

Labor für Nachrichtentechnik an der Dualen
Hochschule Baden Württemberg in
Friedrichshafen

Der DBM (= Double Balanced Mixer) als „RF-Mixer“ = Mischer im HF- Bereich

Autor:

Gunthard Kraus, DG8GB, Oberstudienrat i. R.
Gastdozent an der Dualen Hochschule Baden Württemberg

Email: mail@gunthard-kraus.de

Homepage: www.gunthard-kraus.de

1 Einführung

Zunächst muss eine grundsätzliche Sache geklärt werden:

Der RF-Mixer hat überhaupt nichts mit einem „Audio-Mixer“ gemeinsam, bei dem nur verschiedene Signale zusammenaddiert werden!

Ein RF-Mixer (= HF – Mischer) ist grundsätzlich ein „Threeport“ –Baustein (= Dreitor) mit drei Anschlüssen, bei dem **zwei Eingangssignale miteinander multipliziert werden.**

Dadurch kann man z. B. die Frequenz von Signalen verändern, ohne dass die darin enthaltenen Informationen darunter leiden (Fachausdruck: „Frequenz-Umsetzung“).

Er besitzt also **zwei Eingänge** und **einen Ausgang**:

- a) Den Eingang für die Information, deren Frequenz umgesetzt werden soll (Name: **RF = radio frequency signal**). Es soll eine **kleine Amplitude** aufweisen.
- b) Den Eingang für das Signal, das die Frequenzumsetzung bewirkt (Name: **LO = local oscillator signal**). Es muss stets eine **große Amplitude** aufweisen
- c) Den Ausgang, an dem die umgesetzten Signale zur Verfügung stehen (Name: **IF = intermediate frequency**)

Die Multiplikation der beiden Eingangssignale hat ein erstaunliches Ergebnis, denn dafür gibt es (bei Sinusform der beiden Eingangsspannungen) den „Cosinussatz“ in der Mathematik:

$$\cos(\alpha) \cdot \cos(\beta) = \frac{1}{2} [\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta)]$$

Wenn man die rechte Seite der Formel betrachtet, erkennt man:

Nach dem Durchlaufen dieser Schaltung sind die **beiden zugeführten Eingangssignale am Ausgang plötzlich verschwunden. Dafür beobachtet man dort **ihre Summenfrequenz und ihre Differenzfrequenz!****

Die praktischen Mixerschaltungen unterscheiden sich je nach Aufwand und vorgesehenem Einsatzgebiet und es existieren viele Varianten. Man kann sie jedoch in **drei Gruppen** einteilen:

- a) **Echte Multiplizierer**
- b) **Additive Mixerschaltungen**
- c) **Geschaltete Mixer** (= Switched Mixers = Single Balanced Mixer und Double Balanced Mixer usw. Sie arbeiten beim LO-Signal mit einem rechteckförmigen Signalverlauf).

Wichtig:

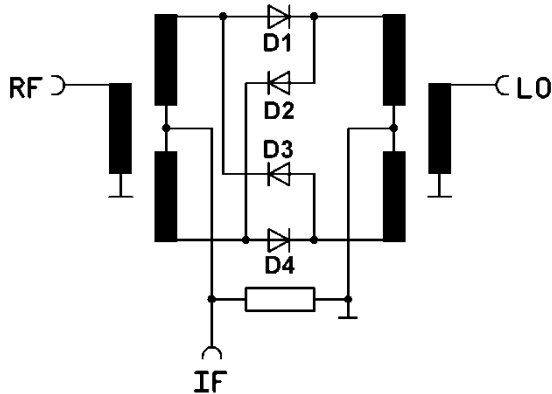
Der „**echte Multiplizierer**“ ist auf allerhöchste Linearität gezüchtet und versucht, den obigen Cosinussatz möglichst perfekt -- auch bei großen Signalamplituden -- umzusetzen. Das schafft er, aber oft nur bis zu einigen MHz. Er wird z. B. für Aufgaben verwendet, bei denen „amplitudenmoduliert“ wird oder wo es auf minimalste Verzerrungen ankommt. Bei dieser Schaltung dürfen beide Eingangssignale gleich groß sein.

Der „**Additive Mixer**“ ist sehr einfach aufgebaut und schiebt den Arbeitspunkt bei einem Bauteil mit krummer Kennlinie (= Diode, Transistor, FET...) im Rhythmus des großen LO-Signals zwischen großer und kleiner Kennlinien-Steilheit hin und her. Dadurch ändert sich die Amplitude des gleichzeitig vorhandenen kleinen RF-Signals ebenfalls im Rhythmus des LO-Signals und das bedeutet wieder die gewünschte Multiplikation beider Signale.

Vorteil: einfach und billig. Wird oft bei sehr hohen Frequenzen (z. B. 50 ... 100 GHz) eingesetzt, bei denen andere Mixerschaltungen nicht mehr so recht mitkommen..

Nachteil: steigt die Amplitude des kleinen RF-Signals an, so entstehen Oberwellen, die sich wieder zusätzlich mit den Oberwellen des LO-Signals mischen. Das führt zu einem kompletten „Urwald“ an zusätzlichen neuen und meist unerwünschten Mischprodukten und Signalen.

Die „**Switched Mixers**“ (insbesondere der **Double Balanced Mixer = DBM**) bilden die Arbeitspferde der Nachrichtentechnik. Dieses in der gesamten Kommunikationstechnik unentbehrliche Teil gibt es in **passiver wie auch in aktiver Version**.



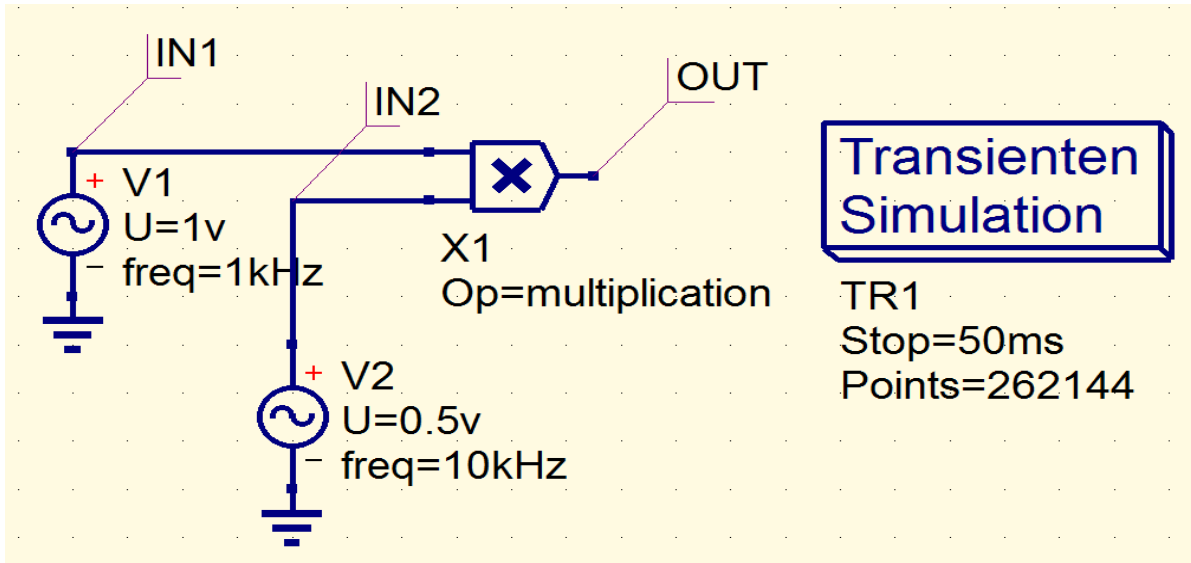
Am weitesten verbreitet ist die **passive Version des DBMs** als „Ringmodulator“ und wir wollen uns mal ihre Prinzipschaltung ansehen. Sie besteht aus einem Ring von 4 schnellen Schottky-Dioden (bitte aufpassen: sie sind **NICHT** so gepolt wie beim Brückengleichrichter!) sowie zwei Übertragern. Jeder Übertrager ist mit drei gleichen Wicklungen ausgestattet. Die beiden Sekundärwicklungen werden dabei in Reihe geschaltet und die „Mittenanzapfung“ herausgeführt.

