

Messbeispiele und Tests zum UTD 2052 CEL

- Vergleiche mit Tektronix TDS 2014 B und anderen
- Beispiele und Hintergrundinfo zur FFT und zur Messung schneller Signale

Der Bericht ist tatsächlich so lang geworden (sorry !), dass sich ein Inhaltsverzeichnis lohnt:

<u>Einleitung</u>	1
<u>Zur meiner persönlichen Beurteilung des UTD 2052 CEL</u>	2
<u>Allgemeines zur FFT bzw. zur Messung im Frequenzbereich</u>	4
<u>1. Messbeispiel:</u> Störlinien und Aliasing, Linearität des Wandlers	6
<u>2. Messbeispiel:</u> Messung des eingebauten Rechteck-Generators / Demonstration der FFT-Bugs / Aufspüren kleiner Störsignale mit der FFT / Bedeutung und Einfluss der Fensterfunktion	11
<u>3. Messbeispiel:</u> Messungen am Radio und am BK-Kabel-Anschluß	16
<u>4. Messbeispiel:</u> Störsignale und Elektromog	20
<u>5. Messbeispiel:</u> Hochfrequenztechnik und schnelle Signale / Vergleiche der Kanäle	22
<u>Allgemeines zur Hochfrequenztechnik und Wellenwiderständen von Kabeln:</u>	22
<u>6. Messbeispiel:</u> Jitter und Rauschen, Phasenrauschen, Darstellungsprobleme,	31

Einleitung

Das folgende Dokument schreibe ich (Stefan K., „hochfrequenzer“) als Beitrag zur Diskussion des Oszilloskops UTD 2052 CEL auf microcontroller.net, wobei es insbesondere um Beispiele zur Verwendung der Messung im Frequenzbereich mit Hilfe der FFT geht (aber auch um anderes). Sowohl Messbeispiele als auch Erklärungen sind möglichst einfach gehalten, damit auch Unerfahrene etwas damit anfangen können – Entschuldigung an die erfahrenen User; Ihr findet aber vielleicht trotzdem Interessantes ! Für viele Messungen braucht man außer dem Oszilloskop nichts oder nur haushaltsübliche Dinge (Radio).

Alle beschriebenen Messungen kann man natürlich auch mit anderen aktuellen Digital-Oszilloskopen machen, sofern diese FFT eingebaut haben. Ich denke auch nicht, dass andere vergleichbare Geräte schlechter sind, aber hier geht's eben um das UTD 2052 CEL.

Ein Teil der Messungen geht nur, wenn man eine möglichst einstellbare Signalquelle im 100MHz-Bereich hat. Im Prinzip findet sich so etwas in jedem Radio, und mit einem billigen breitbandigen Antennenverstärker kriegt man auch den nötigen Pegel und, mit etwas Glück, ein passables Rechtecksignal hin. Bei dieser Gelegenheit der erste HINWEIS, bevor jetzt jemand was aufschraubt: **MACHT NUR SACHEN, DIE IHR IM GRIFF HABT. ICH BIN JEDENFALLS NICHT VERANTWORTLICH, WENN IHRE EUER RADIO, OSZILLOSKOP, EUCH SELBST ODER SONST WAS BESCHÄDIGT !** Insbesondere sollte man beachten, dass die Masseleitung des Oszilloskops geerdet ist und entsprechende Kurzschlüsse verursachen kann.

Der Bericht kann sich natürlich nur auf die Geräte und Funktionen beziehen, die ich getestet habe. Ich habe also keine Ahnung, ob mein UTD 2052 CEL morgen auseinander fällt oder bei der nächsten Messung explodiert (es sieht aber eher nicht so aus), oder ob ich irgendwie ein besonders gutes Exemplar erwisch habe.

So, das musste sein; vor den Messbeispielen kommt jetzt noch etwas allgemeines Gelaber:

Zur meiner persönlichen Beurteilung des UTD 2052 CEL

Über die unten folgenden Messbeispiele sind etliche Vergleichsmessungen mit einem Tek TDS 2014 B verstreut und kommentiert. Da diese Vergleiche wohl viele am meisten interessieren, fange ich gleich mit meiner persönlichen Zusammenfassung an: Ganz kurz, das Ding ist nicht schlecht, und auf jeden Fall, und zu meiner Überraschung, viel besser als ich erhofft hatte; es kann mit dem Tek gut mithalten, in allen unten stehenden Vergleichstests (Rauschen und Empfindlichkeit, Linearität, Jitter, Verzögerungszeiten, Trigger).

Ausführlicher: Zur Ergänzung meines alten Analog-Hameg-Oszi hatte ich nach einem DSO (Digital Sampling Oszi) gesucht, erstens um ein besser transportables Gerät zu haben, zweitens um nicht-periodische Signale messen zu können und drittens um Messungen speichern zu können. Für das UTD 2052 CEL hatte ich mich entschieden, weil es relativ billig ist und ein großes Display hat.

Ich hatte diverse **Macken und Nachteile** erwartet, und ein paar Macken gibt es auch: Die Software hat gelegentlich Hänger (Messung steht, wenn man die Position verstellt, die Kurvendarstellung vergisst manchmal die Verbindungslinien und so), die Drehknöpfe werden manchmal nur stockend ausgewertet, und die FFT hat Software-Bugs (siehe 2. Messbeispiel). Es gibt nur eine USB-Schnittstelle, welche bei „PrintScreen“ files einfach durchnummeriert und vorhandene files aus früheren Messungen gnadenlos überschreibt (mir ist auch schon ein Stick an der Schnittstelle kaputt gegangen – Zufall ?), und es gibt keine Uhr im Gerät. Aber, zu meinem großen Erstaunen, ist die Messqualität an sich mit dem deutlich teureren Tek vergleichbar, außerdem hat das UTD als das neuere Gerät ein paar **wichtige Vorteile**: **Erstens**, das Display ist fantastisch gut (guter Kontrast, wenig Winkelabhängigkeit) und für ermüdungsfreies Arbeiten weit besser als beim Tek (bei dem ich des öfteren nahe ans Display rangehen muss, um gut ablesen zu können). **Zweitens**, das UTD startet phänomenal schnell, in Sekunden – da sind das Tek und viele andere um Größenordnungen schlechter; auch der Selbstabgleich ist relativ flott im Vergleich. **Drittens**, die Leuchttasten sind ganz praktisch und wiegen meiner Meinung nach den Nachteil, dass nicht jeder Kanal eigene Einstellknöpfe hat, auf. **Viertens**: Man kann Spektrum/FFT und Zeitsignale wahlweise gleichzeitig oder getrennt darstellen, während das Tek nur Spektrum oder Zeitsignal zeigt – ein nicht unwichtiger Nachteil, wie wir weiter unten sehen. Schließlich nimmt das Tek keine USB-Sticks über 2 GB.

Ein Problem, das ich befürchtet hatte, hat das UTD nicht: Ältere DSO's haben eine stark (Sekunden) verzögerte Anzeige, besonders ein paar alte Tek-Kisten aus der vor-LCD-Zeit. Damit kann man meiner Meinung nach nicht arbeiten. Mit dem UTD arbeitet sich, wie mit allen aktuellen DSO's, genauso flüssig wie mit einem Analog-Oszi.

Was kann das Tek dann eigentlich besser für sein Geld ? **Erstens**, das UTD ist trotz allem kein Profi-Gerät, denn dazu würde auch eine Treiber-Software zur Einbindung in Mess-Systeme und ein guter Support gehören (aber trotzdem: Viele Profi-Messaufgaben lassen sich mit dem UTD machen). **Zweitens**, das Tek hat zwar ein schlechteres Display, aber eine viel bessere Software zur Darstellung der Messung. Der Anzeigebereich der beiden Geräte (abgesehen von den zwei zusätzlichen horizontalen Divisions beim UTD) ist fast genau gleich groß, und auch die reale Auflösung ist identisch (dass das UTD zwar ein hochauflösendes Display hat, aber immer vier Pixel zusammenfasst, ist ja inzwischen bekannt und schon viel diskutiert). Trotzdem sehen die Messkurven auf dem UTD im Vergleich grob aus. Das liegt aber nicht etwa an schlechten Messungen, sondern daran, dass beim Tek offensichtlich viel Erfahrung und Mühe in der guten Darstellung liegt. Hält man am Tek die Messung an, sieht die Messkurve genauso pixelig aus wie beim UTD, aber bei der laufenden Messung werden die dargestellten Pixel so geschickt gewählt, interpoliert und auch teilweise gedimmt, dass man fast den Eindruck eines Analog-Geräts hat – toll, aber das macht die Messung nicht

wirklich besser. Die FFT sieht erst mal auf dem UTD deutlich schlechter aus, was sich aber bessert, wenn man reinzoomt. Es kann sein, dass das Tek die FFT mit ein oder zwei Bits höherer Auflösung rechnet, da bin ich aber nicht sicher. Das schlechtere Display hilft übrigens auch mit, die Messung am Tek besser aussehen zu lassen.... **Drittens**, beim Tek habe ich keine Hänger der Software, Probleme mit Drehknöpfen oder echte Bugs bemerkt. **Viertens** und letztens ist das hier verglichene Tek ein 100 MHz Vier-Kanal-Gerät, was natürlich ein unschlagbarer Vorteil ist, aber auch kein fairer Vergleich; vergessen wir diesen Punkt und tun so, als wäre mit dem 2-Kanal Tek verglichen worden...

Fazit und Vergleich zu anderen Geräten: Insgesamt habe ich mit drei anderen Kisten verglichen, mit dem Tek (TDS 2014 B, ausführlich), meinem Analog-Hameg und einem richtig teuren R&S (RTO1024, 10GS/s und so). Letzteres ist natürlich unschlagbar gut, zeigt aber erstaunlicherweise auch ein paar prinzipielle Fehler, welche offenbar alle heutigen DSO's gemeinsam haben. Es dient weiter unten gelegentlich als Vergleich außer Konkurrenz. Analog-Geräte sind naturgemäß schwer wegen der Röhre, haben aber keine verzögerten Reaktionszeiten bzw. Totzeiten wie die DSO's, außerdem ist die Bildschirmauflösung selbst meines billigen Hameg gefühlte 10-12 Bit wert. Da können 8-Bit DSO's rein optisch nicht mit. Dafür kann man nicht speichern und nur periodische Signale messen, keine einmaligen. Schließlich habe ich noch mit einem Software-DSO über eine 16-Bit Soundkarte verglichen (mit dem Visual Analyzer von Sillanum, eine fantastisch gute freeware, siehe <http://hacca.altervista.org/>). Und da muss man ganz klar sagen: schnelle 8-Bit DSO's (auch das R&S hat nur 8 Bit) sind weder Präzisions-Spannungsmesser noch die richtigen Geräte für präzise Audio-Messungen. Selbst eine relativ schlechte 16-Bit Soundkarte schneidet bei Audio locker viel besser ab, die höhere Auflösung und die kleinere Rauschbandbreite machen einen Riesenunterschied, klar. Die DSOs, die wir hier diskutieren, sind breitbandige Universalmessgeräte; wer gute Audio-Messungen machen will, kaufe sich eine gute Soundkarte (gibt's mit 24 Bit und 192 kHz Abtastrate, immerhin !), nehme eine gute Software wie die genannte und kriegt damit ein Messgerät + Signalgenerator, von dem man vor zehn Jahren nur träumen konnte (ich empfehle außerdem, über einen kleinen Mischpult zu messen und das ganze Mess-Equipment über passive DI-Boxen – das sind im Grunde NF-Transformatoren - galvanisch vom Messobjekt zu trennen, zur Sicherheit und besseren Pegelkontrolle).

Das UTD fällt ganz klar in die Klasse des Tek. Hätte ich die Wahl, eines der beiden Geräte zum gleichen Preis zu kaufen, würde ich mich für's UTD entscheiden, zwar schweren Herzens wegen der besseren Darstellung am Tek und der Software-Macken am UTD, aber für mich überwiegen die Vorteile: schnelle Startzeit, gutes Display. Bei dem Preisunterschied ist das dann eh' keine Frage mehr. Und schließlich und ganz persönlich: In meiner jetzt über 30-jährigen Bastler- und Ingenieurslaufbahn (ja, ich bin über vierzig, aber ich habe die Kraft der zwei Oszilloskope...) sind mir viele unterschiedliche Messaufgaben untergekommen: An Schaltnetzteilen, Röhren-TV, diversen Hifi und PA-Geräten, Digitalschaltungen, in der Chipentwicklung, an und in teuren Hochfrequenzmessgeräten und vielen anderen. Alle diese Messungen hätte ich mit dem UTD gut machen können. Und zum Schluss hatte ich auch noch das Glück bzw. Pech, das ich inzwischen privat ein paar Reparaturen mit meinem UTD machen konnte/musste, die ich mit einem Röhrengerät nicht gemacht hätte (wäre zu faul gewesen, das Ding herumzuschleppen), und die einen Gegenwert von ein paar k€ darstellen. Für mich hat das UTD also bereits sein Geld verdient, und ich kann daher der ständigen Diskussion, welches Billig-DSO eigentlich brauchbar bzw. besser ist, relativ entspannt zusehen (an die Leute, die in vielen Foren so heftig ihre persönlichen Entscheidungen verteidigen: Bleibt cool, Leute, alles für Elektronik ausgegebene Geld ist heutzutage rausgeschmissen – in ein paar Jahren gibt's das alles für billich bei ALDI...). So, jetzt aber wieder sachlich zum nächsten Abschnitt:

Allgemeines zur FFT bzw. zur Messung im Frequenzbereich

(Profis können sich diesen Abschnitt sparen, vielleicht aber auch nicht...)

Ein Oszilloskop misst in der Regel Spannungsverläufe über der Zeit, also im Zeitbereich. Die Messung des Frequenzspektrums im Frequenzbereich ist eine andere Art und Weise, das gleiche Signal zu erfassen und darzustellen. Zum Beispiel ist ein reiner Ton bei einer einzelnen Frequenz im Zeitbereich ein sinusförmiges Signal, im Frequenzbereich eine einzelne vertikale Linie. Die andere Art der Darstellung ermöglicht andere Erkenntnisse beim Messen, wie die Messbeispiele unten zeigen, z.B. Aufspüren von Störungen, Messen von Frequenzgängen, Messen von Jitter und Phasenrauschen. Die FFT ist eine Umrechnungsmethode, um Signale im Zeitbereich im Frequenzbereich darzustellen (und für vieles andere mehr, siehe Wikipedia). Mehr dazu weiter unten.

In der Hochfrequenztechnik ist die **Spektralanalyse, also die Messung im Frequenzbereich**, seit langer Zeit das Standardwerkzeug, weil man die Zeitverläufe früher gar nicht oder nur sehr aufwendig messen konnte, und weil die Spektralanalyse sehr empfindliche Messungen erlaubt (mehr dazu gleich). Ein typischer Spektralanalysator (Spek) funktioniert im Grunde wie ein Radio: Über verstellbare Filter, Mischer und Zwischenfrequenzen und weitere fest eingestellte Filter wird ein mehr oder weniger kleiner Teil des Frequenzspektrums herausgefiltert und dessen Leistung gemessen (bzw. beim Radio dessen Informationsgehalt durch Demodulation hörbar gemacht). Im Gegensatz zum Radio wird dies mit hoher Präzision und mit großem Einstellbereich gemacht, daher sind auch heute noch Spektralanalysatoren wirklich teure Kisten, und deswegen kennen sich auch nicht allzu viele Leute mit solchen Messmethoden aus (das werden wir jetzt ändern... ;-). Weil aus physikalischen Gründen das Rauschen in einer Messung von der erfassten Bandbreite abhängt, kann man mit Spektralanalysatoren das Rauschen absenken, indem man die Messbandbreite (Auflösungsbandbreite) klein macht. Dadurch werden sehr empfindliche Messungen möglich (siehe http://www.df1jm.de/dokuwiki_df1jm/lib/exe/fetch.php/rauschen_fuer_praktiker.pdf?DokuWiki=tk9honfpmuqa0eagofin1bn5e3; wer sich Grundlagen antun will, siehe „Wärmerauschen“ auf Wikipedia oder ähnliches)

Seit nicht allzu langer Zeit ist nun die in kleinen Messgeräten verfügbare Rechenleistung groß genug, um aus Messungen des Zeitsignals das Spektrum im Frequenzbereich in Echtzeit zu berechnen, mit Hilfe der FFT. **FFT heißt Fast Fourier Transform und ist ein numerisch effizientes, also schnelles Verfahren**, um die sogenannte Fouriertransformation auf Rechnern auszuführen. Die Fouriertransformation ist die Rechenmethode, die den Zusammenhang zwischen Zeitbereich und Frequenzbereich herstellt. Man bekommt damit eine Art Spektralanalysator, der theoretisch alle Vorteile eines „normalen“ Spek haben kann, insbesondere auch die hohe Messdynamik bei kleiner Auflösungsbandbreite (das nennt man hier eher Frequenzauflösung). In der Praxis gibt es noch Nachteile, die mit fortschreitender technischer Entwicklung wohl kleiner werden. Zum Beispiel ist die Messbandbreite noch eher klein, die Frequenzauflösung schlecht wegen zu kleiner Speichertiefe (d. h. zu kleine Anzahl der Messpunkte, die für die FFT verwendet werden), Aliasing (das Auftreten von Störfrequenzen infolge der Abtastung durch den AD-Wandler) macht jede Menge Probleme usw.. Die Messbeispiele unten sollen nun zeigen, was man mit der FFT anfangen kann und wo im Detail die Nachteile liegen. Dabei soll insbesondere gezeigt werden, was mit der FFT einfacher zu erkennen ist als mit dem Zeitsignal.

