeuten eine höhere Abtastrate und damit eine höhere obere Grenzfrequenz, aber keine feinere Auflösung. Wer Linien trennen will, braucht Zeit — am Wobbelanalysator bezahlt man sie mit der Sweepzeit, an der FFT mit der Aufzeichnungsdauer. Die freie Betriebsart des Simulators verdeckt diesen Zusammenhang, weil sie die Abtastrate aus dem gewünschten Ausschnitt ableitet.

Übung 15 Die richtige Fensterfunktion

Ziel: Den Zielkonflikt zwischen Amplitudentreue und Trennschärfe erleben.

1. Zurücksetzen, nur CH1 aktiv, Signalform Sinus, 1,0025 kHz, 1 V. Bereich von Hand auf Start 0 kHz und Stop 5 kHz, damit $\Delta f = 5$ Hz beträgt.
2. Der Reihe nach Rechteck, Hamming, Hann, Blackman-Harris und Flat-Top wählen und den angezeigten Pegel notieren.
3. Anschließend CH2 mit 1,25 kHz und 4 mV zuschalten, Pegelachse auf dBV, und prüfen, bei welchem Fenster die schwache Linie erkennbar ist.

Beobachtung. Der Pegel der 1-V-Linie wandert von 637,4 mV beim Rechteckfenster auf 998,9 mV beim Flat-Top. Die schwache Nachbarlinie verschwindet beim Rechteckfenster im Leckteppich und tritt bei Blackman-Harris klar hervor.

Erklärung. Die Linie liegt absichtlich genau zwischen zwei Bins. Dort fehlen dem Rechteckfenster 3,92 dB, dem Hann-Fenster 1,42 dB und dem Flat-Top nur 0,01 dB. Dafür ist die Hauptkeule des Flat-Top mit $3,77 \cdot \Delta f$ fast viermal so breit wie beim Rechteckfenster. Also: Flat-Top zum Messen von Pegeln, Blackman-Harris zum Auffinden schwacher Linien neben starken, Hann als Kompromiss.

Übung 16 Rauschteppich und FFT-Länge

Ziel: Verstehen, warum ein Träger stehen bleibt und der Rauschteppich fällt.

1. Voreinstellung *Noise overlay*: Sinus 1 kHz mit 0,1 V und Rauschen mit 20 kHz Bandbreite, ebenfalls 0,1

V. Pegelachse dBV.

2. Start 0,9 kHz, Stop 1,1 kHz eingeben und den Trägerpegel bei 4096 und bei 32768 Punkten ablesen.
3. Dann Start 3 kHz, Stop 7 kHz eingeben und den Rauschteppich bei denselben beiden Längen vergleichen.

Beobachtung. Der Träger steht bei beiden Längen unverändert auf $-19,9$ dBV. Der Rauschteppich sinkt dagegen sichtbar ab.

Erklärung. Ein diskreter Träger steckt vollständig in einem Bin; seine Amplitude ist von der Auflösung unabhängig. Rauschen verteilt sich dagegen über alle Bins, und je Bin wird nur die Leistung innerhalb der Rauschbandbreite erfasst. Halbiert man Δf , halbiert sich diese Bandbreite und der Teppich fällt um 3 dB. Genau daran unterscheidet man am Analysator einen schwachen Träger von einer Rauschspitze: Auflösung ändern und schauen, was mitgeht. Die Zahlenwerte der Linienbeschriftung taugen dafür übrigens nicht — sie markiert die größte von immer mehr Zufallsspitzen und fällt deshalb langsamer als der Teppich. Rauschen misst man mit Mittelung, nicht mit dem Spitzenwertmarker.

Hinweis zu den Zahlenwerten. Alle in diesem Kapitel genannten Messwerte stammen aus der Simulation selbst und wurden gegen die Theorie geprüft: die Fourierkoeffizienten des Rechtecks, die Besselfunktionen der Winkelmodulation, die Rauschbandbreiten der Fensterfunktionen und die 3:1-Steigung der Intermodulationsprodukte. Abweichungen in der letzten angezeigten Stelle sind Rundung, nicht Modellfehler.