Und so funktioniert das mit der Multiplikation: durch das (große) LO-Signal werden bei dessen positiver Halbwelle -- also bei der Amplitude „+1“ -- die beiden in Reihe liegenden Dioden D2 und D4 eingeschaltet. Bei der negativen Halbwelle dagegen -- sie entspricht der Amplitude „-1“ -- werden die beiden Dioden D1 und D3 als elektronische Schalter betrieben. So wird das von links kommende RF-Signal entweder über die untere bzw. die obere Trafowicklung zum IF-Ausgang geleitet. Da die Spannungen dieser beiden Sekundärwicklungen jedoch gegenphasig sind, erreicht man auf diese Weise ein **Umpolen des RF-Signals im Rhythmus des LO-Signals. Und genau das entspricht der Multiplikation einer Sinusspannung mit einem Rechtecksignal, das die Amplitude „+1“ bzw. „-1“ besitzt.**

Vorteile: sehr verzerrungsarm. Bei richtiger Konstruktion sehr breitbandig (z. B. von Null bis 5 GHz, in Spezial-Microstrip-Versionen bis weit über 50GHz) und auch von der Anpassung her ohne Probleme. Braucht keine Betriebsspannung, verlangt aber an allen Ports möglichst exakt den Systemwiderstand von 50 Ω als Innen- oder Abschlusswiderstand. Wird von vielen Firmen in großen Stückzahlen hergestellt und vertrieben, kostet also nicht viel. Ist im Einsatz völlig laiensicher und kann wie ein Bauklötzchen benützt werden, da er meist schon mit drei passenden HF-Buchsen (BNC- oder N- oder SMA-Steckverbindern etc.) ausgeliefert wird.

Nachteile: wegen der fehlenden Betriebsspannung **muss die „Schaltleistung“ für die Schottky-Dioden komplett vom LO-Signal aufgebracht werden** -- es sind also recht große LO-Pegel nötig, um die Dioden schnell ein- und auszuschalten. Es ist keine Verstärkung möglich, deshalb besitzt der Baustein grundsätzlich eine **Dämpfung** (typischer Praxiswert: zwischen 5 und 8dB) und verschlechtert deshalb das Rauschverhalten eines Systems. Da kann als Konsequenz: mehr Vorverstärkung bei einem Empfänger nötig sein.

2. Simulation eines echten Multiplizierers

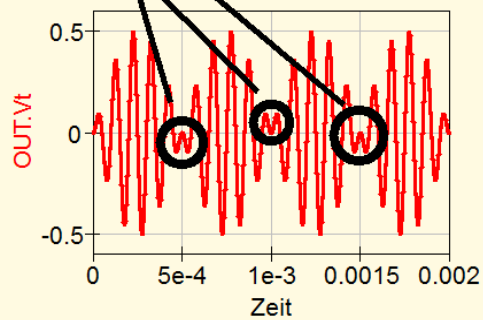
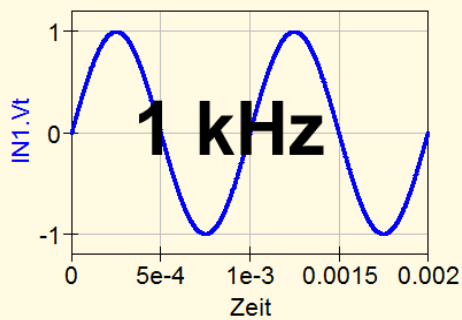


Das ist keine schwierige Übung, da uns in „**Komponenten / Systemkomponenten**“ der Baustein „**Operation**“ zur Verfügung steht. Allerdings muss man nach dem Absetzen wieder „mit rechts“ auf das Schaltzeichen klicken und „Eigenschaften editieren“ aufrufen. Dann kann man sehr einfach auf „**multiplication**“ umstellen. Und die bereits voreingestellte Zahl von 2 Eingängen ist genau richtig.

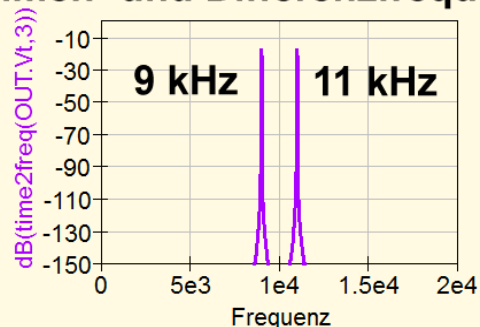
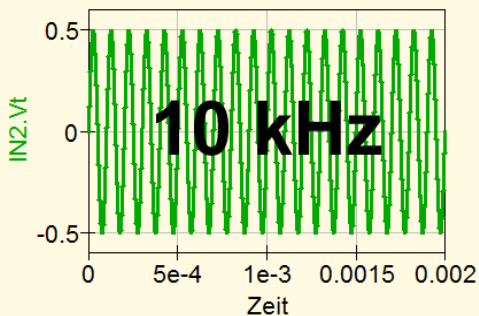
Am Ausgang können wir uns die beiden Eingangssignale, das Ergebnis der Multiplikation und schließlich auch das Frequenzspektrum mit Summen- und Differenzfrequenz ansehen.

Bitte genau beim Ausgang hinschauen: durch die Multiplikation wird nicht nur die Amplitude des 10 kHz-Signals im Rhythmus der 1 kHz-Spannung verändert. Sobald beim 1 kHz die negative Halbwelle beginnt, wird sich auch die Phase der 10 kHz-Spannung umkehren („Phasensprung“).

Produkt mit markiertem Phasensprung

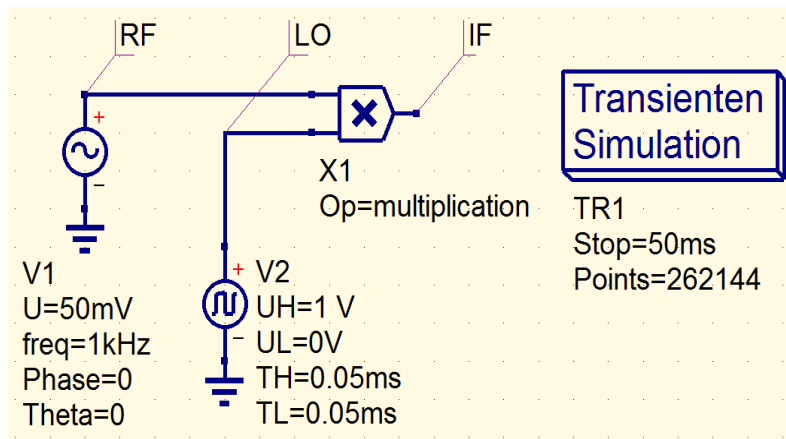


Frequenzspektrum mit Summen- und Differenzfrequenz



3. Der Multiplizierer als Switched Single Balanced Mixer1

Das ist eine einfache Übung, denn wir müssen nur auf folgende Betriebsart umsteigen:

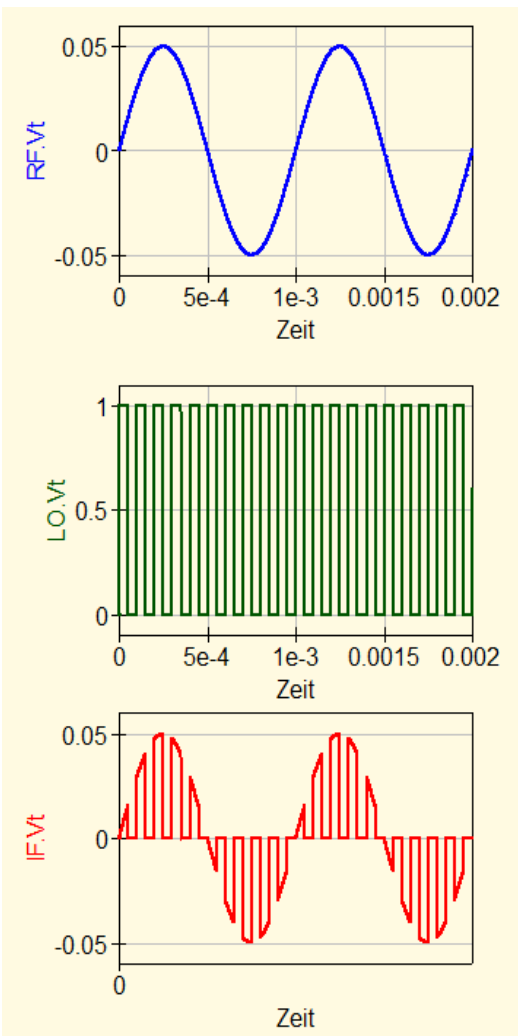


a) Das Signal „RF“ stellt das sogenannte „RF-Signal“ (= Radio Frequency Signal) dar. Es besitzt (im Normalfall) nur eine kleine Amplitude von weniger als 50 mV, da es in der Frequenz umgesetzt werden soll und dabei nur möglichst wenig unerwünschte Effekte und Verzerrungen entstehen dürfen.

b) Das Signal „LO“ weist Rechteckform auf, heißt „LO-Signal“ (= Local Oscillator Signal) und dient als „EIN / AUS-Schaltspannung“. Deshalb findet man dort Amplituden bis zu einigen Volt

(...denn damit müssen z. B. schnelle Schottkydioden in Picosekunden aus- und eingeschaltet werden). Hier ist es ein Puls-Signal mit 1 V Spitzenwert und einem Minimalwert von Null Volt.

c) Das Ausgangssignal hat die Bezeichnung „IF“ (= Intermediate Frequency).