Grundsätzliches zu Eigenschaften der FFT: In einem digitalen Messgerät errechnet man aus dem abgetasteten Zeitsignal (z.B. eine Abtastperiode von $1\text{ns} = 1\text{ Messung/ns} = 1\text{GS/s}$) über eine bestimmte Messdauer (z.B. $1000\text{ns} = 1\mu\text{s}$) ein ebenso diskretes Spektrum, dessen Bandbreite gleich dem Kehrwert der Abtastperiode ist (z.B. $1/1\text{ns} = 1000\text{MHz}$) und dessen Frequenzauflösung gleich dem Kehrwert der Messdauer ist (z.B. $1/1\mu\text{s} = 1\text{MHz}$). Diese Werte sind real je nach Implementierung etwas anders, z.B. ist üblicherweise die dargestellte

Bandbreite nur halb so groß (also nur noch 500 MHz), weil nur der Betrag der Frequenz gezeigt wird (in der FFT haben Frequenzen ein Vorzeichen bzw. eine Phase, welche die gegenseitige zeitliche Lage angibt). Auch die Frequenzauflösung kann anders sein, wenn z.B. noch ein bisschen digital gefiltert wird. Periodische Signale erzeugen ein Linienspektrum, ein Sinussignal ist eine einzelne Linie, bei anderen Signalformen kommen weitere Frequenzen=Linien bei den Vielfachen der Grundfrequenz hinzu (siehe 1. und 2. Messbeispiel). Rauschsignale sind im Spektrum breitbandig (aber Achtung: Das sogenannte Quantisierungsrauschen ist nicht unbedingt ein Rauschsignal). Bei der realen FFT werden immer die erfassten Messwerte genutzt, d.h. wenn zum Beispiel nur ein Teil des Signals richtig gemessen wird, weil z.B. der obere Teil oberhalb des Bildes bzw. oberhalb des Messbereichs des AD-Wandlers liegt, bekommt man das Spektrum dieses falsch gemessenen Signals zu sehen, nicht das gewünschte (siehe 1. Messbeispiel). Wichtig ist auch noch, dass die FFT dann am besten funktioniert, wenn man im Zeitbereich viele Perioden des Mess-Signals erfasst. Wenn man nur eine Periode sieht (so wie man das gerne einstellt, gerade einmal die Sinuskurve), ist die Grundfrequenz des Mess-Signals nach der FFT am linken Bildrand. Wenn man mehr sehen will, muss man mehrere Signalperioden ins Bild bringen, also einen größeren Zeitraum erfassen. Wenn man im Zeitbereich so viele Perioden hat, dass man praktisch nichts mehr erkennt, sieht die FFT am besten aus. Schließlich beeinflusst die Genauigkeit, mit der abgetastet wird, das Spektrum (Stichwort Jitter und Phasenrauschen; Spektrallinien werden verbreitert), wie auch die sogenannte Fensterfunktion – Details dazu beim 2. Messbeispiel. Solange man nicht nur einen Teil der Signalperiode über der Zeit erfasst, spielt der Trigger für die FFT keine Rolle – **die FFT geht auch dann, wenn man nicht mehr triggern kann**, das ist für manche Messungen ziemlich hilfreich. Wichtig ist noch, beim UTD 2052 CEL wird immer mit dem aktuellen Zeitsignal gerechnet, nicht etwa mit dem gemittelten Signal. Beim UTD wird die FFT immer aus 1024 Samples berechnet, die Frequenzauflösung ist also immer ein/1024-tel der Bandbreite.

Es muss nun auch noch etwas zur **Darstellung in Dezibel (dB)** gesagt werden (auch hier siehe Wikipedia für Details und Gleichungen). Weil die Spektralanalyse prinzipiell eine empfindliche Messmethode ist, hat man es oft mit Signalen sehr unterschiedlicher Größenordnung zu tun. Zum Beispiel stelle man sich ein Spannungssignal mit 1V Amplitude vor, dem eine Störung von 5mV überlagert ist. So etwas kann man mit 8 Bit AD-Wandler gerade noch mühsam erkennen, die FFT zeigt das aber ganz deutlich (siehe 2. Messbeispiel). Damit man solche Pegelunterschiede noch gut darstellen kann, verwendet man eine Umrechnung mit Hilfe der Logarithmusfunktion. Dabei wird das Multiplizieren mit Verstärkungsfaktoren durch Addition ersetzt, und man gibt die Pegel dann mit der Pseudo-Einheit Dezibel (dB) an. Dabei bedeuten 6dB einen Faktor von 2 in der Spannung, 20dB einen Faktor von 10, 40 dB einen Faktor 100, 60dB 1000 usw. Zwischen unseren Beispiel-Signalen von 1V und 5mV liegen also 46dB (40 +6 dB, Faktor 100*2). Dezibel ist eine Pseudo-Einheit, weil damit ja nur ein Verhältnis angegeben wird. Um damit zum Beispiel eine Spannung anzugeben, braucht man eine Bezugsgröße. Beispielsweise kann man sagen, 5mV sind -46dBV, da bedeutet: einen Faktor von 200 (46dB) unterhalb (das Minuszeichen) einer Spannung von 1V (das „V“ bei dBV), oder auch: 5mV sind 14dBmV (ein Faktor 5=14dB=20-6dB oberhalb von 1mV). Gewöhnungsbedürftig, aber wenn man es gewöhnt ist, arbeitet es sich viel leichter damit. Jedenfalls würde man ohne diesen Trick kleine Signale auf dem Bildschirm einfach nicht sehen. Die Spektren-Bilder unten sind alle in dBVrms (rms=auf Effektivwert bezogen).

Alles klar ? Dann geht's jetzt los:

Allgemein zu den Messungen:

Die nötigen Einstellungen sind weitgehend aus den Bildern zu entnehmen (sorry wenn ich etwas dabei übersehen habe). Den Selbstabgleich des Oszis vor den Versuchen ausführen lassen ist auch keine schlechte Idee.

Viele Messbeispiele sind außerhalb der Spezifikation der Oszis, damit man die Grenzen des Geräts sieht – wenn dort dann unerwünschte Effekte auftreten, heißt das nicht, dass das Gerät nichts taugt. Nebenbei, alle Effekte, die in den folgenden Beispielen gezeigt werden, treten genau so auch bei den teuersten Oszis auf, nur manchmal schwächer oder bei noch höheren Frequenzen.

Spektren sind im folgenden immer in dBVrms bei einer vertikalen Skalierung von 10dB/div angezeigt, damit man das Rauschen unten sieht (das flackert ziemlich stark, auch beim Tek, aber wir wollen ja die Grenzen sehen. Für vernünftige Messungen wird man oft eine andere Skalierung wählen). Wenn man am UTD die FFT zum ersten mal einschaltet und auf dB-Anzeige stellt, ist die Skalierung absurd (500dB/div) und man sieht nur eine Linie. Man muss die Position und Auflösung erst mal einstellen.

1. Messbeispiel: Störlinien und Aliasing, Linearität des Wandlers

Für die erste Messung wird einfach kein Signal angelegt, Kanal 1 wie im Bild zu sehen eingestellt und die FFT bei Math eingeschaltet (Einstellungen siehe Bild). Man sieht ein Spektrum mit einer Störlinie bei 125 MHz. Diese Störlinie kommt von den vier nicht ganz synchronen AD-Wandlern, die mit 250MS/s arbeiten und zusammen die AD-Wandlung von 1GS/s machen.

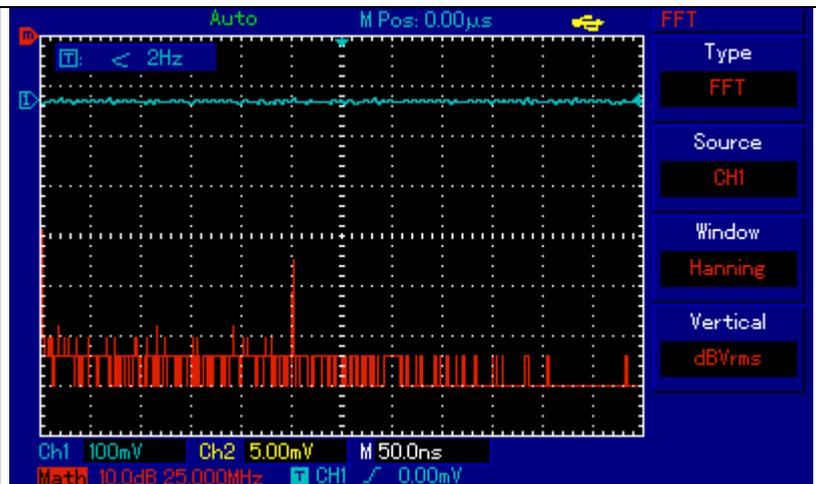


Bild 1: Störlinie bei 125 MHz

Jetzt wird ein Eingangssignal von 115 MHz angelegt. Im Spektrum erscheint die entsprechende Linie, aber auch eine schwache Linie bei 135 MHz – das ist ein Aliasing-Signal, das hier aber noch nicht stört, weil es ja bei hoher Frequenz (und auch weit oberhalb der Spezifikation des Oszis) liegt. Das Aliasing-Signal ist schwach, und bei perfekt synchronisierten Wandlern wäre es gar nicht da – man kann an dieser Messung daher sehen, wie gut die Wandler synchronisiert sind.

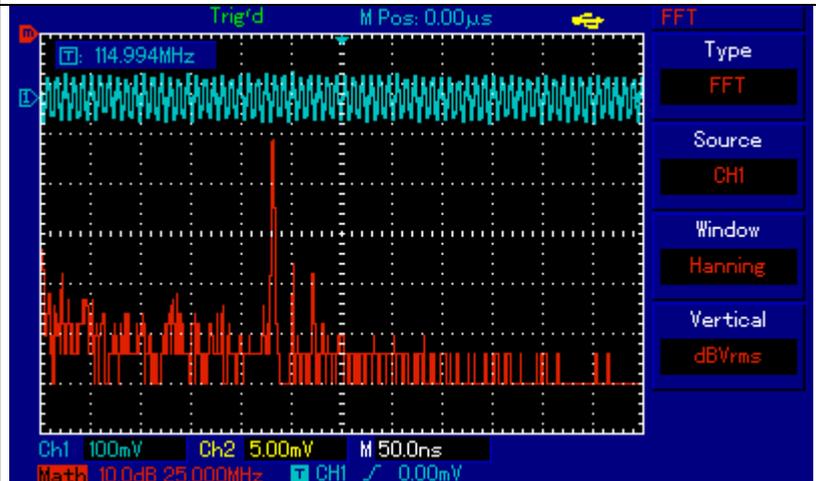


Bild 2: Aliasing bei 115 MHz Eingangssignal

Es wird den meisten bekannt sein, dass Aliasing auftritt, wenn am AD-Wandler eine Frequenz oberhalb der halben Abtastfrequenz anliegt (in Fachchinesisch, Nyquist-Bedingung ist verletzt). Weniger bekannt ist, dass man die Abtastung durch eine AD-Wandler auch als Mischprozess ansehen kann, bei dem die Ausgangsfrequenzen (im digitalen Ausgangssignal des Wandlers) der Eingangsfrequenz $\pm n \cdot$ der Abtastfrequenz entsprechen für beliebige ganzzahlige n . Man will aber nur die ursprüngliche Eingangsfrequenz haben, also den Fall $n=0$. Der Fall $n=-1$ ergibt das oben gesehene Aliasing-Signal (man nehme vom Ergebnis den Betrag), aber auch die Fälle mit großen n gibt es. Die Gegenmaßnahme ist das Anti-Aliasing-Filter, das verhindern soll, dass zu große Frequenzen an den Wandler kommen. Das funktioniert ganz gut ab 500 MHz, aber nicht bei den niedrigeren Frequenzen (wie gesagt, eigentlich hat man hier einen Wandler mit einer Abtastfrequenz von 1 GHz, aber in der Realität sieht man auch die Abtastraten der einzelnen vier Wandler)

Wenn wir die Eingangsfrequenz auf 400MHz erhöhen, sieht man als stärkstes Aliasing-Produkt eine Linie bei 100 MHz, das auf die doppelte Abtastrate der einzelnen Wandler von 500MHz zurückgeht; die schwache Linie bei 150MHz entsteht aus der 250MHz-Abtastrate der einzelnen Wandler. Bei 500MHz Signalfrequenz läge das starke Aliasing-Produkt wieder bei 0Hz, und dann hat man ein Problem, denn dieses Signal erschiene auch genau so im Zeitsignal (siehe unten !).

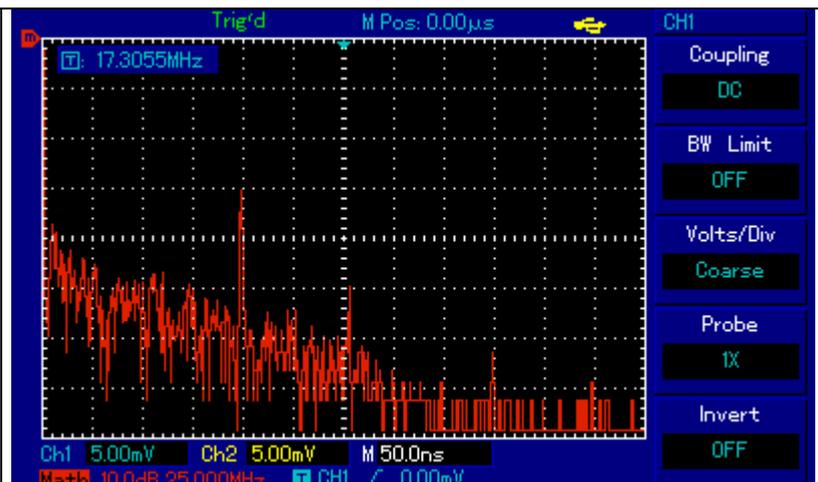


Bild 3: Aliasing bei 400MHz-Signal liegt bei 100MHz

Alle mir bekannten Digital-Oszilloskope haben die Eigenschaft, dass bei kleinerer Abtastrate kein Anti-Aliasing-Filter mehr vorhanden ist, und das bedeutet, dass Aliasing in voller mathematischer Schönheit auch für sehr hohe Faktoren n auftritt. Wir werden solche Effekte im 2. und 6. Messbeispiel sehen (dort sieht man auch, dass diese Effekte nicht immer nachteilig sind). Worauf ich aber an dieser Stelle hinweisen möchte: Dieses Aliasing ist ein spezielles Problem digitaler Oszilloskope, das bei Analoggeräten nicht auftritt. Der Benutzer sollte wissen, dass hier Fehlmessungen nicht nur bei der FFT im Frequenzbereich, sondern auch im Zeitbereich auftreten können. Wichtig ist, dass kein Mess-Signal oberhalb der halben Abtastfrequenz anliegt (und die Abtastfrequenz ist dabei nicht etwa 1GS/s, sondern die real eingestellte Abtastfrequenz, die viel niedriger sein kann, wenn man mit großer horizontaler „Ablenkung“, also viel Zeit/div misst. Das Gute an der Sache ist, mit der FFT kann man das Spektrum ansehen und prüfen, ob zu hohe Frequenzen anliegen.

(Anmerkung: Eine mögliche Abhilfe wäre, immer mit maximaler Abtastrate zu messen, denn dafür ist ja ein richtiges Anti-Aliasing-Filter eingebaut, und dann mit einem digitalen Filter auf die gewünschte Abtastrate herunterzurechnen. Das ebenfalls verglichene R&S-Gerät hat ein solches digitales Filter, aber nur erster Ordnung – das reicht bei weitem nicht, um den Effekt zu entfernen. Man bedenke, dass in einem solchen Filter gewaltige Datenmengen zu verarbeiten sind; z.B. wenn man über eine s mit 1kS/s messen will, muss man in einer ms

1MB pro Kanal verarbeiten – das ist auch heute noch knackig. Das im R&S-Gerät eingebaute Filter eignet sich daher eher dafür, die Rauschbandbreite zu verringern, dafür ist es richtig super.)

Gehen wir weiter zur Linearität der Wandler:

Es wird ein 25MHz-Signal so angelegt, dass der Bildschirm gerade von oben bis unten gefüllt wird, die FFT eingeschaltet und Kanal 1 ausgeschaltet. Man sieht eine einzelne, saubere Spektrallinie. Das bedeutet, dass der AD-Wandler so linear ist, dass die Nichtlinearität im Rauschen untergeht.