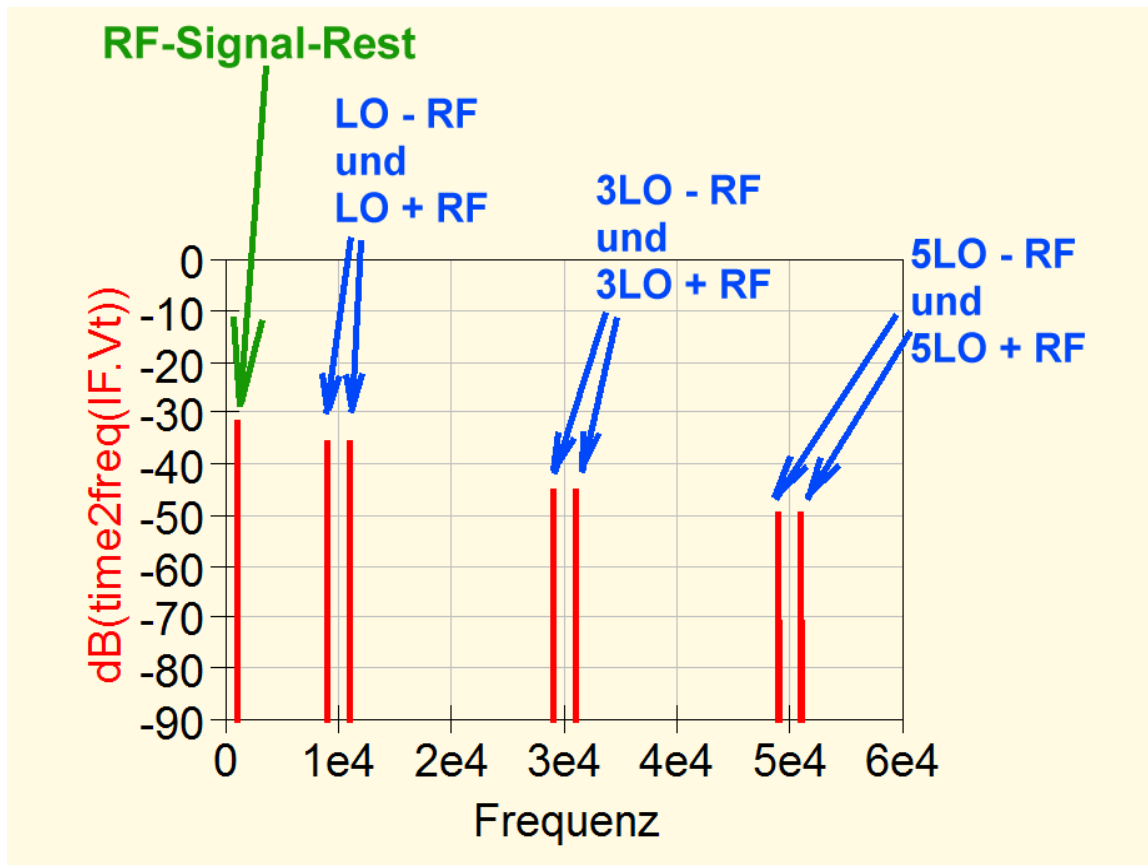


Das RF-Signal mit einem Spitzenwert der Urspannung von 50 mV und der Frequenz $f = 1 \text{ kHz}$...

...wird durch das LO-Signal (das wie ein EIN / AUS-Schalter wirkt)...

...sozusagen „zerhackt“.

Und es wird interessant sein, das zugehörige neue Frequenzspektrum über die FFT zu untersuchen.



Zuerst finden wir bei 1 kHz noch die RF-Spannung, wobei ihre Amplitude durch die „Schalterei“ vermindert wurde.

Dann folgen Linien-Pärchen, die sich um die Frequenzen 10 kHz / 30 kHz / 50 kHz usw. herum gruppieren. Ihre Ursache ist leicht zu finden:

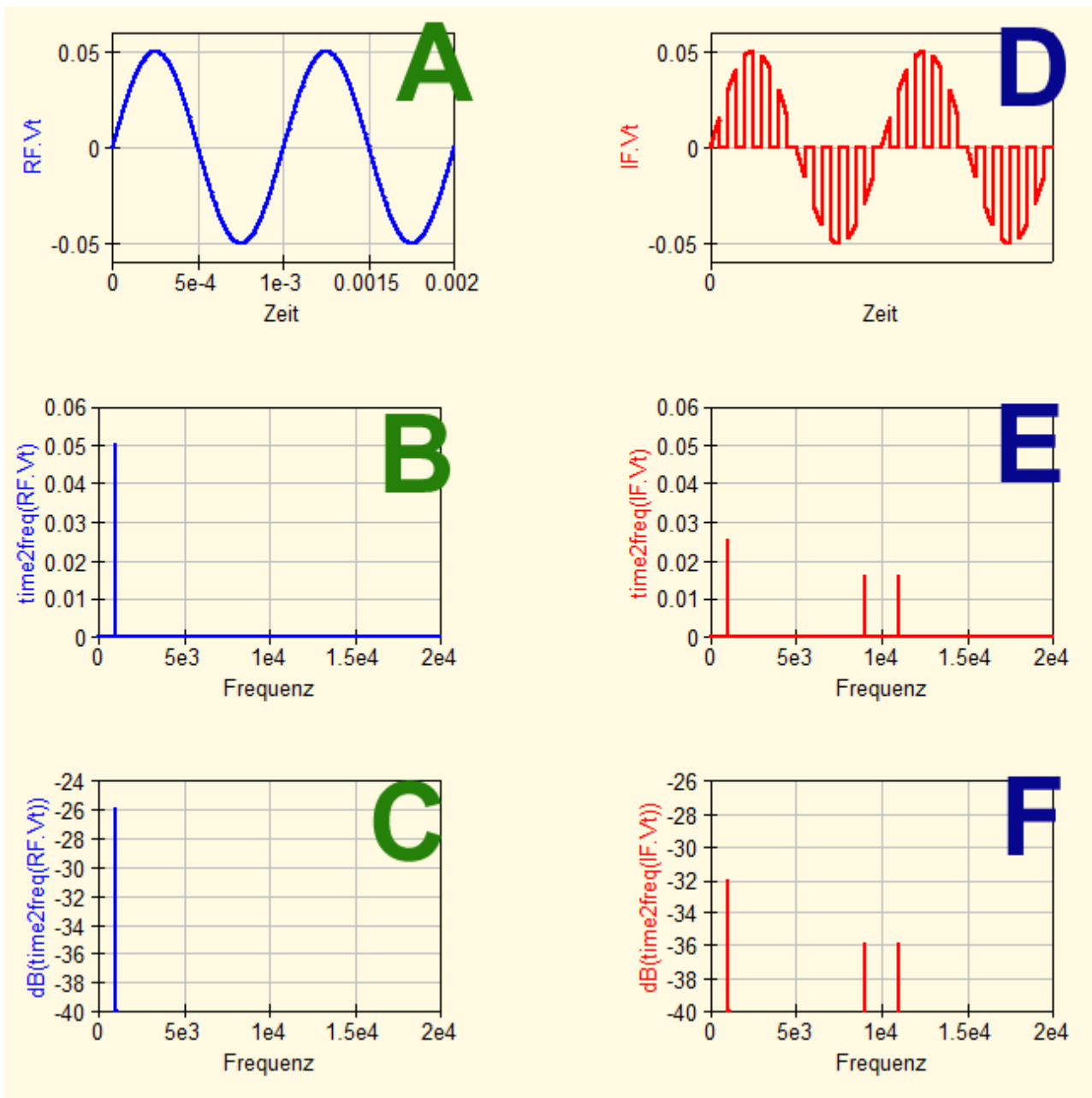
Das LO-Signal als symmetrisches Pulssignal enthält nach Fourier die Grundwelle, die dreifache Grundwellenfrequenz, die fünffache Grundwellenfrequenz usw. Aber nicht nur Grundfrequenz, sondern auch jede dieser „Oberwellen“ wird mit dem RF-Signal multipliziert und liefert als Produkt die zugehörige Summen - und Differenzfrequenz.

Das LO-Signal selbst taucht am IF-Ausgang nicht auf.

Auf der nächsten Seite wollen wir die Verhältnisse noch etwas genauer untersuchen und folgende Fragen beantworten:

- Wie groß ist der RF-Rest im Vergleich zur Signalamplitude am RF-Eingang?
- Wie groß ist die „Umsetzdämpfung in dB“ für die (meist verwendeten) beiden Seitenfrequenzen „LO – RF“ und „LO + RF“?

Lösung:



In der linken Spalte sehen wir in **Bild A** das **RF-Signal** mit einem Spitzenwert von 50 mV bei $f = 1$ kHz.