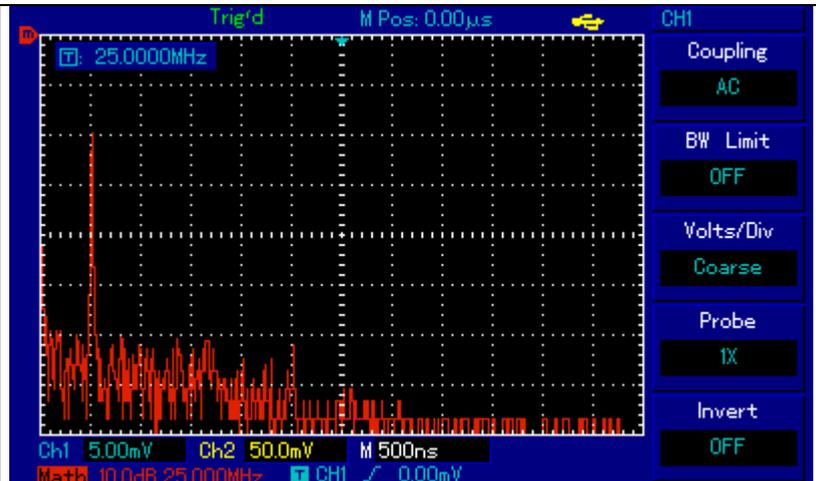


Bild 4: Einzelne, saubere Spektrallinie bei 25 MHz

Für diese Messung muss man eine Frequenz wählen, die nicht zu hoch ist, damit eventuelle Störlinien nicht hinter dem Wandler weggefiltert werden (25 MHz ist o.k., beliebige niedrigere Frequenzen gehen auch, man kann die folgenden Messungen auch mit einem Sinussignal aus einer guten Soundkarte bei z. B 1kHz machen; manche Verzerrungen treten aber erst bei hohen Frequenzen auf, daher ist die Messung bei 25MHz ehrlicher).

Zum Vergleich: Die gleiche Messung mit dem Tek ergibt das gleiche Ergebnis, der Rauschpegel ist hier allerdings etwas höher (das Tek scheint ein etwas höheres Grundrauschen und, je nach Einstellung, auch ein höheres 1/f-Rauschen zu haben)

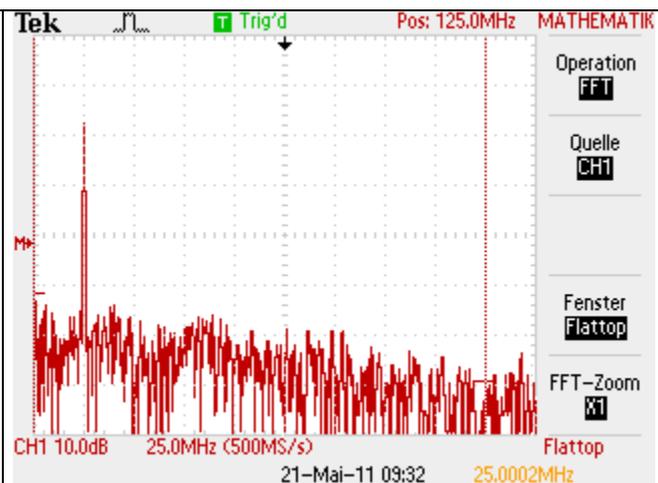


Bild 5: Die gleiche Messung wie in Bild 4 mit dem Tek

Wenn wir jetzt den Pegel des Eingangssignals hochdrehen, treten plötzlich starke ungeradzahlige Harmonische (also bei $3 \cdot 25\text{MHz}$, $5 \cdot 25\text{MHz}$ usw.) auf. Der Wandler ist jetzt übersteuert und verzerrt, das gemessene Eingangssignal ist kein Sinus-Signal, sondern ein Sinus mit mehr oder weniger gekappten Spitzen. Man erinnere sich: die FFT rechnet immer genau mit dem Signal, das man misst !

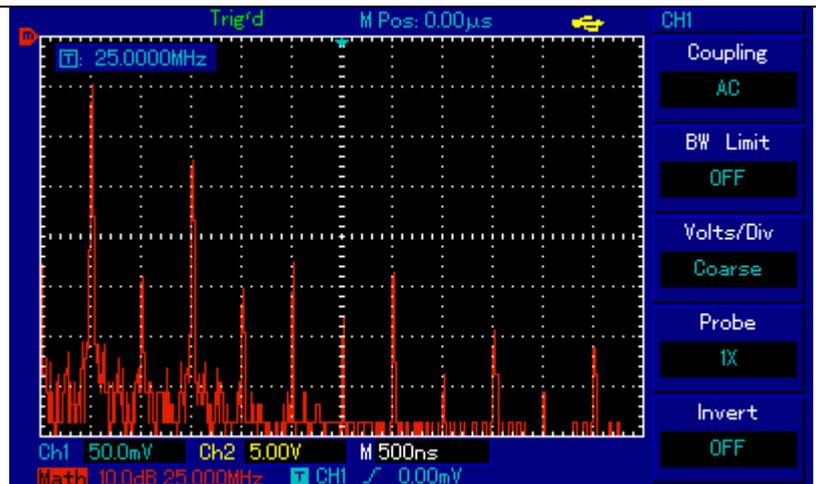


Bild 6: Digitale Verzerrungen bei übersteuertem AD-Wandler

Am Tek passiert genau dasselbe, aber einen Unterschied gibt es: Der Wandler begrenzt das Signal symmetrischer, es treten so gut wie keine geradzahligen Harmonischen auf. Das bleibt beim Tek auch bei sehr starker Übersteuerung so.

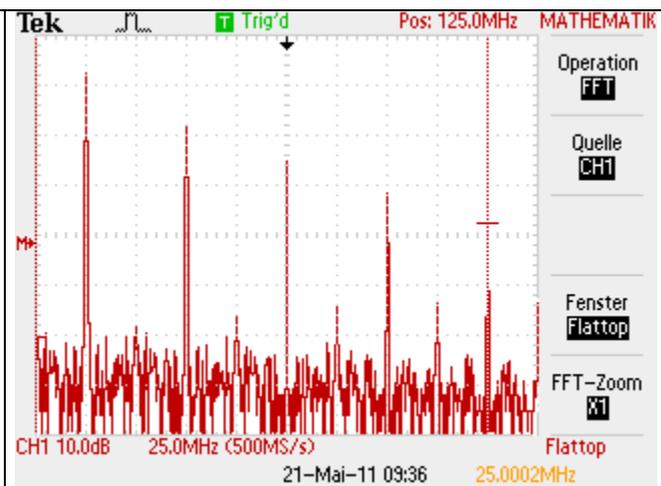


Bild 7: Wie Bild 6 am Tek

Bei sehr starker Übersteuerung treten am UTD verstärkt geradzahlige Harmonische auf. Dies allerdings weit außerhalb jeder vernünftigen Messeinstellung. Man beachte bei der Bedienung: Am UTD kann man die Einstellungen im Zeitbereich, also an Kanal 1 ändern, während man die FFT ansieht, am Tek geht das nicht.

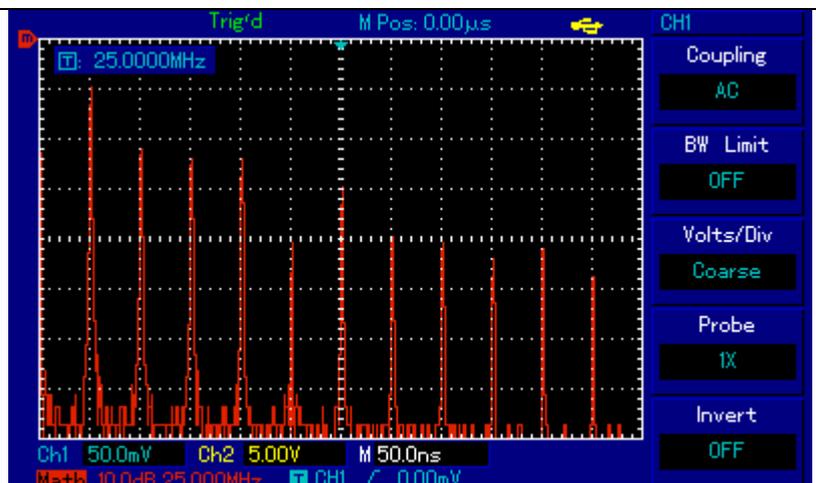


Bild 8: Unsymmetrische Verzerrung am UTD bei sehr starker Übersteuerung

Damit man die Verzerrung durch die Übersteuerung auch im Zeitbereich sieht, muss man etwas tricksen (denn man soll ja die Messgrenze gerade nicht zu sehen bekommen). Man mache die Messung aus Bild 8, halte die Messung an (run/Stop-Taste), gehe auf Kanal 1 und reduziere die vertikale Auflösung. Dann sieht man, was außerhalb des Bildes passiert ist (lässt man die Messung dann weiterlaufen, stellt sich das Gerät so ein, dass man keine Verzerrung mehr sieht).

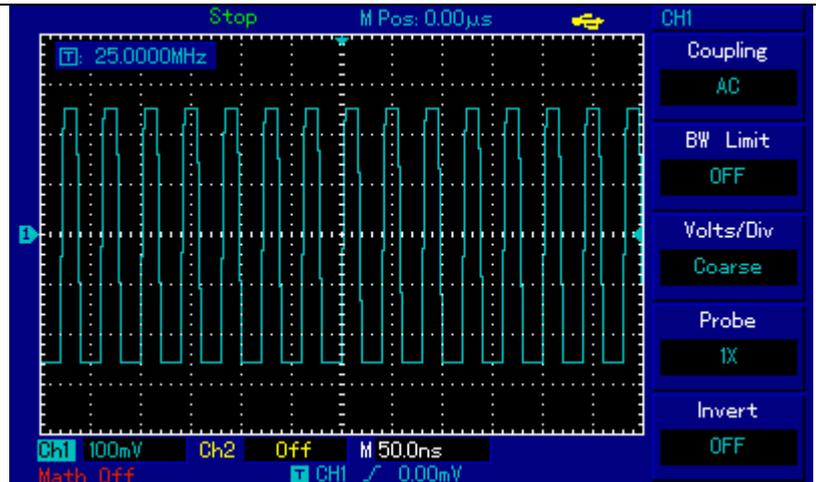


Bild 9: Die Verzerrung am UTD aus Bild 8 im Zeitbereich sichtbar gemacht

Fazit dieses Abschnitts: Die Synchronisierung der AD-Wandler im UTD ist nicht perfekt, was sich aber erst weit außerhalb der Spezifikation, oberhalb 125 MHz auswirkt. Die Linearität der Wandler ist so gut, dass man keine Nichtlinearität messen kann (wie beim Tek). Die Messung zeigt auch, wie man durch Übersteuerung außerhalb des sichtbaren Bereichs Messfehler in der FFT erzeugt (prinzipiell bei allen Geräten).

2. Messbeispiel: Messung des eingebauten Rechteck-Generators / Demonstration der FFT-Bugs / Aufspüren kleiner Störsignale mit der FFT / Bedeutung und Einfluss der Fensterfunktion

Wir verbinden den Tastkopf des Messkanals mit dem eingebauten 1 kHz Rechteck-Generator, machen die Einstellungen wie im Bild und sehen in der FFT ein schönes Linienspektrum, wie gewünscht bei einem Rechtecksignal. Stellt man den Tastkopf auf 10:1, kann man die Auswirkung des Trimmers am Tastkopf auch im Spektralbereich sehen: Die höheren harmonischen Frequenzen werden je nach Einstellung kleiner oder größer. Man mache den Abgleich aber wie üblich so, dass das Zeitsignal flach wird.

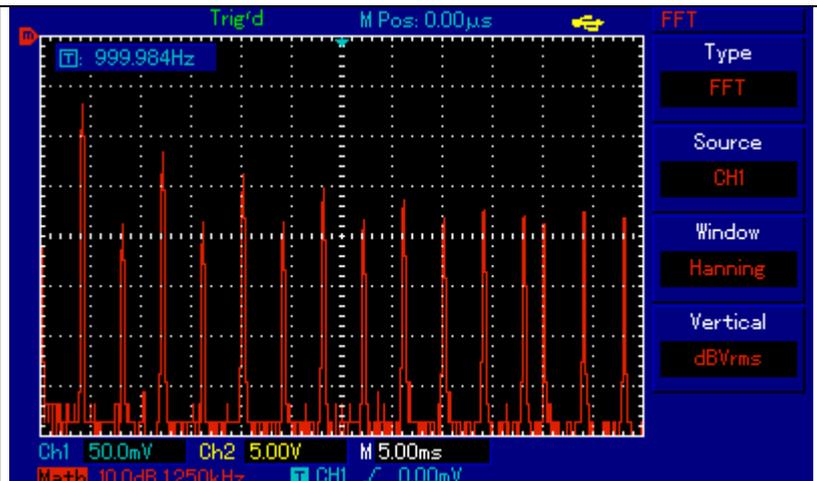


Bild 10: Spektrum des 1kHz-Rechtecksignals

Jetzt ändern wir die horizontale Auflösung des Messkanals auf 20ms/div, so dass die Auflösung der FFT 312,5Hz/div wird. Plötzlich sehen wir neue, zusätzliche Spektrallinien im Abstand von 250 Hz. Das ist kein Fehler des Oszilloskops, sondern des Anwenders, denn wir haben die Nyquist-Bedingung verletzt: Es liegen zu hohe Frequenzen am Wandler an, siehe Bild 10 !

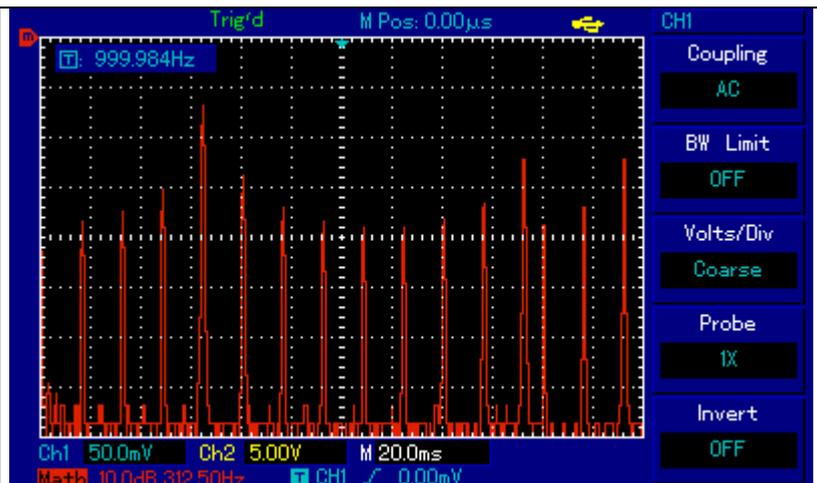


Bild 11: Spektrum des 1kHz-Rechtecksignals mit Aliasing-Störungen.

Am Tek tritt bei einer vergleichbaren Messung ein ähnlicher Effekt auf. Wie die Störung genau aussieht, hängt im Detail vom genauen Verhältnis der realen (kleinen) Abtastrate zum Mess-Signal ab.

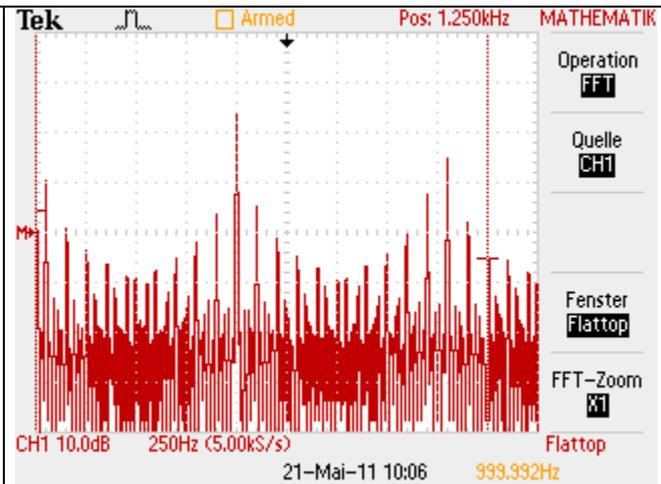


Bild 12: Ähnlich Bild 11 am Tek

Man sieht also, Fehler durch Aliasing treten nicht nur bei hohen Frequenzen auf, sie sind bei heutigen DSO's sogar besonders schlimm dadurch, dass man praktisch ohne Anti-Aliasing-Filter misst (betrifft auch die teuren Geräte) ! Der Fehler ist zu vermeiden, indem man sich mit Hilfe der FFT davon überzeugt, dass keine Signalanteile oberhalb der halben Samplingrate anliegen. Im 6. Messbeispiel wird noch gezeigt, dass solche Fehler durchaus nicht nur im Spektrum, sondern gelegentlich auch im Zeitsignal auftauchen – und sogar hilfreich sein können !