Bild B zeigt das **Ergebnis der FFT** in linearer Darstellung. Auch hier wird ein Spitzenwert von 50mV angezeigt.

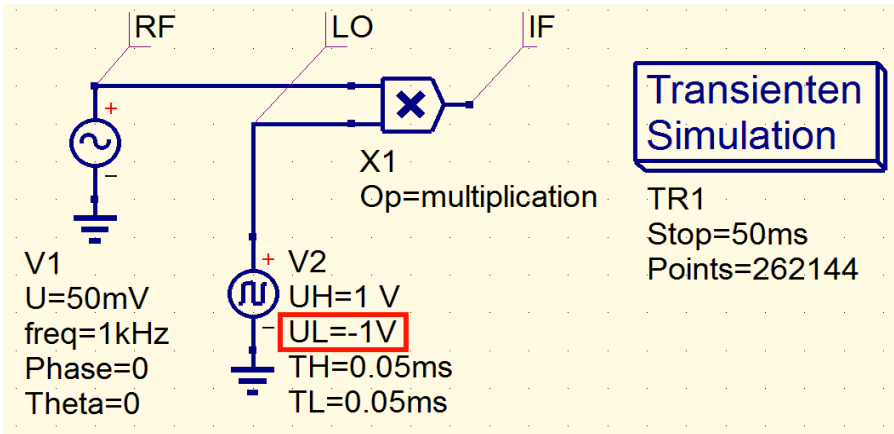
Bild C ist dagegen eine „**dB-Darstellung**“, wobei als Referenz ein Wert mit „**1 Volt**“ verwendet wird. Sie ergibt -26 dBV (...sprich: **-26 dB „Volt“**).

Am IF-Ausgang des Mischers (**Bild D**) ist der RF-Anteil durch das Ein- und Ausschalten auf die Hälfte des Eingangswertes gesunken und beträgt nun laut **Bild „E“** nur noch 25 mV bei $f = 1$ kHz.

Bei der **dB-Darstellung** in **Bild „F“** muss deshalb die Amplitude dieser **Spektrallinie** um **6 dB** gegenüber **Bild „C“** **abgenommen** haben.

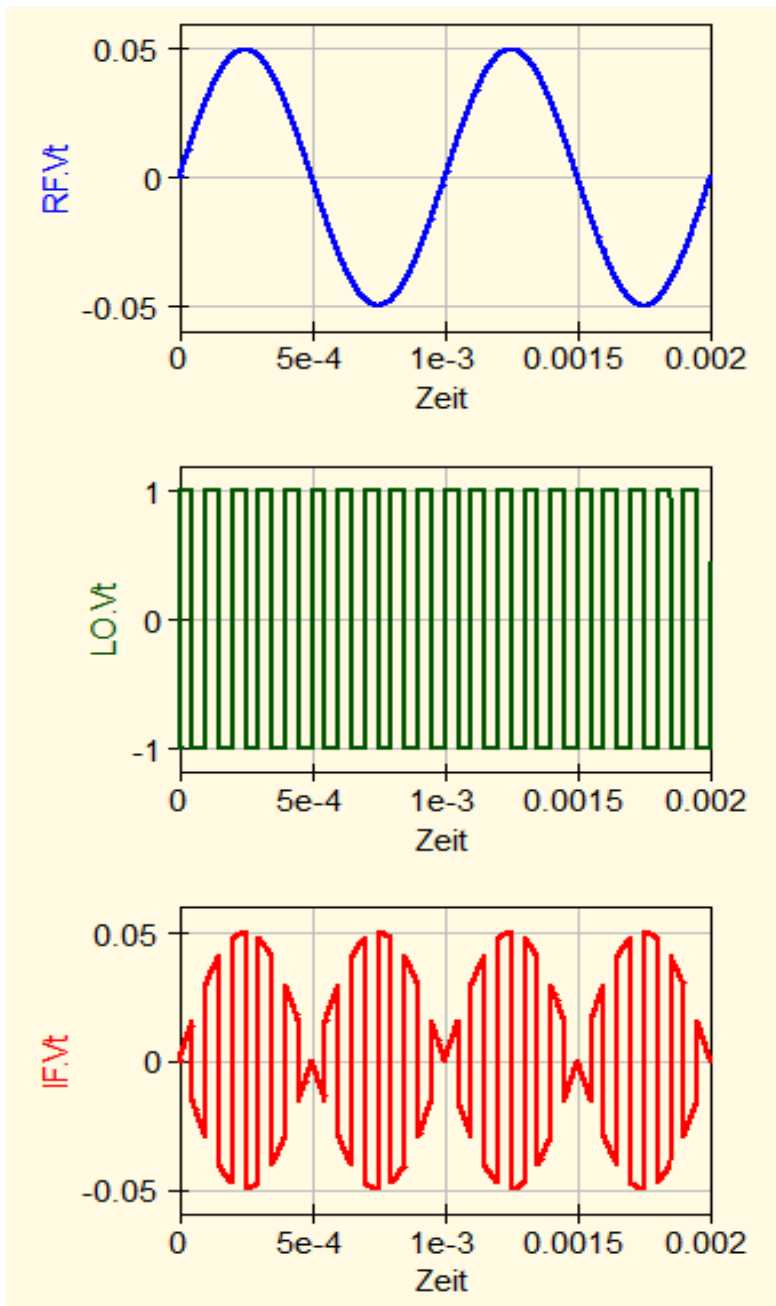
Vergleicht man endlich die Amplitude des RF-Signals in dB am Eingang (**Bild „C“**) mit den beiden erzeugten Seitenfrequenzen von 9 kHz und 11 kHz in **Bild „F“**, so findet man einen **Unterschied von 10 dB**. Das ist die **Umsetzdämpfung** eines solchen „**Eintakt-Mixers**“.

3. Der Multiplizierer als Switched Double Balanced Mixer



Das LO-Signal ist nun ein **symmetrisches Rechtecksignal** mit den Amplituden „+1V“ und „-1V“.

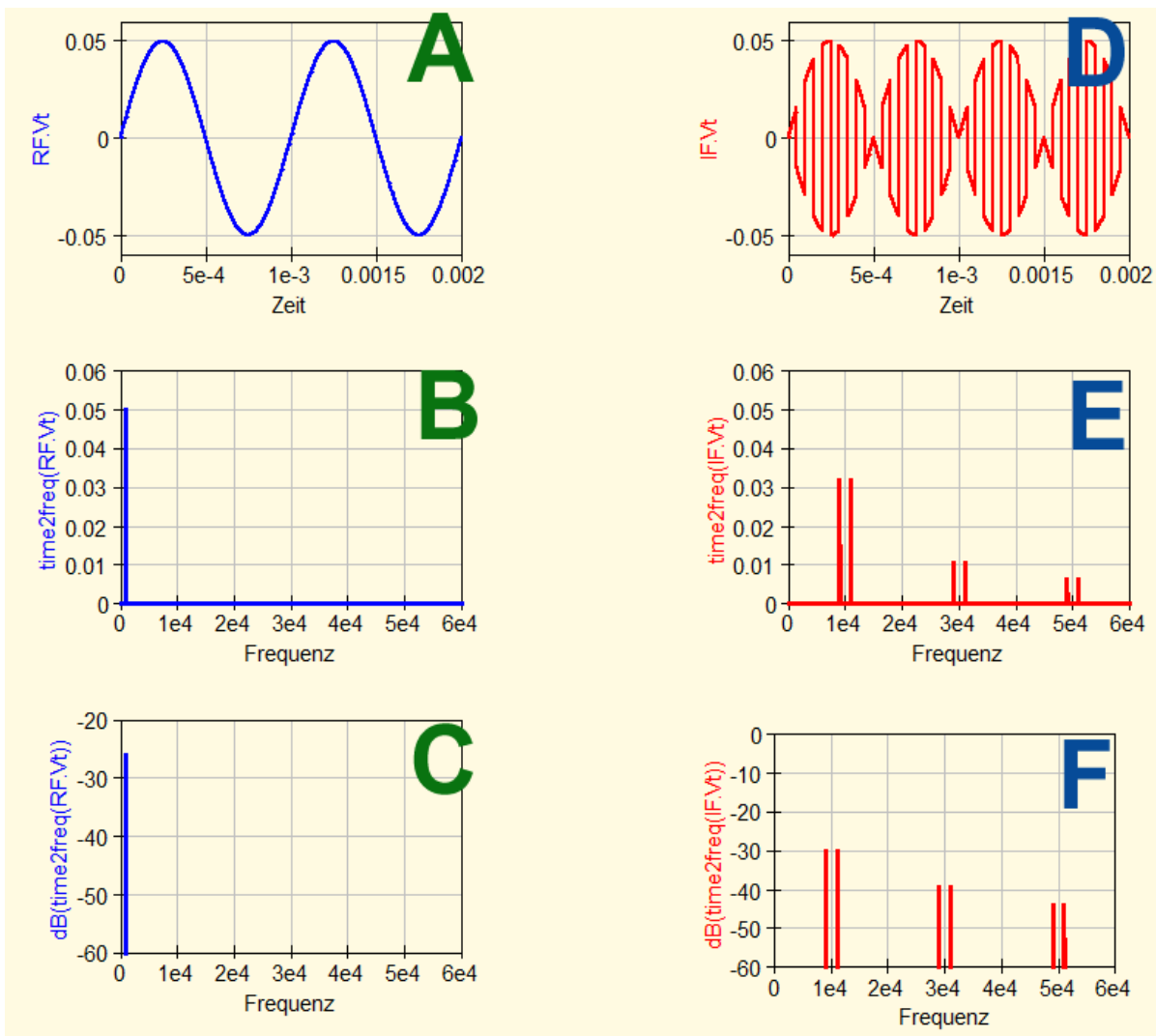
Dadurch wird der Multiplizierer vom EIN / AUS-Schalter zum „Umpoler.“



Hier ist (im Vergleich mit dem Single Balanced Mixer“) schön zu sehen, was mit „**Umpolen**“ gemeint ist und was es bewirkt.