Zurück zum UTD: An diesem Messbeispiel kann man einen Bug bei der Darstellung der FFT erkennen. Schon in Bild 10 und 11 sieht man, dass das Spektrum in den beiden letzten horizontalen Divisions (ganz rechts) irgendwie verschoben ist, die Spektrallinien sind nicht im richtigen Abstand von 250 Hz. Vergrößert man jetzt die horizontale Auflösung der FFT, so kann man das Spektrum hin und her schieben mit der horizontalen Position und sieht, was in den rechten beiden Divisions passiert. Man kann die Frequenzabstände mit dem Cursor ausmessen. Dabei sieht man auch, dass die Frequenzanzeige der Cursor falsch ist, man muss also die Differenz zwischen beiden Cursorlinien nehmen; wie man sieht, ist der Linienabstand in den linken zehn Divisions richtig, 250 Hz (an dem Aliasing-Fehler ändert die Display-Einstellung der FFT nichts).

Erhöht man die Horizontale Auflösung weiter (zwei Schritte gehen noch), ändert sich der Fehler: der angezeigte Linienabstand ist jetzt 300 Hz statt 250 Hz, also 6/5 falsch. Beide Fehler liegen offensichtlich an der Software, die nicht richtig auf ein Gerät mit 12 horizontalen Divisions (statt 10) angepasst wurde !

Das Tek hat hier keine Fehler, und ich hoffe echt, Uni-Trend behebt das Problem in der nächsten Software-Version...

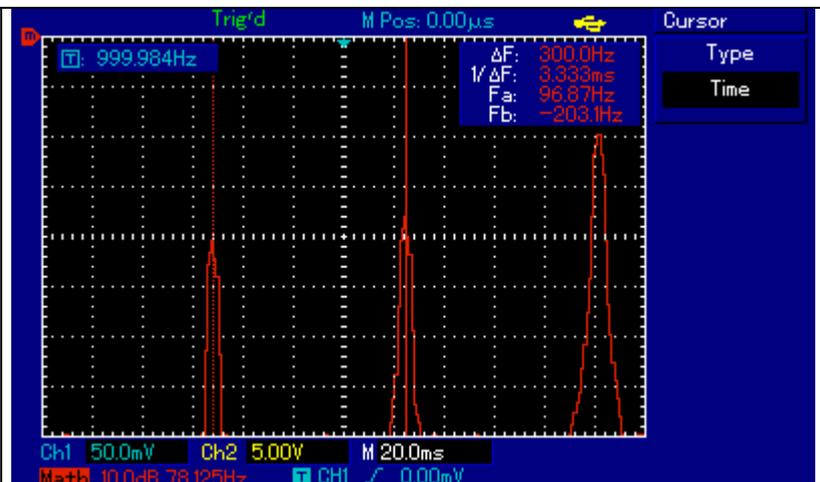


Bild 13: Bug bei der Darstellung der FFT bei hoher horizontale Auflösung.

Dieser FFT-Bug ist natürlich nervig, aber immerhin ist er nachvollziehbar und kann berücksichtigt werden. Bei den folgenden Beispielen ist regelmäßig die Anzeige falsch aufgrund des Bugs (sobald man das Spektrum horizontal feiner auflöst), ich werde aber nicht weiter darauf eingehen, es geht im folgenden um andere Aussagen.

Gehen wir zurück zur Einstellung von Bild 11:

Wir reduzieren wieder die horizontale Auflösung und verbinden den Tastkopf nicht mehr direkt mit dem Rechteck-Generator, sondern über einen Widerstand von einigen 10k (hier 22k). Berührt man zusätzlich die Tastkopfspitze mit dem Finger, erscheint ein mehr oder weniger kleines Störsignal bei 50 Hz.

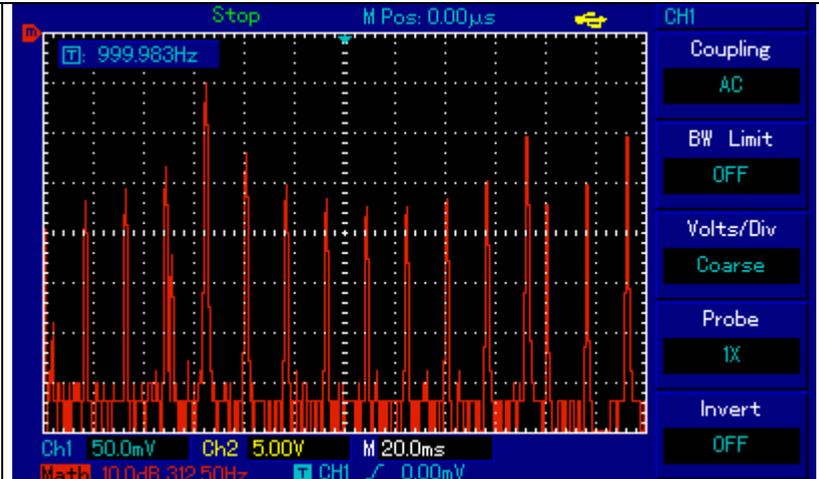


Bild 14: Kleines 50 Hz-Störsignal im 1kHz-Spektrum – die kleine Frequenzlinie ganz links (vgl. Bild 11).

Der Widerstand wird gebraucht, damit die Störung aus dem Finger nicht durch den niedrigen Ausgangswiderstand des Rechteck-Generators kurzgeschlossen wird. Die 50Hz-Störung kommt natürlich aus dem Stromnetz (solche Störungen geistern überall durch unsere verkabelte Welt), die Größe der Störung hängt davon ab, wo und auf was man gerade steht, mit welchen Schuhen, in welcher Umgebung usw..

Was soll dieses Beispiel zeigen: Die im Spektrum erkennbare Störlinie ist klein, aber eindeutig und auch in der Frequenz gut messbar. Im Zeitsignal wird man eine solche Störung kaum erkennen, insbesondere wenn sie nicht synchron mit dem Mess-Signal ist. Die FFT bzw. das Frequenzspektrum eignet sich also besonders, um kleine Störsignale bei fester Frequenz zu erkennen und zuzuordnen. Es sollte klar sein, dass dies nicht nur mit 50 Hz Brummstörungen geht, sondern mit vielen anderen auch, z.B. aus Schaltnetzteilen, Displays, Computern, Energiesparlampen usw.. Mehr dazu in den beiden folgenden Messbeispielen !

In den restlichen Bildern dieses Abschnitts soll noch auf die Bedeutung der Fensterfunktion der FFT eingegangen werden. Es wird wieder einfach die 1kHz-Rechteckschwingung gemessen (den Finger und den Widerstand kann man wieder wegnehmen...), und die horizontale Auflösung wird auf maximal gestellt.

Zunächst aber **allgemeines zur Fensterfunktion der FFT**: Das Spektrum eines Zeitsignals ist, rein mathematisch, durch Fouriertransformation über eine unendliche Zeit definiert. Zur Messung mit der FFT messen wir nur einen kleinen Zeitabschnitt des Signals (die Messdauer), und das bedeutet, dass wir das Spektrum verändern. Die sogenannte Fensterfunktion ist eine Funktion, mit der die Messwerte über der Zeit multipliziert werden, um die Art der durch die Messung gemachten Veränderung zu beeinflussen (man kann das auch Gewichtungsfunktion nennen). Die Rechteck-Fensterfunktion macht praktisch nichts zusätzlich, es werden innerhalb der Messdauer einfach alle Amplituden unverändert gelassen; alle anderen Fensterfunktionen schwächen die Amplituden am Anfang und am Ende der Messdauer auf unterschiedliche Art ab (mehr Details natürlich im Internet, z.B. bei Wikipedia unter „Fensterfunktion“ – wer hätte das gedacht...;-)). Was das für das Spektrum bedeutet, sieht man in den folgenden Bildern; es handelt sich immer um dieselbe Messung !

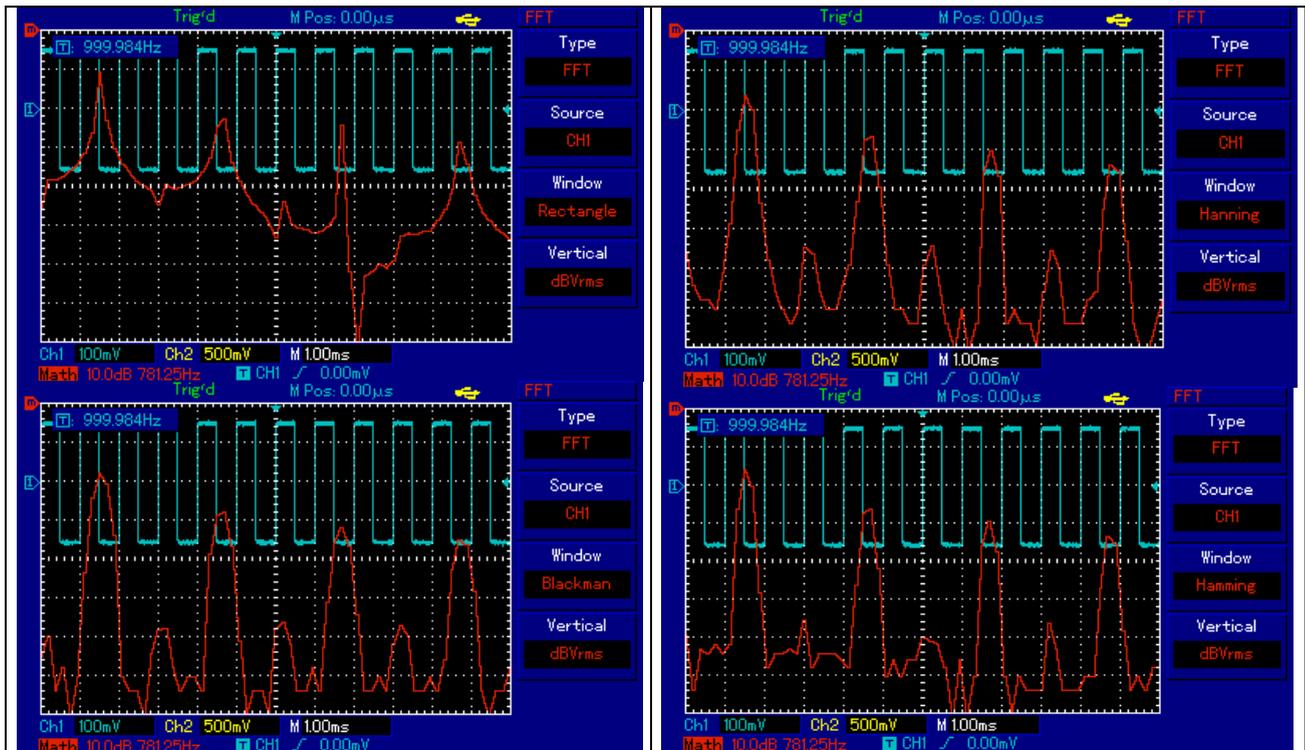


Bild 15: Form von Spektrallinien bei unterschiedlicher Fensterfunktion am UTD. Je nach Fensterfunktion erhält man eine feinere Frequenzauflösung, weniger Störsignale oder genauere Amplitudenmessungen (Details siehe Manual des UTD oder Internet)

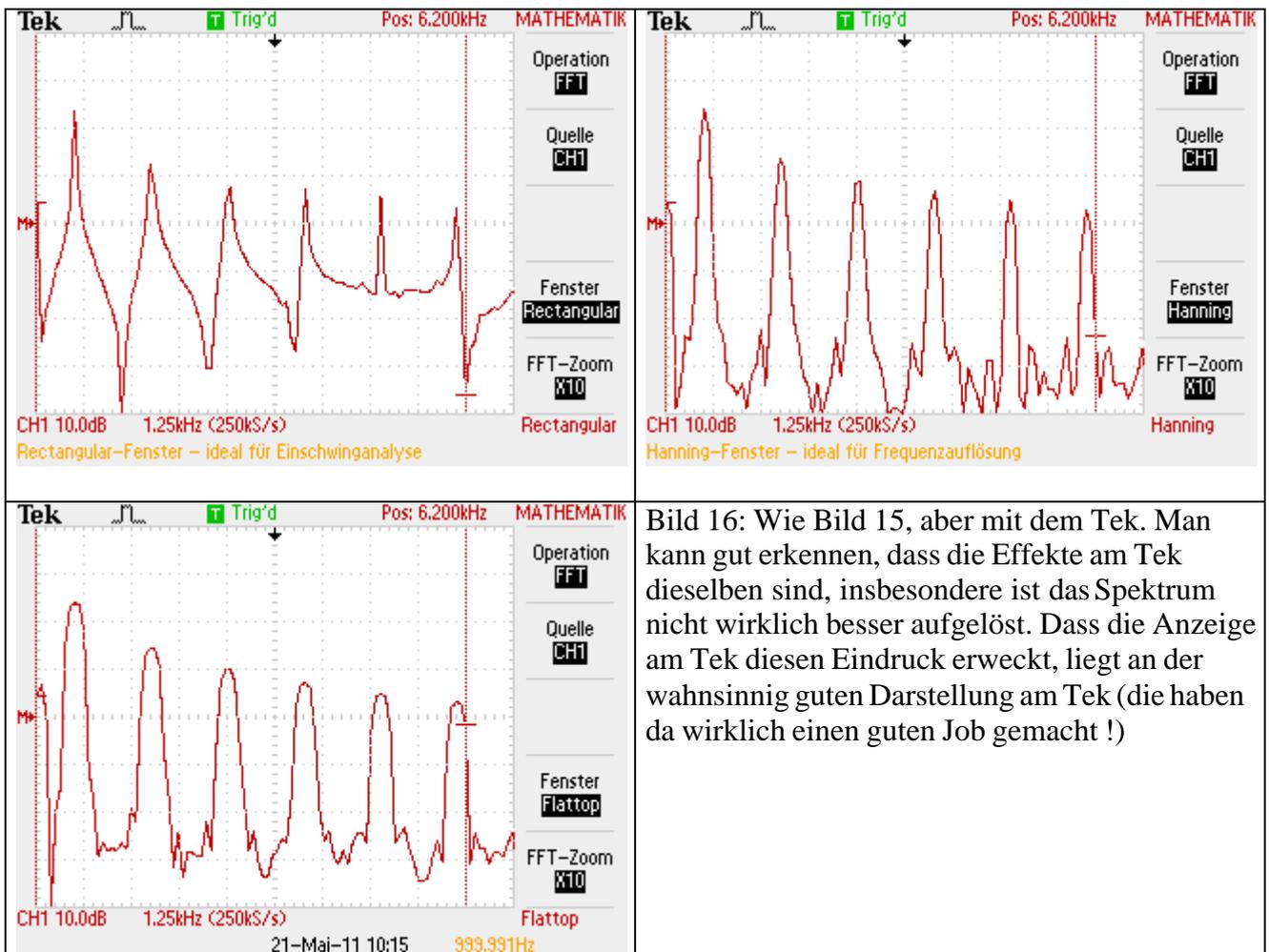


Bild 16: Wie Bild 15, aber mit dem Tek. Man kann gut erkennen, dass die Effekte am Tek dieselben sind, insbesondere ist das Spektrum nicht wirklich besser aufgelöst. Dass die Anzeige am Tek diesen Eindruck erweckt, liegt an der wahnsinnig guten Darstellung am Tek (die haben da wirklich einen guten Job gemacht !)

Wenn man sieht, wie sich die Form des Spektrums mit der Fensterfunktion verändert, könnte man auf die Frage kommen, wie denn nun das echte Spektrum aussieht. Um die Antwort zu bekommen, müsste man über eine längere Zeit messen ! Die kurze Messdauer verändert zwangsläufig das Spektrum, was sich als Verbreiterung schmaler Spektrallinien auswirkt (wie bei unserem Testsignal). Die Fensterfunktion entscheidet dabei nur, wie sich die Linien verbreitern. Wenn man lange genug messen könnte (das können unsere beiden Geräte natürlich nicht), würde die Frequenzauflösung immer besser, und irgendwann würde sich die Form der Anzeige beim Verändern der Fensterfunktion praktisch nicht mehr ändern. Das wäre die Auflösung, bei der man entweder das echte Spektrum sieht, weil jetzt die Breite der Spektrallinien (jede Spektrallinie hat eine Breite, je nach Qualität des Signals bzw. je nach Jitter der AD-Wandlung) größer wäre als die Verbreiterung durch die Fensterfunktion. Oder aber, die Messung ist dann durch andere Faktoren, vor allem durch den Jitter bei der AD-Wandlung, verfälscht (bei analogen Spektralanalysatoren treten im Prinzip die gleichen Effekte auf, auch dort überlagert sich die Instabilität der Quelle dem Mess-Signal).

In der Praxis ist es nicht schlimm, dass das Spektrum verfälscht wird, denn man will ja auch gar nicht das Spektrum über unendliche Zeiten messen, sondern möglichst momentan, um Änderungen schnell sehen zu können. Physik und Mathematik setzen dem eben Grenzen, und man zahlt den Preis für die schnelle Messung eben durch die Messunsicherheit mit der Fensterfunktion. Trotzdem wäre es schön, wenn man über mehr als 1024 Punkte messen könnte...

Fazit dieses Abschnitts: Das UTD hat einen nervigen, aber nachvollziehbaren Bug bei der Darstellung der FFT. Unabhängig davon treten bei allen DSO's Aliasing-Fehler auf, wenn das gemessene Signal Frequenzanteile oberhalb der halben realen Abtastrate hat (wir werden dem in den folgenden Beispielen noch öfters begegnen !).

Das Spektrum bzw. die FFT eignet sich besonders, um Störsignale aufzuspüren, die man im Zeitsignal praktisch nicht erkennen kann. Über die Frequenz der Störsignale kann man oft erkennen, wo diese herkommen (siehe folgendes Beispiel !).

Die Fensterfunktion beeinflusst die Form der gemessenen Spektrallinien, und man wählt die Fensterfunktion je nachdem, welche Eigenschaft (Frequenz, Amplitude, Störfreiheit) der Messung gerade am wichtigsten ist. Für viele heutigen Signale, die oft irgendwie von einer quarzstabilen Frequenz abhängen, ist eine Auflösung von 1024 FFT-Punkten zu klein, um die reale Form der Spektrallinie zu erkennen (Stichwort: keine Messung des Phasenrauschens mit solchen DSO's).

3. Messbeispiel: Messungen am Radio und am BK-Kabel-Anschluß

Für die folgenden Messungen braucht man ein gewöhnliches Analog-Radio, möglichst Stereo, und wenn man es aufmachen kann und darin herum messen kann, schadet es auch nicht. Bei älteren Modellen mit getrenntem Stereo-Dekoder-IC hat man die meisten Messmöglichkeiten. Ein Kabelanschluss, am besten erdfrei über ein Mantelstromfilter, ist auch ganz interessant.

Wir schließen den Audio-Ausgang eines Radios an Kanal 1 an. Aufpassen, wenn das Radio geerdet ist (z.B. über die Antennenbuchse), kann man mit der Masseleitung des Oszilloskops Kurzschlüsse erzeugen !

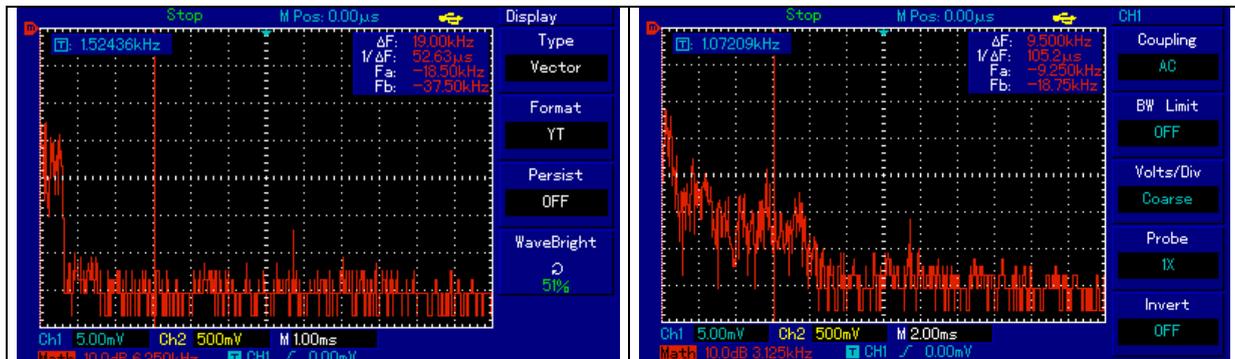


Bild 17: Wir sehen hier einen Schnappschuss eines Audio-Signals, rechts Musik und links eine Stimme über Telefon, mit entsprechend schmalere Spektrum, das bei 5kHz endet. Die kleine 42 kHz-Spektrallinie besprechen wir im 4ten Messbeispiel !

Jetzt ziehen wir die Antenne ab bzw. suchen eine Stelle ohne Sender (Muting ausschalten !) und erhalten so ein Rauschsignal.

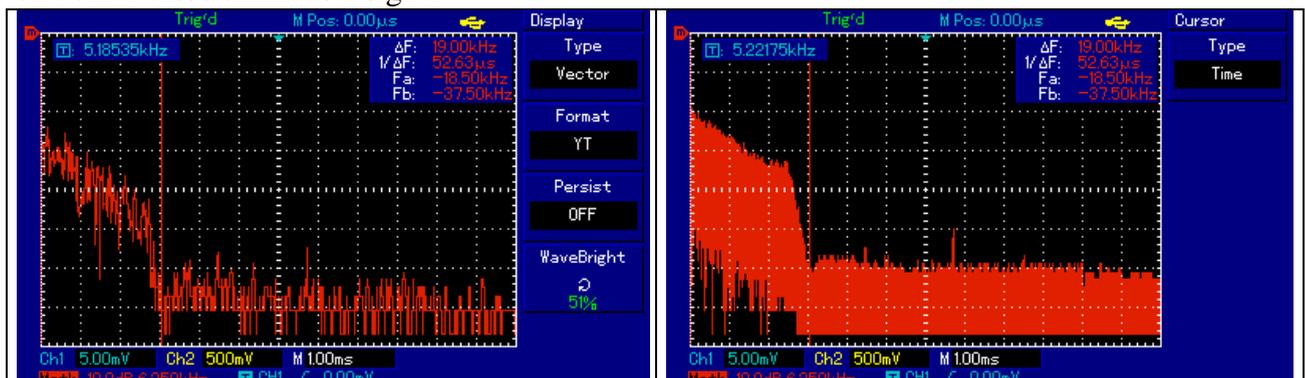


Bild 18: Spektrum eines Rauschsignals. Sinnvoller wird die Anzeige, wenn man die Spitzenwerte über einen längeren Zeitraum anzeigt, indem man Nachleuchten (Persistence) anschaltet (Achtung, Bug am UTD: Nachleuchten geht bei FFT nur über unendlich). So macht man Frequenzgänge sichtbar (rechts).

Die Messung in Bild 18 rechts ist nicht etwa Pfusch, es handelt sich hier um ein gutes und professionelles Messverfahren (Man bräuhete allerdings eine bessere Rauschquelle, z.B. wie im Visual Analyzer eingebaut. Und außerdem, siehe den Abschnitt am Anfang zur Beurteilung des UTD: DSO's mit 8 Bit Auflösung sind eigentlich nicht die richtigen Geräte für gute Audio-Messungen !). Man sieht hier den Frequenzgang des Rauschsignals aus dem Radio. Dieser setzt sich zusammen aus dem Frequenzgang des Radiosignals, man kann zum Beispiel den tiefen Einschnitt bei 19kHz erkennen . Das ist das Filter, welches den 19 kHz Stereo-Pilotton unterdrückt. Überlagert ist noch eventuell der Frequenzgang eines dahinter geschalteten Verstärkers. Man sieht das, wenn man mal am Klangregler dreht.

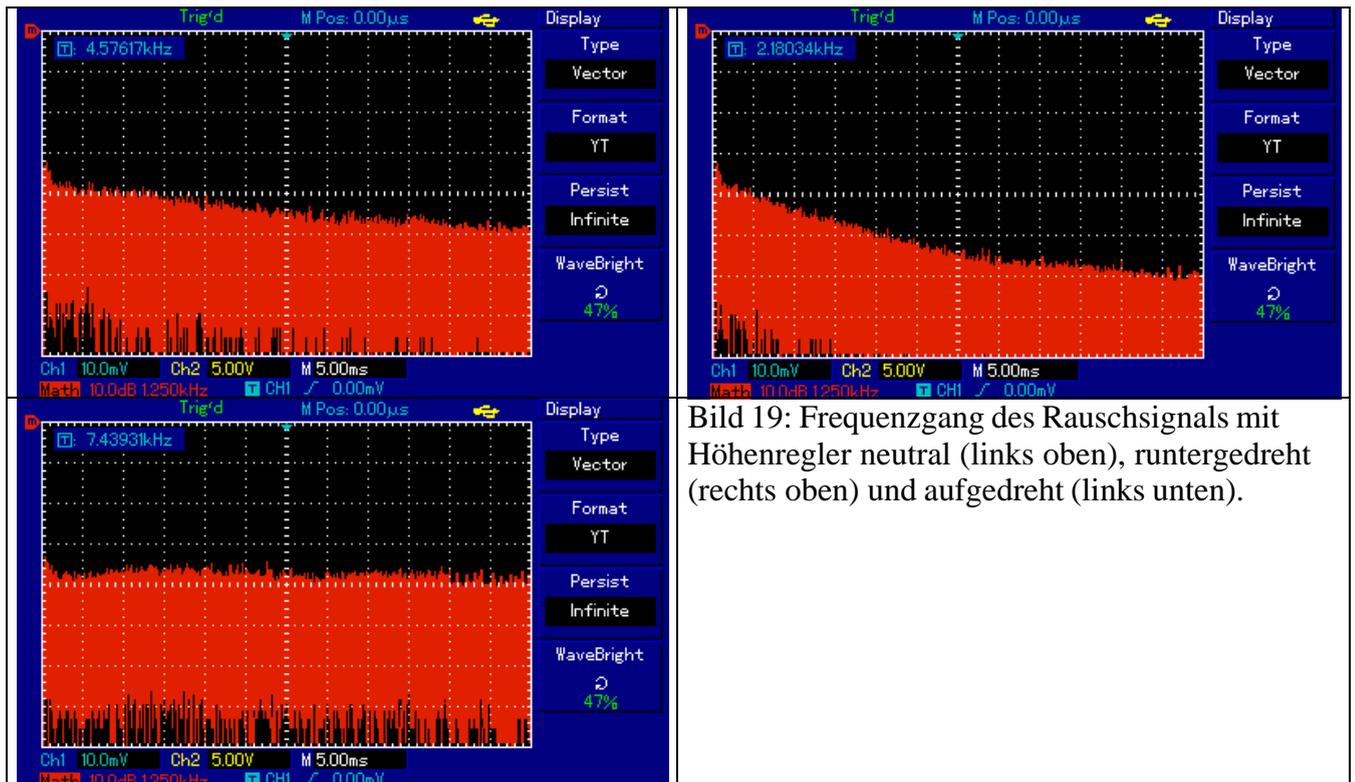


Bild 19: Frequenzgang des Rauschsignals mit Höhenregler neutral (links oben), runtergedreht (rechts oben) und aufgedreht (links unten).

Das Rauschsignal aus dem Radio ist kein weißes Rauschen (wegen der Filterung im Radio), daher fällt die Amplitude mit steigender Frequenz. Für gute Frequenzgangmessungen könnte man weißes Rauschen mit konstanter Amplitude nehmen, aber Achtung: Lautsprecher sind nicht dafür gemacht, weißes Rauschen widerzugeben: zu viel Leistung bei hohen Frequenzen kann den Hochtöner zerstören bei zu hohen Pegeln. Von den Ohren mal ganz abgesehen... Man nimmt daher lieber rosa Rauschen, bei dem der Pegel um 3dB/Oktave abfällt, hat dann aber keine konstanten Pegel mehr, sondern muss eine Vergleichsmessung machen. Leider lässt dies weder UTD noch Tek zu, das muss man also von Hand machen.

Auch bei solchen Messungen gibt es Aliasing-Fehler: Wenn das Rauschsignal breitbandiger ist als zulässig (... halbe reale Abtastrate), kann man keinen Frequenzgang mehr messen. In unserem Messbeispiel kann man also nicht die Messdauer verlängern, um niedrigere Frequenzanteile besser zu sehen und zum Beispiel den Frequenzgang des Bassreglers auszumessen. Probiert's aus: Man stelle die Bandbreite auf z.B. 500 Hz ein. Dann sieht man auch eine Änderung im Bassbereich, wenn man am Höhenregler dreht, und das bedeutet, die Messung taugt nichts (am besten geht es noch, wenn man die Höhen runterdreht).

Wenn wir jetzt mal ins Radio reingehen, kann man interessantere Spektren erkennen. Dazu stellen wir einen Stereo-Sender mit RDS-Signal ein:

Wenn man am Eingang des Stereo-Dekoders misst (im Zweifelsfall einfach suchen), sieht man das ganze Spektrum eines Radiosignals: von 0-16KHz das Mono-Signal, bei 19 kHz den Stereo-Pilotton, zwischen 22 kHz und 54 kHz des Stereo-Differenzsignal (symmetrisch um den 38kHz-Träger) und bei 57 kHz das RDS-Signal. Ohne Sender sieht man auf der ganzen Bandbreite nur Rauschen. Im Zeitsignal ist bei beiden Messungen nichts Vernünftiges zu erkennen.

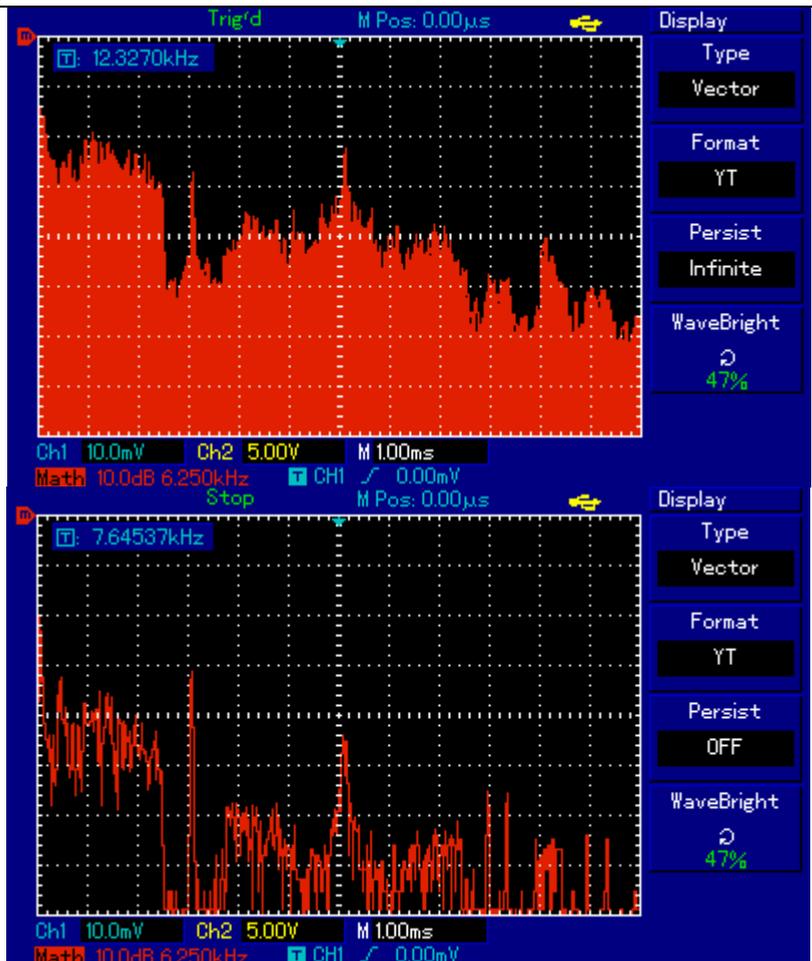


Bild 20: Vollständiges Spektrum eines typischen Analog-Radiosignals – oben mit Nachleuchten gemittelt

Wenn wir gerade beim Radio sind und zufällig über eine Kabelanschluss verfügen, schau wir doch da mal rein, am besten erdfrei über ein Mantelstromfilter:

Das Signal am Kabelanschluss, an Kanal 1 angelegt, ist schwach (klar!), und im Zeitsignal ist nichts Vernünftiges zu erkennen. Im Spektrum sieht man immerhin die UKW-Sender, schwach, aber erkennbar, zwischen 88 MHz und 108 MHz. Oberhalb sind ein paar Fernsehsender mit größerem Frequenzabstand zu erkennen. Diese Messung funktioniert übrigens nicht mit jedem Tastkopf, aber die beim UTD mitgelieferten sind erstaunlich gut!