Wer genau hinschaut, erkennt auch hier wieder den „**Phasensprung**“ aus dem ersten Kapitel.

Auf dem nächsten Blatt folgt wieder die Analyse der Signale.



Zu A):
Das
RF-
Signal
weist
wieder
den

bekanntem **Spitzenwert von 50 mV bei f = 1 kHz** auf.

Zu B): Diesen Spitzenwert von 50 mV finden wir natürlich auch im Spektrum nach der FFT. Allerdings ist die Frequenz von $f = 1 \text{ kHz}$ etwas schwierig abzulesen, da wir einen größeren Frequenzbereich von 0...60 kHz eingestellt haben.

Zu C): Bei der **dB – Darstellung** gilt erneut ein **Bezugswert von 1V**. Ein Spitzenwert von 50 mV ist deshalb um den **Faktor 20 kleiner** – also muss das Diagramm die zugehörige Amplitude von **-26 dBV** zeigen

Zu D) Die Sache mit dem im Rhythmus des LO-Signals umgepolten RF-Signals kennen wir nun schon.

Zu E): Der Spitzenwert der beiden „**Seitenfrequenzen** neben der Grundwellen-LO-Frequenz“ (= 9 kHz und 11 kHz) beträgt **32 mV**. **Sowohl RF-Signal wie auch LO-Signal werden unterdrückt und erscheinen nicht am IF-Ausgang!**
Und bei jeder ungeraden Oberwelle finden wir wieder ein Seitenfrequenz-Pärchen..

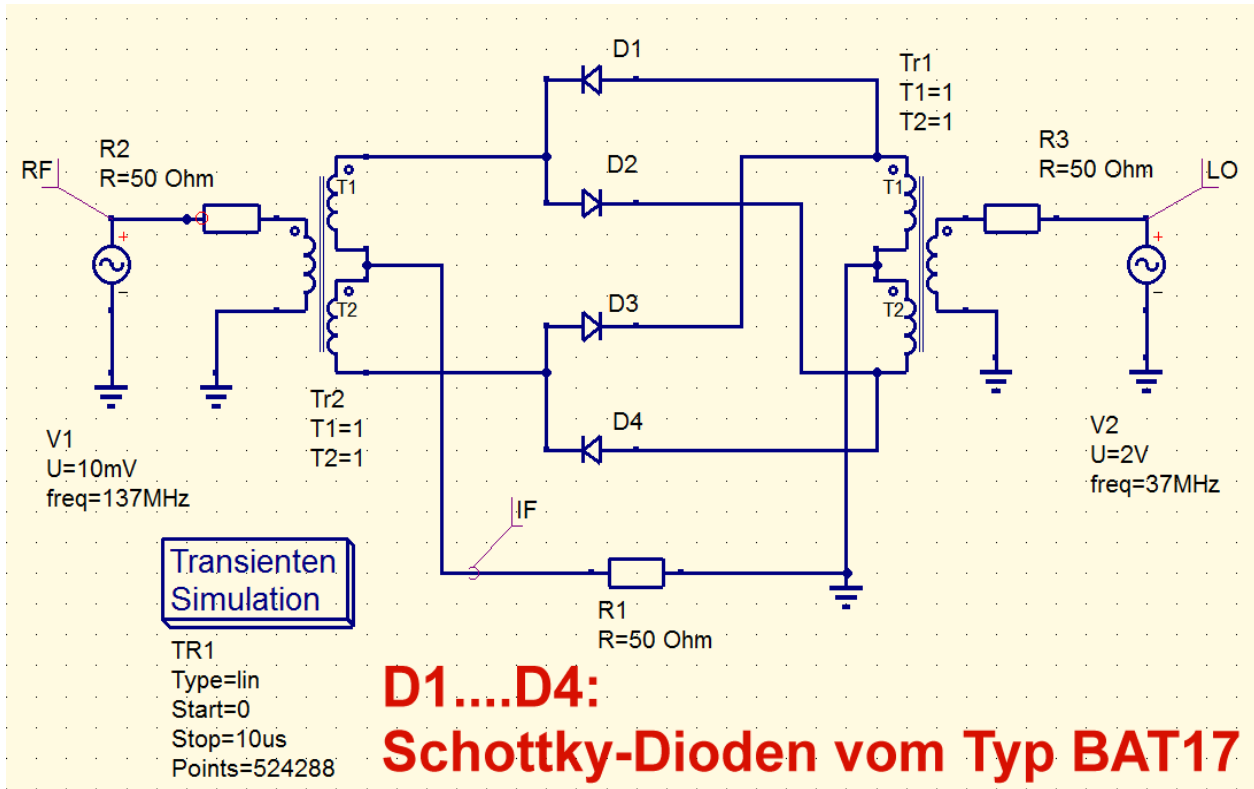
Zu F) Der **Pegelunterschied** zwischen dem RF-Signal am Eingang in Bild C und den beiden ersten Seitenfrequenzen in Bild F beträgt damit **-26dB - (-30dB) = 4 dB**

und das ist die gesuchte **Umsetzdämpfung**.

4. Simulation eines echten Double Balanced Mixers (= Ringmodulator) aus einem 137MHz-Wettersatelliten-Empfangskonverter

NOAA-Wettersatellitenbilder können auf der Frequenz $f_{RF} = 137 \text{ MHz}$ als FM-Signal empfangen werden. Dabei wird in einem solchen Konverter erst das von der Antenne kommende Signal verstärkt und gefiltert, anschließend erfolgt eine Frequenzumsetzung auf $f_{IF} = 100 \text{ MHz}$ in einem DBM. Er ist als „Ringmodulator“ aufgebaut und ihm wird ein LO-Signal mit $f_{LO} = 37 \text{ MHz}$ zugeführt. Bei diesem LO-Signal wird die Rechteckform durch einen sinusförmigen Verlauf mit großer Amplitude ersetzt und deshalb ist die Wirkung auf die als Schalter dienenden Schottky-Dioden mit ihrer niedrigen Schwellspannung von ca. 0,3...0,4 Volt praktisch dieselbe.

Auf diesen DBM folgt ein schmalbandiger und sehr steilflankiger Bandpass mit $f_0 = 100 \text{ MHz}$, an den z. B. ein UKW-Autoradio oder ein SDR zur Auswertung angeschlossen werden können. So sieht die qucsstudio-Schaltung aus:



Am **RF-Eingang** wird der Mixer mit dem empfangenen und verstärkten Antennensignal (Der Spitzenwert von $U = 10 \text{ mV} / f = 137 \text{ MHz}$ ergibt $U_{hin} = U_o / 2 = 5 \text{ mV}$) gespeist.

Die beiden **Übertrager** finden sich unter „Komponenten / konzentrierte Komponenten / 3-Spulen-Trafo“. Die **Übersetzungsverhältnisse** sind auf „1“ eingestellt.