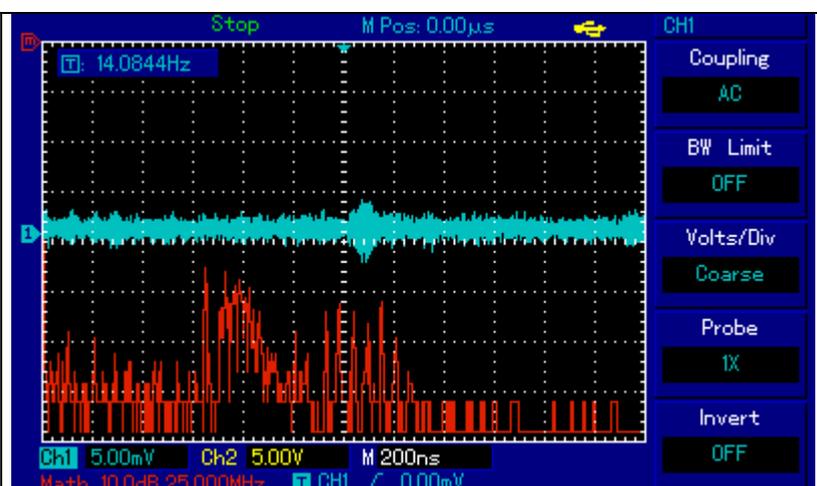


Bild 21: Spektrum und Zeitsignal (cyan) des Signals am Kabelanschluss mit UTD

Wenn man obige Messung direkt an der Buchse, ohne Mantelstromfilter macht, hat man in der Regel noch ein starkes Brummsignal überlagert. Man sieht dann nur gelegentlich eine Messkurve im Zeitbereich vorbeihuschen. Wenn man den richtigen Zeitpunkt erwischt, kann man trotzdem die FFT machen (die braucht keinen Trigger, nur ein einmalig aufgenommenes Zeitsignal). Zu Zeitpunkten, an denen das Signal nicht im Bild ist, wird auch kein Zeitsignal gemessen, die FFT wird zu einer geraden Linie.

Bei der gleichen Messung mit dem Tek macht sich wieder dessen höheres Rauschen bemerkbar: Die Radiosender sind aber kaum erkennbar (nein, das hat hier nichts mit der größeren Messbandbreite zu tun; das dadurch größere Rauschen im Zeitbereich wird durch die FFT schon richtig im Frequenzbereich verteilt).

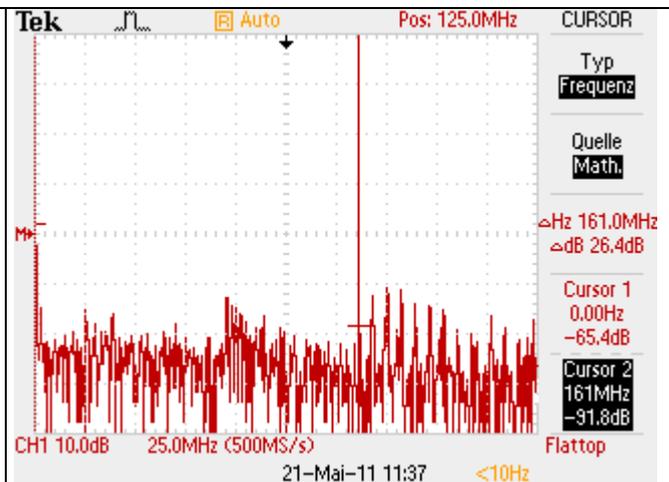


Bild 22: Spektrum des Signals am Kabelanschluß mit Tek

Verringern wir die Bandbreite, fallen wir wieder mal auf die Schnauze aus bekannten Gründen: Es sind plötzlich Fernsehsender bei niedrigeren Frequenzen zu sehen. Das sind aber Aliasing-Signale, wir haben mal wieder die Nyquist-Grenze verletzt! Bei voller Bandbreite war das übrigens bei beiden Geräten kein Problem, denn für die volle Bandbreite haben wir ja das eingebaute Anti-Aliasing-Filter, das auch seinen Job macht (kein Problem, dass das Kabelsignal Fernsehsender bis über 700 MHz hat). Aber bei reduzierter Abtastrate schlägt die Mathematik in voller Schönheit zu... (auch am UTD...)

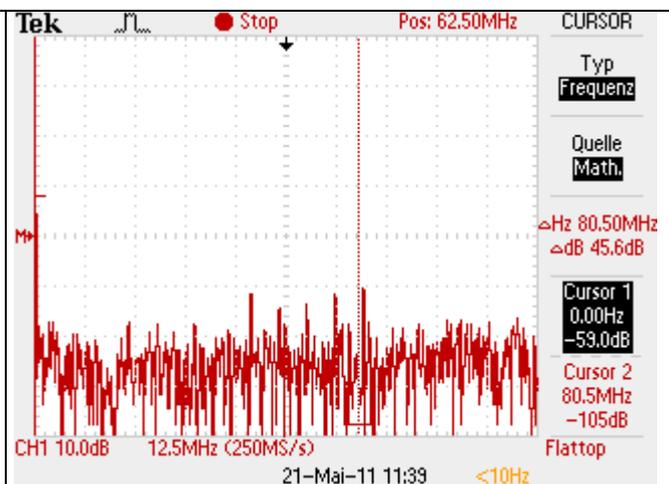


Bild 23: Wie Bild 22, aber kleinere Bandbreite und Abtastrate – schön ist übrigens, dass das Tek die reale Abtastrate im FFT-Fenster anzeigt.

Fazit dieses Abschnitts: Man kann durchaus auch mit 8 Bit Audio-Messungen machen (aber mit 16 Bit viel besser!). Rauschsignale eignen sich für Frequenzgang-Messungen mit der FFT – das geht auch bei hohen Frequenzen! Die FFT macht außerdem interessante Spektren sichtbar, wie zum Beispiel beim Radiosignal, bei denen man mit dem Zeitsignal praktisch nichts erkennen kann.

Das UTD ist empfindlich genug, um die schwachen Signale am Kabelanschluss zu messen und Sendersignale sichtbar zu machen. Das Tek hat etwas höheres Eigenrauschen und schafft das weniger gut. Auch bei solche Messungen, und sogar bei der Messung von Rauschsignalen, handelt man sich Probleme mit Aliasing ein, wenn man nicht beachtet, dass keine Signalanteile mit Frequenzen oberhalb der halben realen Abtastfrequenz anliegen dürfen (betrifft alle Geräte!). Bei voller Abtastrate ist das kein Problem, weil dafür ein echtes Anti-Aliasing-Filter eingebaut ist.

4. Messbeispiel: Störsignale und Elektromog

In den Bildern 17 und 18 war auch eine kleine Störung bei 42 kHz zu sehen, und man fragt sich, wo diese herkommt. Dies ist nun ein weiteres Beispiel für das Auffinden und Deuten von Störsignalen: Bei diesen Messungen hatte ich zufällig ein Signalkabel über das Display des UTD hängen und habe mich erst mal gewundert, wo die 42 kHz herkommen. Es ist tatsächlich ein Störsignal aus dem Display (aber nicht wirklich 42 kHz, siehe unten)!

Für die folgenden Messungen einfach Massekabel des Tastkopfes mit der Tastspitze verbinden, also kurzschließen. Die so entstandene Schleife kann zum Aufspüren magnetischer Wechselfelder verwendet werden (man kann auch einen Draht an die Tastspitze hängen und damit elektrische Felder einfangen – einfach ausprobieren, was besser geht).

Wenn man die Stromschleife, die durch das Massekabel und die kurzgeschlossenen Tastspitze gebildet wird, direkt auf das Display des UTD legt, kriegt man im Spektrum (unter anderem) eine schöne 42 kHz-Störung zu sehen, womit klar ist, wo die Störlinie in den Bildern 17 und 18 herkommt. Das Zeitsignal lässt keinen einfachen Schluss auf die Störquelle zu.

Wiederholt man die Messung mit größerer Bandbreite, stellt sich heraus, dass es gar kein 42 kHz-Signal gibt – es ist also wieder ein Aliasing-Produkt (oder die Störfrequenz ändert sich mit der Einstellung am UTD). Das spielt aber keine Rolle: Solange man die Einstellung nicht ändert, kann man die Störquelle klar identifizieren.

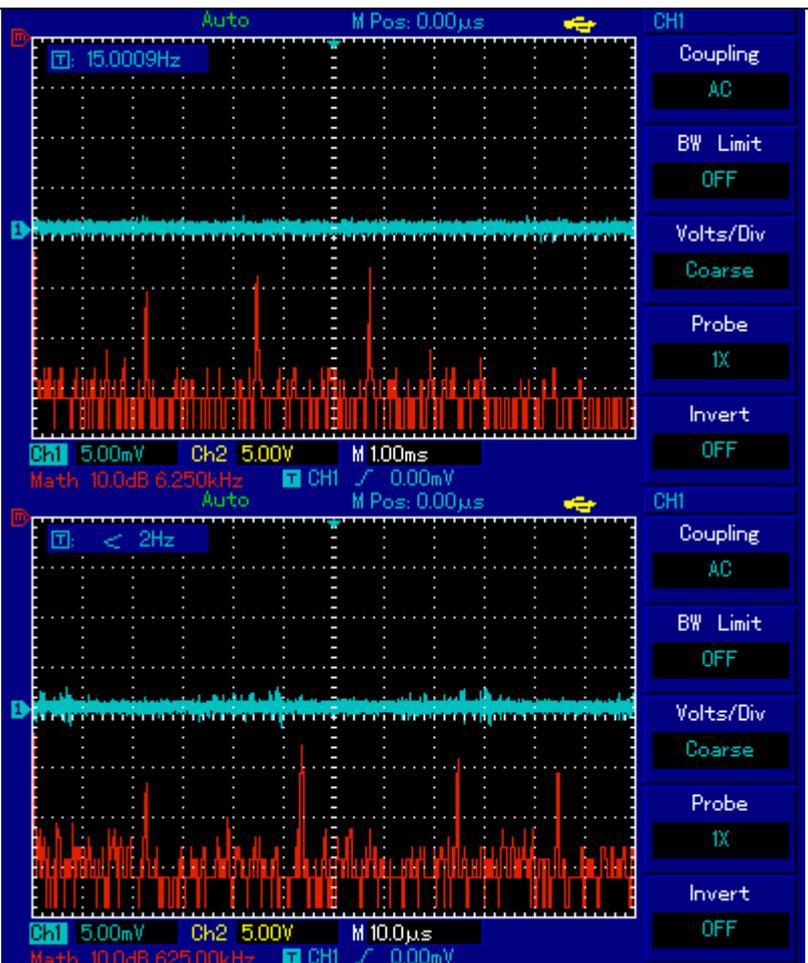


Bild 24: „42 kHz“ Störsignal am Display des UTD, unten mit höherer Bandbreite.

Macht man dieselbe Übung wie in Bild 24 mit dem Bildschirm des Tek, erscheint ein deutlich schwächeres, aber trotzdem sichtbares Störsignal. Der Bildschirm des Tek ist offenbar besser abgeschirmt (dieses Bild ging leider durch die Überschreibung beim Speichern am UTD verloren...).

Auch Display und Schalt-
netzteil eines Laptops
emittieren Störungen mit
Begeisterung, die man mit
unserer einfachen
Messschleife einfangen kann.
Man kann mit solchen
einfachen Mitteln keine
wirkliche Amplituden-
messung machen, aber aus
den Frequenzen lässt sich
immer gut rückschließen, wo
die Störungen (die man
irgendwo woanders gefunden
hat) herkommen.

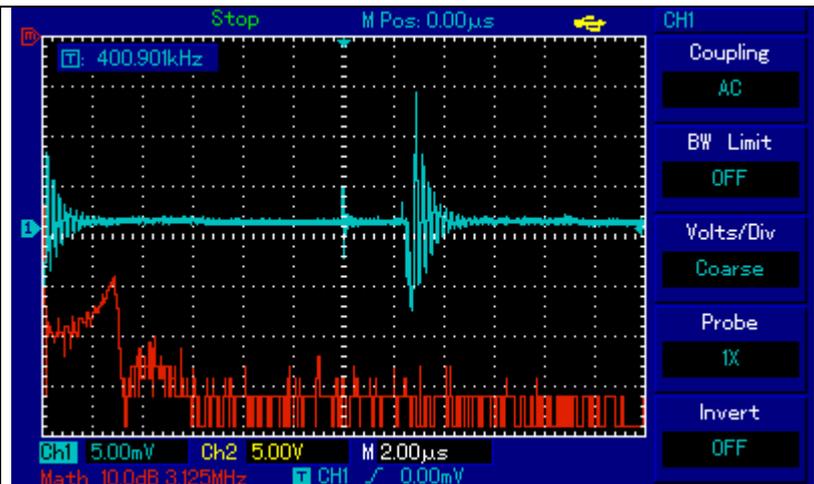


Bild 25: Störsignal aus einem Schaltnetzteil

Die hier dargestellten kleinen
Störlinien im Spektrum sind
mit der Masseschleife auf der
Tastatur eines Laptops
gemessen. Im Zeitsignal ist
nichts mehr zu erkennen, aber
das Spektrum zeigt noch sehr
deutlich kleine Linien. Man
muss bei solchen Messungen
ein bisschen mit den
Einstellungen herumspielen,
bis man wirklich weiß, was
man misst.

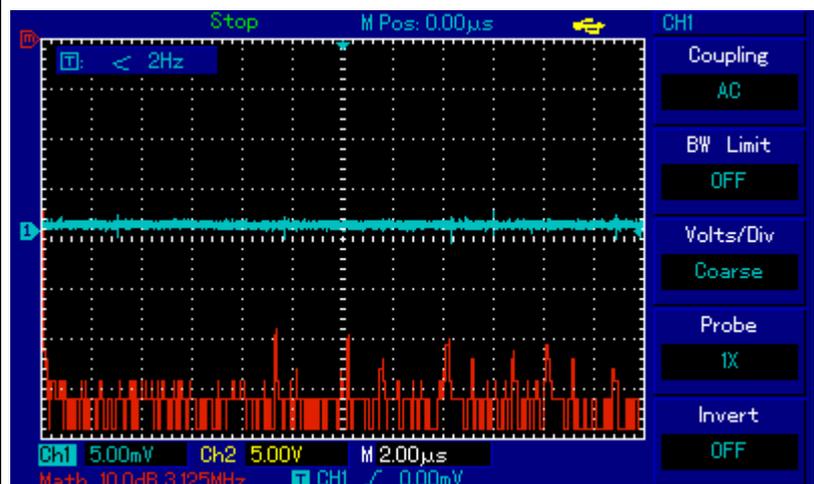


Bild 26: „Elektromog-Schätzung“ an einem Laptop

Bei der folgenden Messung
an einer Energiesparlampe
findet man im Zeitsignal sehr
kurze, regelmäßige Pulse.
Hier ist nun das Zeitsignal
besser zu interpretieren, die
Energie der Störsignale
verteilt sich zu stark über dem
Spektrum, als dass man mit
unserer vergleichsweise
geringen Dynamik noch etwas
sehen könnte.

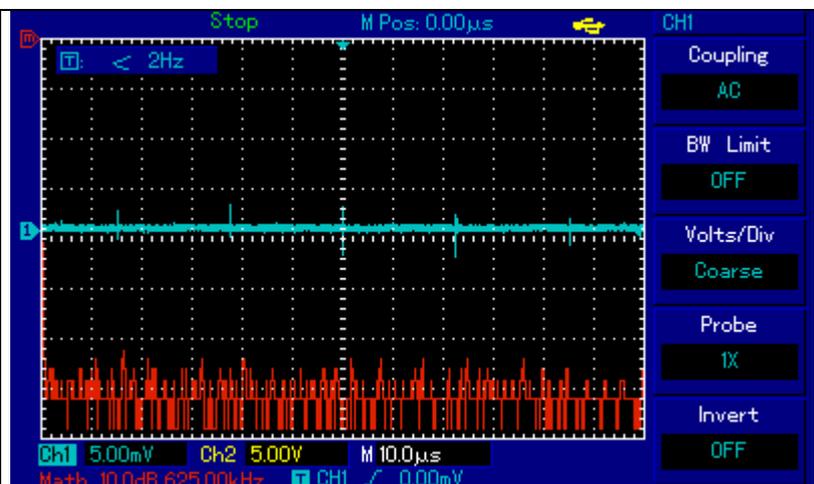


Bild 27: Zeitsignal und Spektrum einer Energiesparlampe

Fazit dieses Abschnitts: Aktuelle DSO's sind empfindlich genug, um Störsignale gezielt aufzufangen, auch mit primitiven Methoden. Über die im Spektrum gemessene Frequenz (der Frequenzzähler kann das nicht mehr in der Regel, es sind auch oft mehrere Frequenzlinien) kann man oft die Quelle der Störungen leicht zuordnen.

5. Messbeispiel: Hochfrequenztechnik und schnelle Signale / Vergleiche der Kanäle

Wenn man ein Messgerät mit 1Gs/s hat, möchte man natürlich auch so schnelle Signale messen (Randbemerkung: Wenn man die hohe Abtastrate gar nicht braucht, kann es sein, dass man mit einem schmalbandigeren Messgerät besser bedient ist – das Rauschen wird dann kleiner !). Es ist nun allerdings so, dass schon die Verkabelung der Messung bzw. die Verbindung zum Messobjekt beliebig Schwierigkeiten machen kann, insbesondere wenn unser Messgerät einen 1M Ω -Eingang hat. Bei 50 MHz hat man mit Messkabeln von einigen 10cm Länge definitiv die Grenze überschritten, bei der man wie ein Hochfrequenztechniker vorgehen muss. Daher kommt jetzt erst mal ein allgemeiner Einschub:

Allgemeines zur Hochfrequenztechnik und Wellenwiderständen von Kabeln

Jedes (jedes !) Kabel (bzw. jede Übertragungsstrecke, das geht ja auch ohne Kabel), über das man Signale überträgt, hat einen (oder auch mehrere oder noch Schlimmeres, aber mindestens einen) Wellenwiderstand bei jeder Signalfrequenz, auch bei niedrigen Frequenzen. Das bedeutet nicht, dass das Kabel Strom verbraucht bzw. das Signal dämpft (das tut es auch mehr oder hoffentlich weniger, aber darum geht es hier nicht). Das kann man vielmehr so deuten, dass das Kabel die Energie des Signals an einen bestimmten Widerstand (jetzt zum Beispiel ein echter reeller Widerstand) ohne Reflexionen weiterleiten kann. Der Grund ist, dass über eine Wellenlänge eines jeden Signals gemittelt elektrisches und magnetisches Feld aus physikalischen Gründen in bestimmtem, vom Material abhängigen Verhältnis stehen müssen; wer das genauer verstehen will, sollte, glaube ich, Hochfrequenztechnik studieren...

Also, wie gesagt, das gilt erst mal für alle Frequenzen und bedeutet auch, dass es Reflexionen gibt, wenn man einen falschen Widerstandswert anschließt. Es ist nun Gott sei Dank so, dass uns das bei niedrigen Frequenzen meist nicht kümmern muss, denn die Auswirkungen solcher Reflexionen hängen davon ab, wie lange das Kabel im Verhältnis zur Wellenlänge ist. Die Wellenlänge heißt λ und ist die Lichtgeschwindigkeit durch die Frequenz, und da die Lichtgeschwindigkeit meist recht hoch ist, ist die Wellenlänge bei niedriger Frequenz entsprechend lang, z.B. 3km bei 100kHz in Luft, oder 30m bei 10MHz. Ist die Leitung kurz im Vergleich zur Wellenlänge, können wir die Reflexion und den Wellenwiderstand vergessen (Anmerkung: Das hängt aber davon ab, wie genau man es wissen will; da ein geübtes Ohr ein wahnsinnig empfindlicher Spektrum-Analysator ist und die Entwickler von High-End-Boxen sich einen feuchten Kehrriech um vernünftige Anschlussimpedanzen kümmern und oft Lautsprecher mit Impedanzbrüchen unter 1 Ohm entwickeln, kann es schon sein, dass da bei 10kHz der Wellenwiderstand der Anschlussleitung eine hörbare Rolle spielt. Außerdem: Die Betreiber von Stromnetzen müssen wegen Ihrer langen Kabel schon bei 50 Hz mit Methoden der Hochfrequenztechnik rechnen.). Es ist nämlich so, dass Kabel der Länge $n \cdot (\lambda/4)$ bei geradzahligen n (also 0, 2, 4...) nicht reflektieren, egal was angeschlossen ist, und bei niedrigen Frequenzen ist die Kabellänge eben eher $0 \cdot (\lambda/4)$. Bei ungeraden n , also insbesondere bei der Kabellänge $1 \cdot (\lambda/4)$ reflektieren Kabel, die an den falschen Widerstand angeschlossen sind, aber am stärksten, und jetzt wird's spannend: Wenn wir, sagen wir mal; messen wollen, wie rechteckig ein 5MHz Taktsignal, müssen wir das Signal noch bei deutlich höheren Frequenzen richtig erfassen, denn das Spektrum eines Rechtecksignals dehnt sich locker bis zur zehnfachen Frequenz (theoretisch unendlich) aus, wie man in Bild 10 sehen konnte. Nehmen wir an, wir müssen bis 50MHz ordentlich messen, das soll das UTD ja noch können, und nehmen wir an, unser Kabel ist ein Teflonkabel mit 1m Länge und einem Wellenwiderstand von 50 Ohm (das wäre ein ziemlich normales Messkabel). Die Wellenlänge in Luft bei 50 MHz ist 6m, in Teflon (weil die Lichtgeschwindigkeit vom Material abhängt) blöderweise sogar nur 4m, unser Kabel ist also gerade $\lambda/4$ lang. Wenn wir damit an einen Oszilloskopeingang von 1M Ω gehen, passieren Katastrophen und die Messung kann man vergessen (na ja, im Prinzip; dass es nicht ganz so schlimm ist, zeigt die

Messung unten). Denn, man beachte: Was das Kabel mit dem Signal macht, hängt dann von der Wellenlänge, also von der Frequenz ab, und das bedeutet, dass sich die Formen von Signalen, die sich aus mehreren Frequenzen zusammensetzen, ändern (das betrifft alle Signale außer Sinusförmigen, denn diese haben nur eine Frequenz und behalten Ihre Form). Na ja, bei 50 MHz hat ein Oszilloskop auch kein 1 MOhm mehr, weil da ja noch eine Kapazität parallel dazu hängt, aber das rettet die Messung nicht wirklich: Man wird kein Rechtecksignal sehen, die Messung wird durch den falschen Anschlußwiderstand (Fachbegriff Fehlanpassung) versaut. Ähnliches passiert, wenn man Leitungen verzweigt, denn dabei schließt man ja zum Beispiel an ein 50Ohm-Kabel zwei 50-Ohm-Kabel parallel an, belastet also das eine Kabel mit 25Ohm – auch falsch !

Es gibt daher zwei einfache Regeln: Entweder müssen die Kabel kurz im Vergleich zur Wellenlänge sein (und, je genauer man messen will, um so kürzer), oder man muss diese angepasst anschließen, sprich, an den Ausgang des Kabels muss etwas angeschlossen sein, das den richtigen Widerstand hat (das kann auch ein anderes Kabel sein, das seinerseits an seinem Ende den richtigen Widerstand hat usw.). Das bedeutet auch, dass Leitungsverzweigungen nicht einfach zwei verlötete Kabel sind, sondern echte Schaltungen. Wie kann man dann überhaupt hochohmig messen, wenn die Kabel doch alle 50Ohm oder so was haben? Na ja, zu den hochwertigen Messgeräten gibt es aktive Tastköpfe mit Verstärker drin, die dann direkt an der Schaltung sitzen. Da reden wir aber über Tastköpfe, die locker teurer sind als das ganze UTD... (ein geübter Bastler sollte aber in der Lage sein, sich bei Bedarf so etwas zusammenzulöten, würde ich mal sagen). Wenn das oder andere Tricks nicht mehr gehen (es gibt noch ein paar...), muss man wirklich angepasst messen, alles andere geht nicht mehr. Solche Effekte machen die Hochfrequenztechnik echt mühsam, aber auch interessant !

Aber, genug der Panik. Wenn ich etwas zu messen habe, gehe ich auch erst mal mit der Prüfspitze dran (aufpassen, es gibt auch Schaltungen, die dadurch kaputt gehen können, z.B. wenn man am Gate des Leistungs-FETs eines Schaltnetzteils misst und durch die Belastung verhindert, dass er schnell durchschaltet; daher: lieber den Tastkopf immer auf 10:1 lassen, da belastet die Schaltung nicht so, siehe unten). Aber man sollte sich bewusst sein, dass man damit bei schnellen Signalen leicht Unsinn misst, und man sollte auch wissen, wie man es richtig machen könnte. Damit genug der Abschweifungen, wer's genauer wissen will, suche das Internet ab !

Im folgenden Messbeispiel machen wir es jetzt erst mal richtig, bevor wir es dann immer falscher machen. Die benutzten Bauteile (Leitungsverzweigung, 50 Ohm-Abschlußwiderstand, angepasster Teiler) kann man bei diesen Frequenzen noch ganz gut selbst zusammenlöten, wenn man's möglichst klein und vorzugsweise symmetrisch macht (also 50 Ohm Abschluß=2x 100 Ohm parallel oder 3x 150 Ohm parallel, rund um den Innenleiter nach Masse gelötet; zum Teiler siehe z.B. http://www.mydarc.de/dc4ku/Power_Splitter.pdf). Man braucht natürlich Kabel und BNC-Stecker bzw. Buchsen.

Es sind im folgenden nur Zeitsignale gezeigt, aber man kann sich den Spass machen und die Veränderung der Amplituden bei den einzelnen Frequenzen im Spektrum per Vergleich ansehen. Man sieht da aber nur die Hälfte des Effekts, weil die DSO's nicht die Phase der einzelnen Frequenzlinien anzeigen (die FFT erzeugt im mathematischen Sinn ein komplexes Spektrum, angezeigt wird aber nur der Betrag).

Für die hier gezeigte Messung wurde ein Sinus-Signal aus einer 50Ohm-Quelle mit einem angepassten Teiler (das ist keine einfache Leitungsverzweigung!) und gleich langen 50Ohm-Kabeln auf beide Kanäle verteilt, die Kabel dabei direkt an den BNC-Eingängen mit 50 Ohm abgeschlossen. Abgesehen vom Rauschen sind die beiden Messungen identisch, insbesondere kann man keine systematische Verzögerungszeit zwischen den Kanäle erkennen. Bei einer solchen korrekten Beschaltung spielt die Kabellänge keine Rolle, solange beide gleich sind; für spätere Vergleiche sind hier aber relativ lange Kabel von 1m Länge eingesetzt.

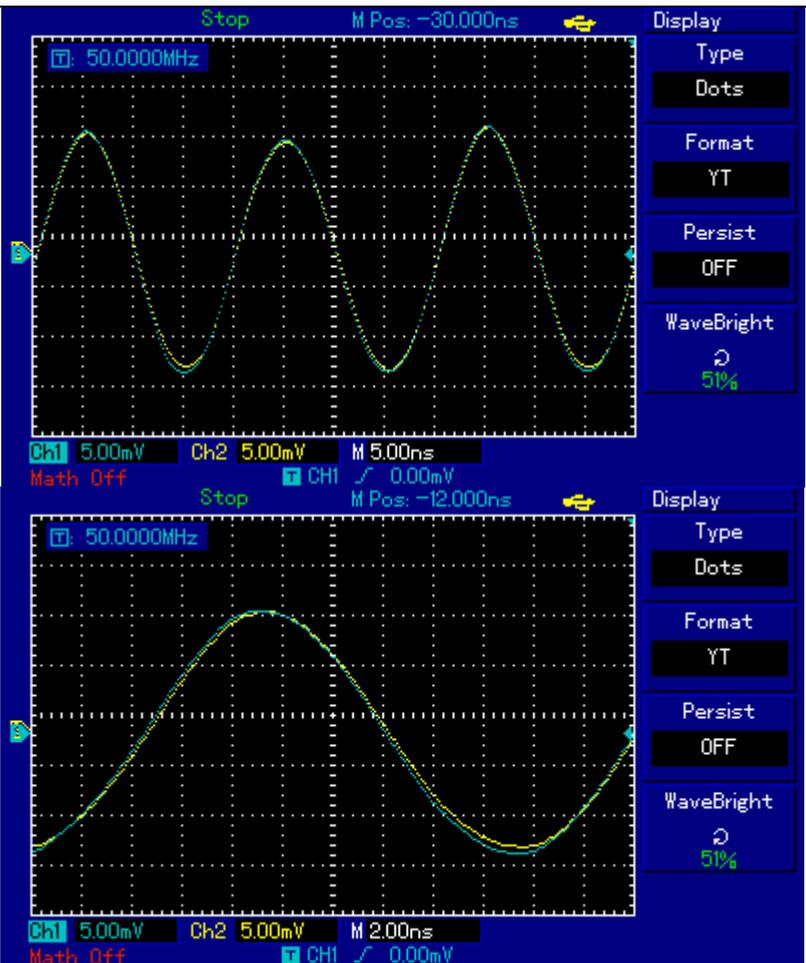


Bild 28: Korrekt angeschlossenes Sinus-Signal auf Kanal 1 und 2 (oben mit 5ns/div, unten mit 2ns/div – nur beim UTD)

Zum Vergleich: Die Messung mit dem Tek sieht genau so aus, auch was das Rauschen betrifft. Überhaupt sind alle im folgenden gezeigten Messungen mit beiden Geräten gleichwertig, die diskutierten Effekte haben etwas mit der richtigen Verkabelung, nicht mit der Qualität des Messgeräts zu tun. Trotzdem unterscheiden sich beiden Geräte in der Eingangskapazität (20 pF beim UTD, 30pF beim Tek, d.h. das UTD ist hier besser; das heißt aber auch, dass man Teilterastköpfe neu trimmen muss, wenn man sie an ein anderes Gerät anschließt!).

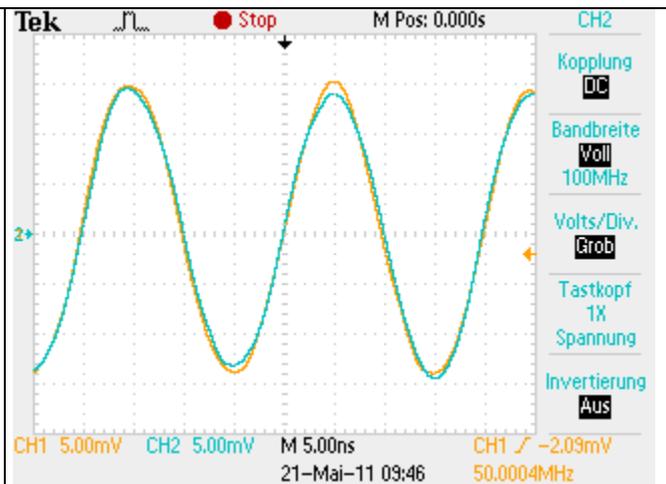


Bild 29: wie Bild 28, mit dem Tek gemessen

Diese Messung unterscheidet sich von der in Bild 28 nur dadurch, dass in Kanal 1 das 20MHz-Bandbreitenfilter eingeschaltet wurde. Das Filter erzeugt bei der Signalfrequenz eine Laufzeit, die eine Abweichung zwischen den Kanälen verursacht (Stichwort Phasenverschiebung bzw. Gruppenlaufzeit; der Effekt hebt sich auf, wenn man beide Kanäle gleich einstellt). Also, aufpassen bei genauen Laufzeitmessungen, immer beide Kanäle gleich einstellen!

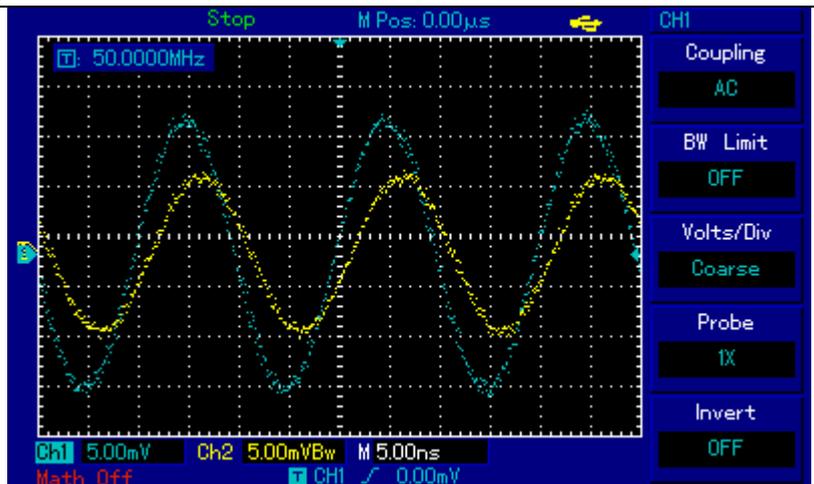


Bild 30: wie Bild 28, aber ein Kanal mit begrenzter Bandweite (und, nur zur Demonstration, Sampling auf Real time gesetzt – man sieht etwas Jitter, genaueres siehe nächste Beispiel)

Spaßeshalber wurden hier zwei Kabel verwendet, die sich in der Länge um 1m unterscheiden. Der entsprechende Laufzeitunterschied von ca. 5ns ist deutlich zu sehen, wir können mit solch schnellen Oszilloskopen also durchaus die Lichtgeschwindigkeit auf Kabeln bestimmen (die sich von der in Luft wegen des Kabelmaterials unterscheidet).

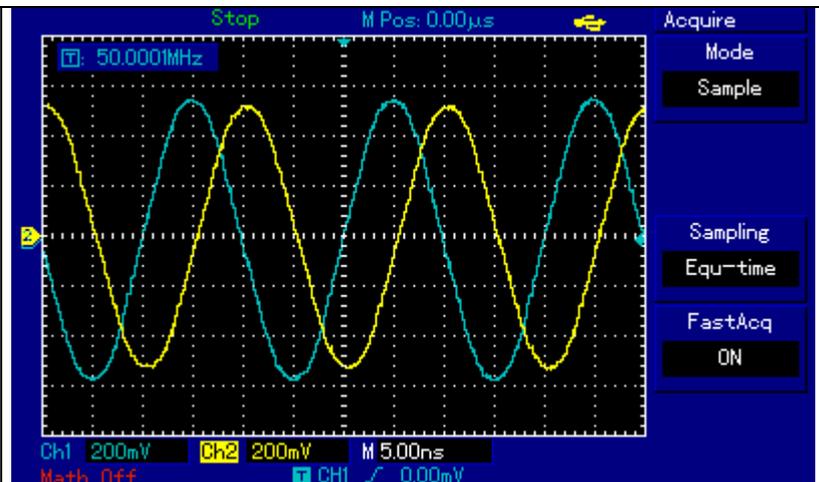


Bild 31: wie Bild 28, aber Kanal 1 mit kürzerem Kabel

Da es im folgenden um die Verformung des Zeitsignals gehen soll, machen wir jetzt mit einem Rechtecksignal weiter, das zunächst genau so angeschlossen wird wie das Sinussignal in Bild 28. Sinussignale werden durch Kabel nicht verformt, sondern nur in Phase und Amplitude verändert (von ganz kleinen Effekten mal abgesehen). Bei einem DSO kann man allerdings bei Überschreiten der nutzbaren Bandbreite oft eine Verformung der Sinusform sehen, im Gegensatz zu analogen Oszis – da kommt dann der Wandler oder der Interpolationsalgorithmus an seine Grenzen. (Anmerkung: Man beachte: In all diesen Bildern sind nur alle 1ns Messpunkte wirklich gemessen, alles dazwischen ist interpoliert !)