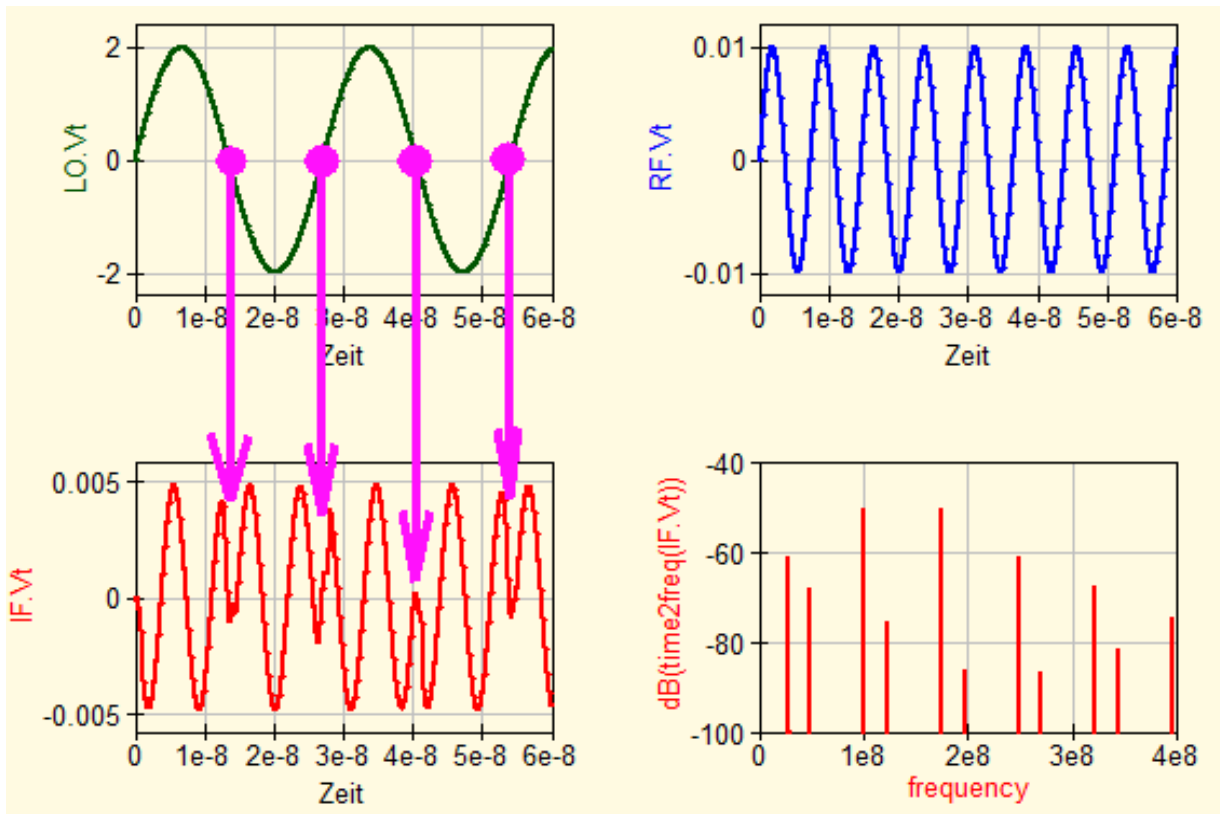
Als Schaltdioden dienen Schottkydioden vom Typ **BAT17**, dessen Spice-Modell wir bereits in Kapitel 4.3. aus dem Internet importiert und anschließend in die qucs-Form (**BAT17.cir**) konvertiert haben.

Das **LO-Signal** ist eine Sinusspannung mit einem **Spitzenwert von 2V und einer Frequenz von 37 MHz**.

Simuliert wird von **Null bis 10 Mikrosekunden mit 524 288 Punkten**. Damit erreichen wir eine ausreichende Anzahl an Samples für die FFT zur Darstellung des Frequenzspektrums. Die Auflösung bei der Frequenzachse beträgt damit

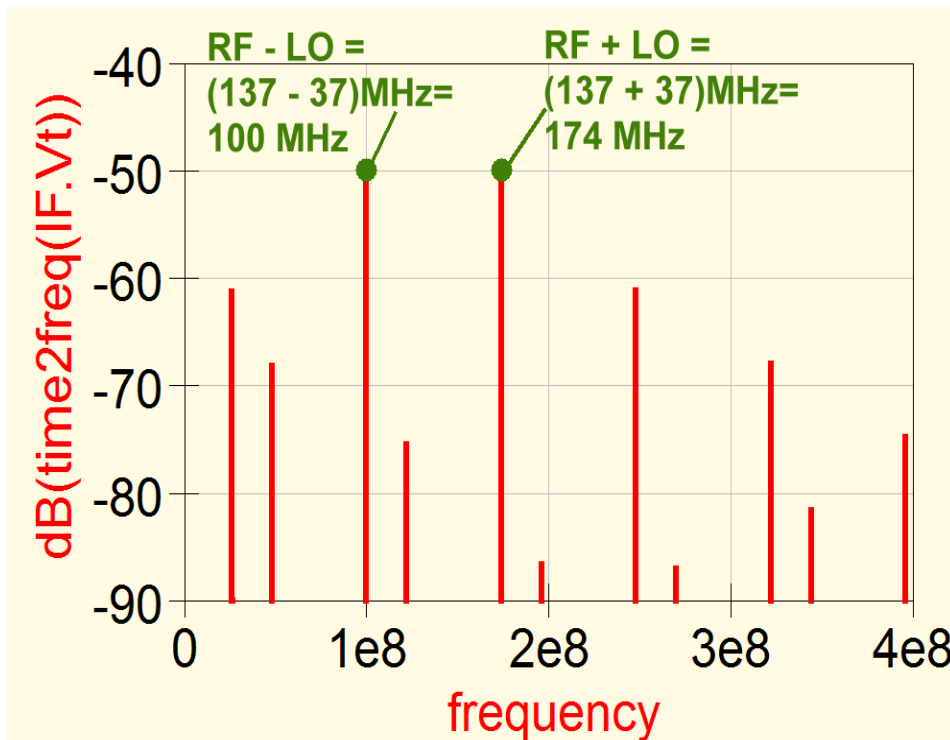
$$1 / 10\mu\text{s} = 100 \text{ kHz}$$

Das ist das Simulationsergebnis:



Am IF-Ausgang erkennt man sehr schön die „Umpol-Zeitpunkte durch das LO-Signal“, bei denen das zugeführte RF-Signal seine Phasenlage umkehrt (...sie sind violett in beiden Diagrammen markiert).

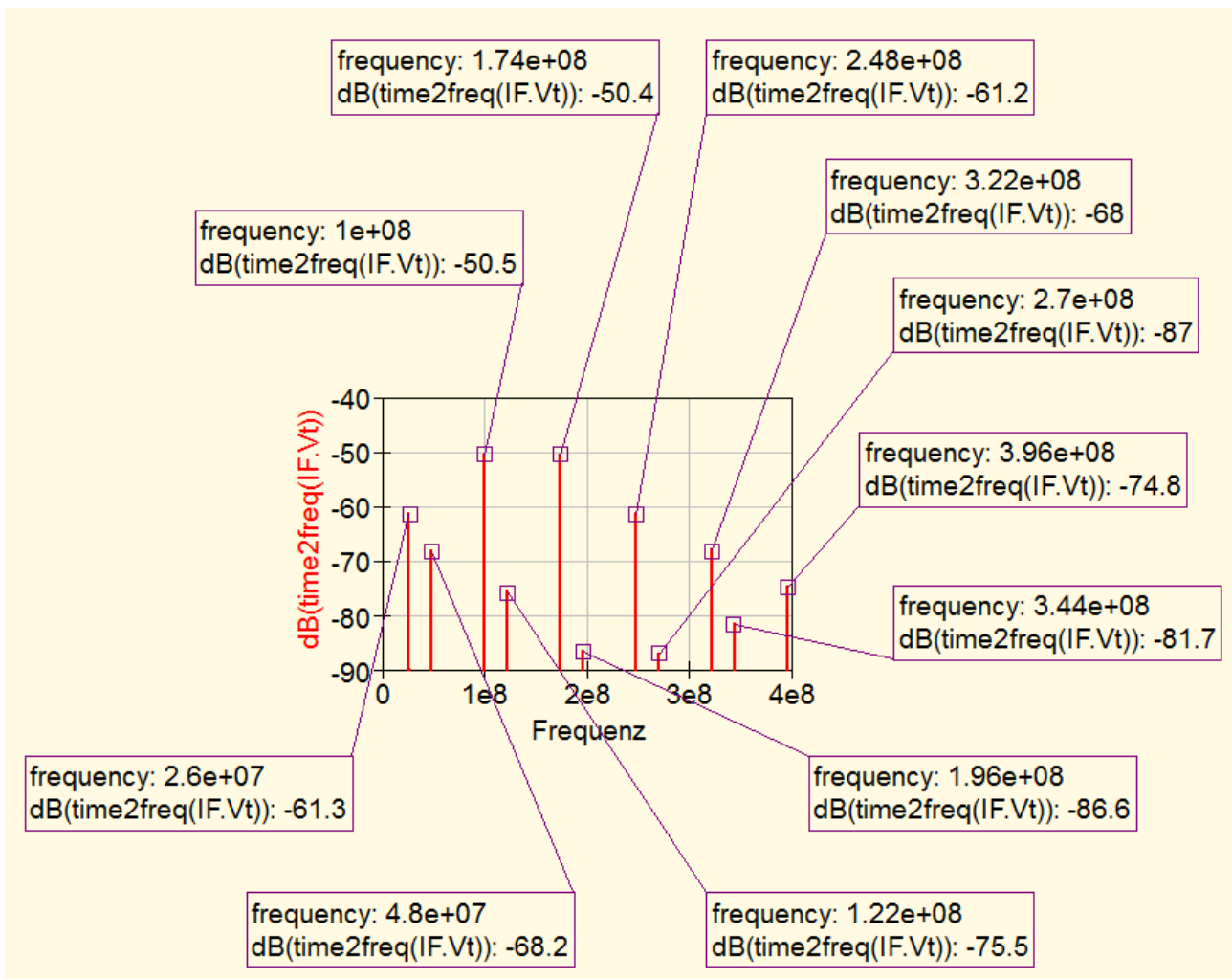
Das Frequenzspektrum des IF-Signals wirkt etwas überraschend und wir werden es nun genauer analysieren. Dargestellt wird der Frequenzbereich von 0....400 MHz.



Zuerst holen wir uns die gewünschten **beiden Seitenfrequenzen**, also die **Summen- und Differenzfrequenz** von RF- und LO- Signal heraus.

Zu den restlichen Spektrallinien gibt es eine hübsche Übung:

Wenn man an jede Spektrallinie einen eigenen Marker setzt, dann zeigt uns das Programm darin nicht nur die Frequenz, sondern auch den Pegel in dBV (= bezogen auf 1 Volt).



Jetzt kommt die Übungsaufgabe:

Es gilt bei den anderen Spektrallinien des Diagramms:

Die Grundwelle oder die Oberwellen des RF-Signals wurden mit der Grundwelle oder den Oberwellen des LO-Signals multipliziert.

Das Ergebnis ist immer eine zugehörige Summen- und Differenzfrequenz als „Pärchen“.

Beispiel:

$$\text{RF} + 3 \times \text{LO} = 137 \text{ MHz} + 3 \times (37 \text{ MHz}) = 137 \text{ MHz} + 111 \text{ MHz} = 248 \text{ MHz}$$

$$\text{RF} - 3 \times \text{LO} = 137 \text{ MHz} - 3 \times (37 \text{ MHz}) = 137 \text{ MHz} - 111 \text{ MHz} = 26 \text{ MHz}$$

Dazu ein Tipp: **Zwei zusammen gehörende Seitenfrequenzen weisen im Spektrum immer dieselbe Amplitude auf.** Das zeigt dieses Beispiel. Bitte prüfen!

Aufgabe:
Ermitteln Sie nun selbst die Zusammenhänge zwischen den übrigen Spektrallinien!

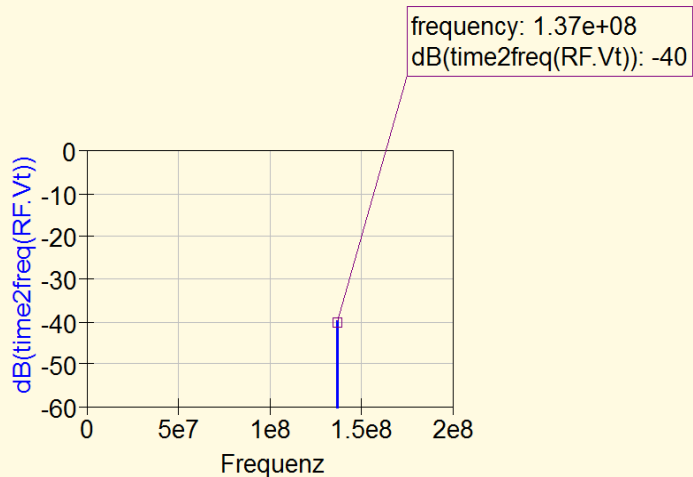
Noch eine Aufgabe:

Bestimmen Sie die genaue Umsetzdämpfung, die das RF-Signal im Mixer erleidet.

Lösung:

Die genauen Pegel von Summen- und Differenzfrequenz am IF-Ausgang können wir aus dem vorigen Diagramm zu **-50,5 dBV** ablesen.

Aber zur **Messung des zugeführten RF-Signals** benützen wir die FFT und bestimmen auf diese Weise seinen exakten Pegel in dBV.



Vorsicht:

Der Pegel von -40 dBV bezieht sich auf die „Urspannung“. Die „Hinlaufende Welle“, die in den Mischer eintritt, ist um 6 dB kleiner (denn $U_{\text{hin}} = U_0 / 2$).

Damit erhält man die Umsetzdämpfung zu

$$-40 \text{ dBV} - 6 \text{ dB} - (-50,5 \text{ dB})$$

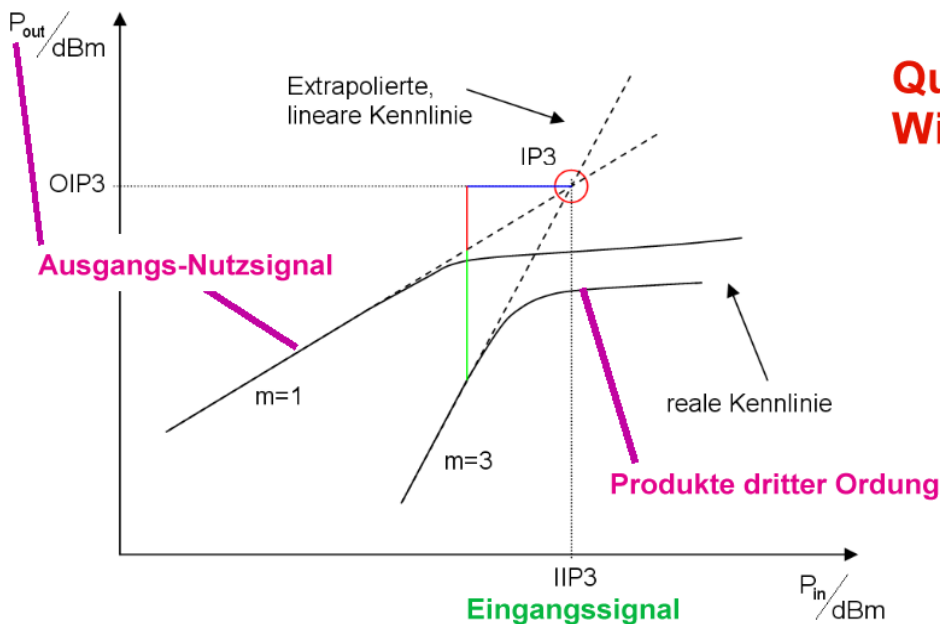
$$= \mathbf{4,5 \text{ dB}}$$

5. Der IP3-Punkt - sein Zweck und seine Ermittlung

Die Simulation des „*Third Order Intercept Points*“ liefert die erforderlichen Informationen über das **Verzerrungsverhalten** irgend einer Stufe bei steigendem Eingangspegel.

Beim IP3 wären (...wenn das ginge, aber vorher laufen wir schon in die Begrenzung...) die Verzerrungen dritter Ordnung genau so groß wie das zugehörige Nutzsignal. Und da sie echte Nachbarn des umgesetzten Nutzsignals sind, stören sie sehr.....

Sehr gut ist das an diesem Diagramm zu sehen:



Quelle:
Wikipedia

Kennt man nun diesen Punkt genau, dann lässt sich für jeden Nutz-Eingangs- oder Ausgangspegel der Abstand zu solchen störenden Intermodulations - Signale dritter Ordnung leicht ausrechnen, denn das sind (wie man im Bild sieht!) lediglich Geradengleichungen, die man ohne Mühe bewältigt...

Außerdem erhält man (wenn man das Eigenrauschen der Stufe als maximale Obergrenze dieser Verzerrungen definiert) mit dieser Geradengleichung den „**Intermodulationsfreien Dynamikbereich**“

Zur Bestimmung von IP3 steuern wir den Baustein mit zwei „In Band-Signalen“ an, die nur einen geringen Frequenzunterschied aufweisen und in der Mitte des vorgesehenen IF-Durchlassbereiches liegen.

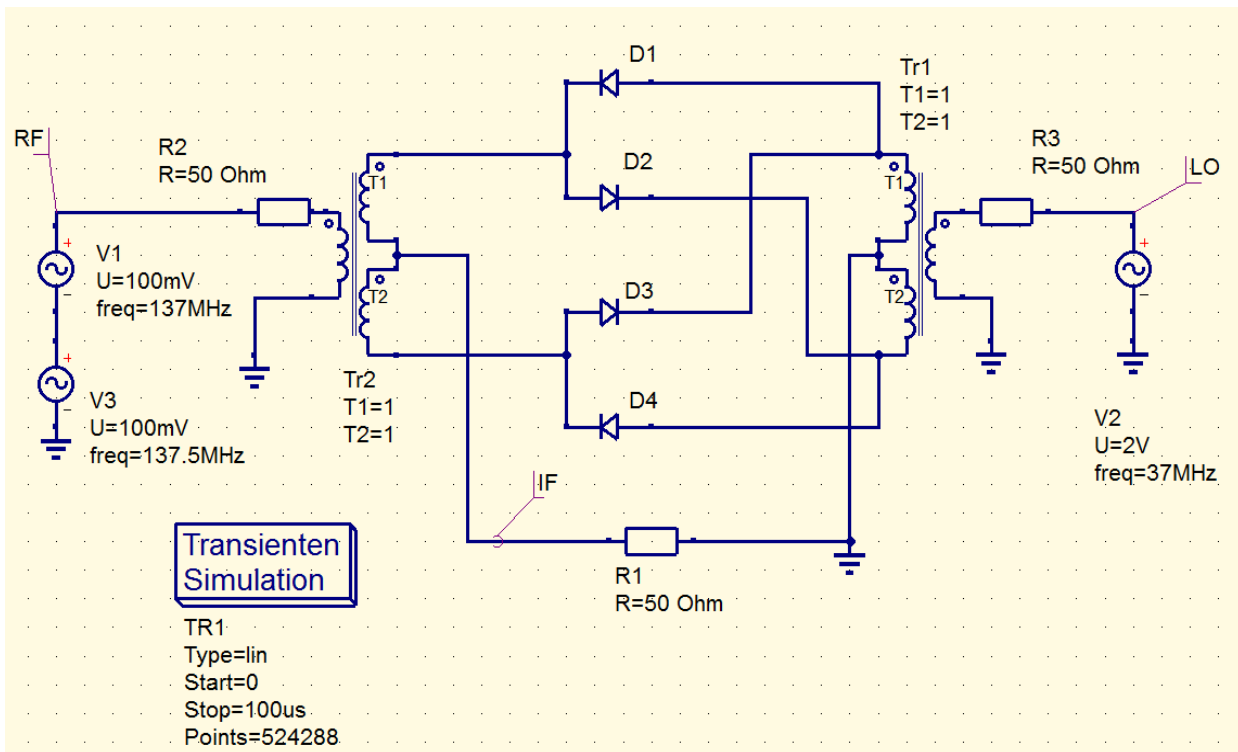
Der zugeführte RF-Pegel wird dabei so hoch gewählt, dass damit bereits ein deutlicher Intermodulationseffekt zu erwarten ist.

Noch ein Hinweis:Die Intermodulationsprodukte **zweiter** Ordnung sind wesentlich stärker, aber sie stören meist nicht, da sie weit weg von der gewünschten Seitenfrequenz liegen und deshalb leicht durch Filterung am Ausgang beseitigt werden können.

Die oben erwähnten Produkte dritter Ordnung liegen dagegen ganz dicht bei den gewünschten Seitenfrequenzen. Und wenn man nun zwei nahe beieinander liegende Eingangs-Signale an den Mischer anlegt, dann tauchen plötzlich solche Störlinien genau im Frequenzabstand der beiden Eingangs-Spannungen **NEBEN** diesen gewünschten und umgesetzten Nutzsignalen auf. Und da hilft dann kein Filter mehr....!

Wir werden das gleich auf der nächsten Seite sehen.

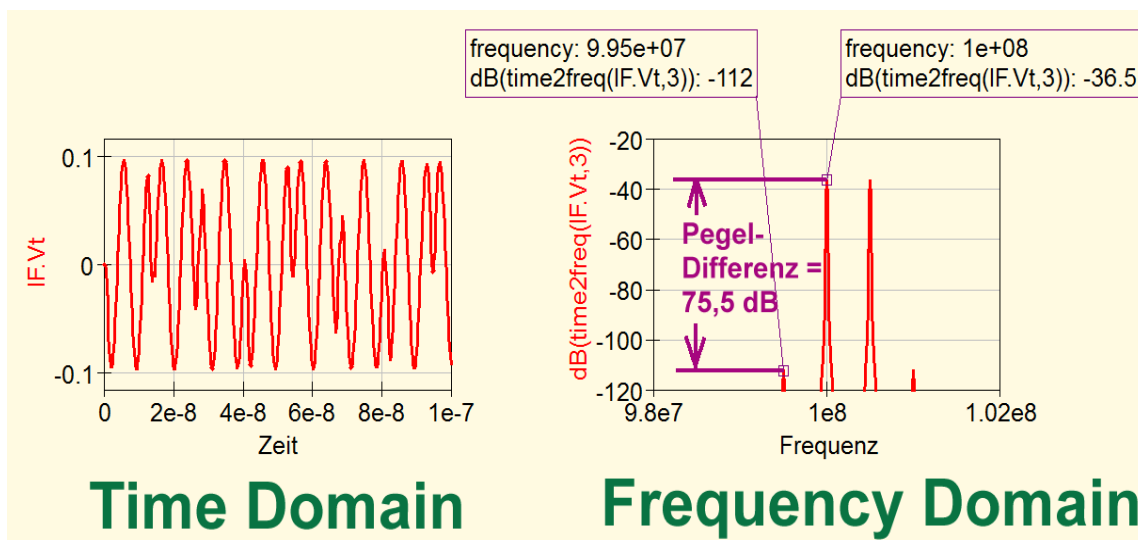
Deshalb wollen wir uns noch das Intermodulationsverhalten unserer Mixer-Schaltung in Form der IP3-Simulation ansehen. Dazu steuern wir den Mixer am RF-Eingang mit zwei „Inband-Signalen“, **nämlich 137 MHz und 137,5 MHz** an, deren „Hinlaufende Wellen“ ($U_{hin} = U_o / 2$ mit je 50 mV Spitzenwert) gleich groß sind. Die Urspannungen betragen natürlich 100 mV.



Wir simulieren 100 Mikrosekunden lang (...das ergibt eine Frequenzauflösung von $1 / 100\mu s = 10$ kHz) und wählen die maximal mögliche Punktezahl (524 288).

Dann sehen wir uns das IF-Signal an. Im linken Diagramm haben wir den zeitlichen Verlauf, im rechten Diagramm ist das Spektrum von 98 bis 102 MHz abgebildet. **Dabei wurde mit einem Hanning-Fenster (Index = 3) gearbeitet, um die erforderliche hohe Amplituden-Auflösung zu ermöglichen.** Sehr schön sind darin die beiden Seitenfrequenzen mit 100 MHz und 100,5 MHz zu erkennen – aber auch die entstandenen Intermodulationsprodukte dritter Ordnung tauchen links und rechts davon auf. Für die IF mit 100 MHz beträgt die **Pegeldifferenz** zum ersten „Störprodukt“ (bei $f = 99,5$ MHz):

-36,5 dB - (-112)dB = 75,5 dB



Zusammen mit dem zugeführten Eingangspegel kann man nun den IP3-Punkt nach folgender Beziehung bestimmen:

IP3 = Eingangs-Nutzpegel + 0,5 x (Pegeldifferenz)

Wir müssen da aber auf mehrere Dinge beim Eingangs-Nutzpegel achten und haben etwas Arbeit von uns:

a) Es muss die „**Hinlaufende Welle**“ (= $U_0 / 2$) verwendet werden. Sie beträgt **50 mV** bei einem **Spitzenwert der Ursprung** von je 100 mV für beide verwendete RF-Signale.

b) Pegel werden üblicherweise mit **Effektivwerten** berechnet, da sie **Leistungsangaben** darstellen, aber unser Programm arbeitet mit Spitzenwerten und da müssen wir umrechnen. Der Effektivwert ist beim Sinus um den Faktor 0,7071 niedriger als der Spitzenwert und das entspricht genau einer nötigen Reduktion von 3 dB. Also hat die „Hinlaufende Welle“ nur einen Effektivwert von $0,7071 \times 50 \text{ mV} = \mathbf{35,35 \text{ mV}}$.

c) **IP3- Werte werden immer mit der Einheit „dBm“ angegeben. Hier wird stets mit einer Bezugsleistung von 1 Milliwatt am Systemwiderstand gearbeitet!**

Nun rechnen wir erst mal die zu 35,35 mV (an $Z = 50\Omega$) gehörende Leistung der Hinlaufenden Welle aus:

$$P = U \times U / 50\Omega = (35,35\text{mV}) \times (35,35\text{mV}) / 50\Omega = \mathbf{0,025 \text{ mW}}$$

Dann bestimmen wir ihren Pegel in dBm:

$$\text{dBm-Pegel} = 10 \times \log(0,025\text{mW} / 1\text{mW}) = \mathbf{-16 \text{ dBm}}$$

Jetzt haben wir es geschafft:

$$\mathbf{IP3 = -16\text{dBm} + 0,5 \times (75,5\text{dB}) = -3,47\text{dBm} + 29,85\text{dB} = +21,7\text{dBm}}$$