Wenn wir schon dabei sind, schauen wir zunächst auf die Anstiegszeit, die hier ca. 7ns beträgt – die Vergleichsmessung mit dem R&S-Gerät zeigt aber, dass das an der Signalquelle liegt, ich habe leider keine schnellere ! Das UTD hält jedenfalls seine Spezifikation ein.

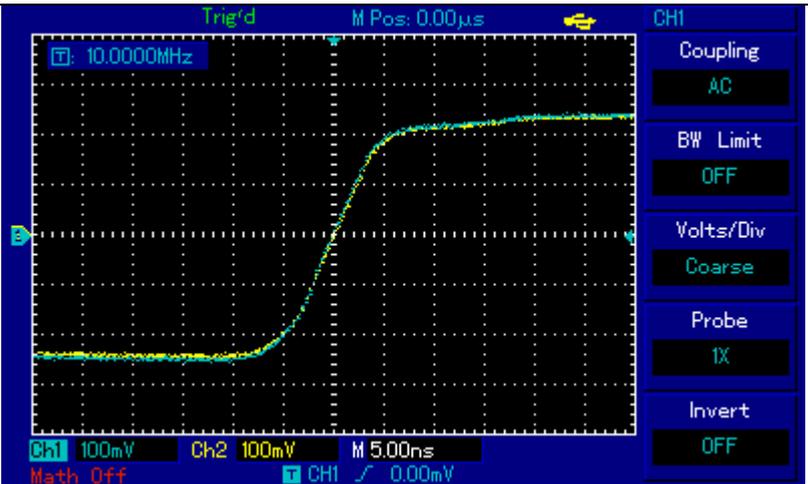


Bild 32: ansteigende Flanke eines Rechtecksignals

Hier sind nun mit kleinerer Zeitauflösung zwei Perioden des 10MHz-Rechtecksignals zu sehen. Ich vermute, das etwas verformte Rechteck kommt schon nicht besser aus dem Generator (ein neuer 30MHz-Signalgenerator von Agilent kommt eben auch mal an die Grenzen).

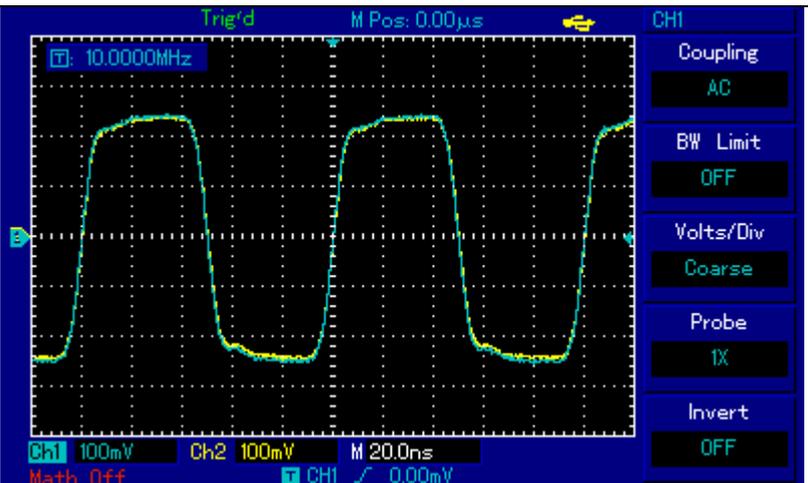


Bild 33: wie Bild 28, aber mit Rechtecksignal

Wenn wir nun beispielsweise den 50Ohm-Abschluss an Kanal 1 entfernen, sieht man einerseits, wie sich die Messung deutlich verformt, offensichtlich infolge der nun vorliegenden Fehlanpassung des Generators – denn auf Kanal 2 sieht man ebenfalls die gleiche Verformung, obwohl der verwendete Teiler die Kanäle entkoppelt. Man beachte aber, dass die gemessene Spannung in Kanal 1 jetzt genau doppelt so groß ist wie in Kanal 2.

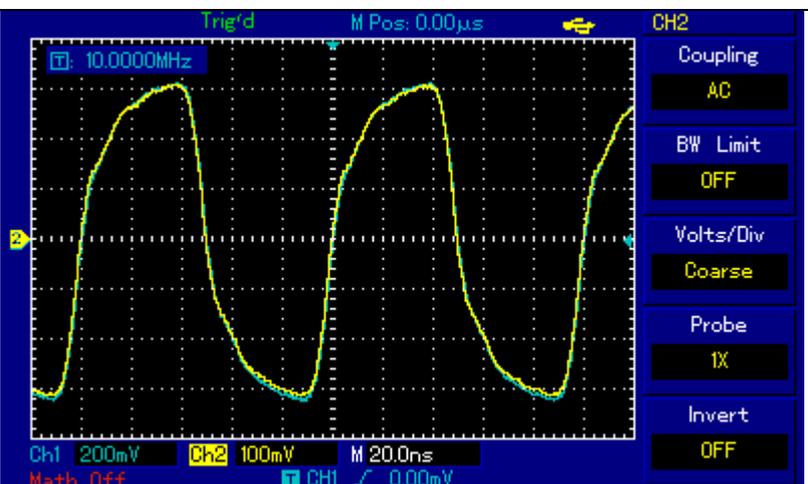


Bild 34: wie Bild 33, aber 50Ohm-Abschluss an Kanal 1 entfernt – man beachte die vertikale Skalierung !

Wir montieren wieder an Kanal 1 den fehlenden Abschlusswiderstand, ersetzen aber den angepassten Teiler durch eine einfache Leitungsverzweigung. Das gemessene Signal ist größer, weil wir den dämpfenden angepassten Teiler herausgenommen haben, ansonsten sieht alles wunderbar aus, der Generator kommt anscheinend mit der zu niedrigen Impedanz (jetzt 25 Ohm) ganz gut zurecht.

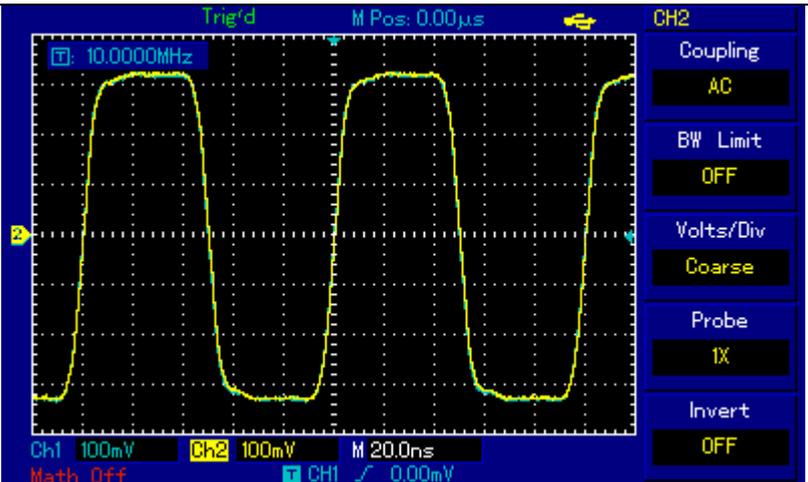


Bild 35: wie Bild 33, aber mit einfacher Leitungsverzweigung

Wenn man jetzt aber etwas falsch macht, passieren wirklich Katastrophen. Im Bild wurde jetzt nur der 50Ohm-Abschlußwiderstand von Kanal 1 entfernt – sofort wird das Signal erheblich verzerrt, und zwar auch an Kanal 2, denn nichts entkoppelt mehr die beiden Kanäle. Die sind jetzt zwar einfach durch zwei Leitungen (mit dem Teiler und dem Kabel zur Signalquelle in der Mitte) verbunden, aber jetzt haben wir mehrere Reflexionsstellen im Netzwerk (der Teiler selbst und der Eingang von Kanal 1), und entsprechend verändern sich die Frequenzgänge durch die zu langen Leitungen.

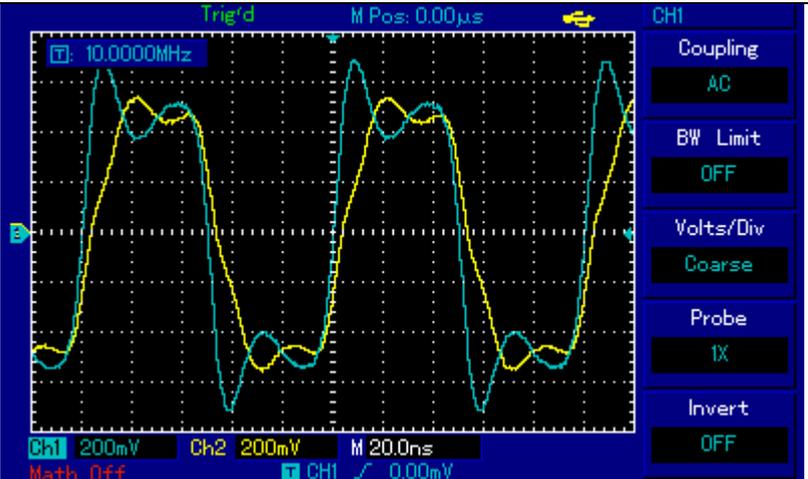


Bild 36: wie Bild 35, aber 50Ohm-Abschluss an Kanal 1 entfernt.

Die Messung aus Bild 34 kann aber fast richtig gemacht werden, wenn die Kabellänge zwischen Verzweigung und den BNC-Eingängen kurz ist (Bild oben: ca. 5cm), denn nun sind die Leitungen im nicht-angepassten Teil der Verkabelung wieder fast vernachlässigbar, und vom Eingang der Verzweigung aus gesehen ist alles in Ordnung: Es hängt ein 50Ohm-Widerstand an einem 50Ohm-Kabel, wie es sich gehört. Im unteren Bild wurden die beiden Kanäle mit einem 1m-Kabel verbunden, man sieht wieder die entsprechende 5ns-Verzögerung ohne Signalverformung (der 50Ohm-Abschluß hängt ganz am Ende der Signalkette an Kanal 1, und Kanal 2, an dem der Leitungsteiler direkt montiert wurde, belastet die Leitung mit seiner hohen Impedanz nicht merklich).

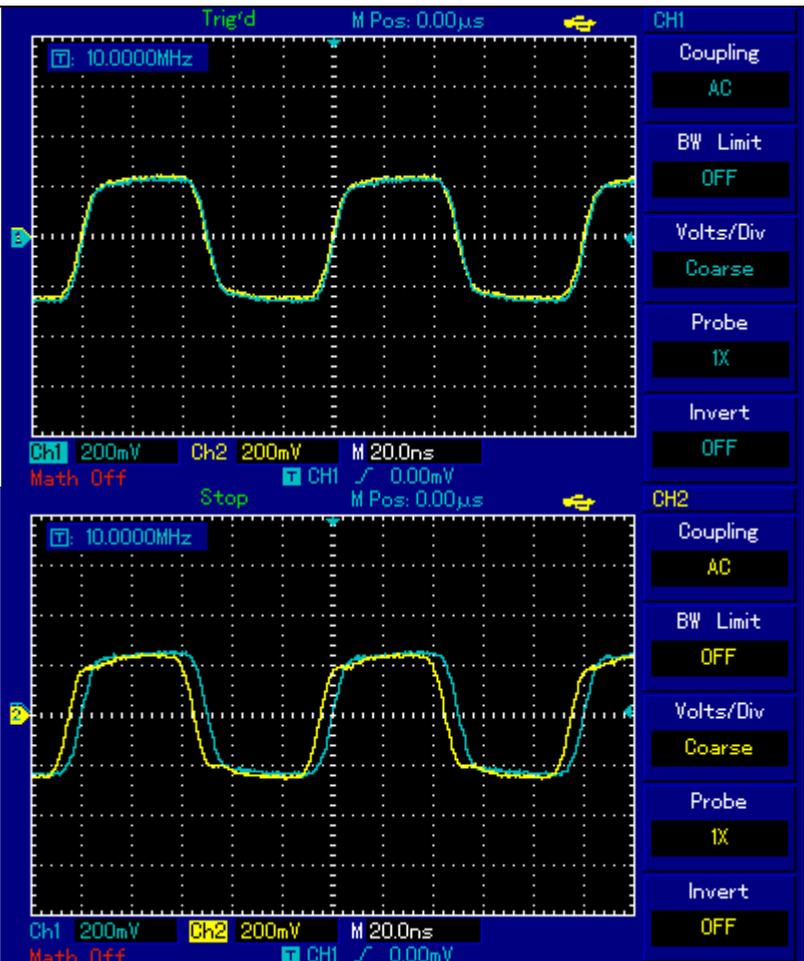


Bild 37: wie Bild 36, aber mit kurzen Kabeln (oben) bzw. 1m-Kabel und 50Ω-Widerstand zwischen Kanal 2 und 1 (unten).

Jetzt stellen wir erst einmal den richtigen Zustand aus Bild 28 / 33 wieder her und trennen dann das Signalkabel von Kanal 2 (der 50Ohm Abschlusswiderstand bleibt am Kabel !). Die Messung an Kanal 1 bleibt dabei unverändert, wir haben ja alles richtig gemacht. Jetzt schließen wir einen Tastkopf in 1:1-Stellung an Kanal 2 an und messen z.B. am Eingang des Teilers. Die Messung mit dem Tastkopf ist übel verformt, was uns jetzt nicht mehr wundert, aber auch das Signal an Kanal 1 verformt sich, weil ja nichts das Signal auf der 50Ohm-Leitung vor dem Einfluss der falsch angepassten Messleitung am Tastkopf schützt !

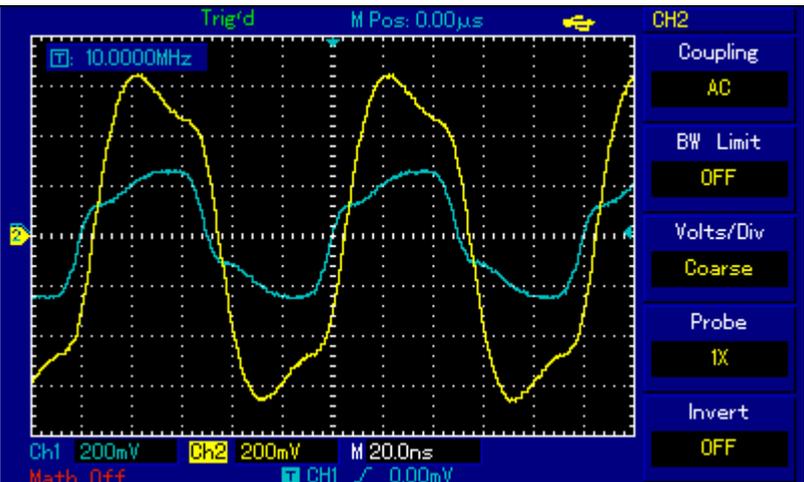


Bild 38: Kanal 1 wie in Bild 28/33 angeschlossen, die Messung an Kanal 2 wird mit Tastkopf (1:1) ausgeführt

Die vorhergehende Messung wiederholen wir jetzt mit 10:1 Teilertastkopf (den wir vorher laut Anleitung mit dem 1kHz-Signal abgeglichen haben). Beide Messungen sind jetzt deutlich weniger verformt, an Kanal 2 immer noch nicht perfekt, aber immerhin. Der Teilertastkopf belastet die Signalleitung mit seiner höheren Impedanz und kleineren Kapazität deutlich weniger, die Messung an Kanal 2 leidet aber trotzdem an der Fehlanpassung zwischen Tastkopf, Messkabel und Eingang von Kanal 2. Trotzdem ist hier anzumerken, dass die mitgelieferten Tastköpfe erstaunlich gut an die Eingänge des UTD angepasst sind. Noch etwas besser wird es (unteres Bild), wenn man den mitgelieferten Federkontakt für eine kurze Masseverbindung nutzt (das Kroko-Kabel ist für die Hochfrequenztechnik ungeeignet und geht hier nur, weil die hohe Impedanz des Tastkopfs den Fehler verdeckt).

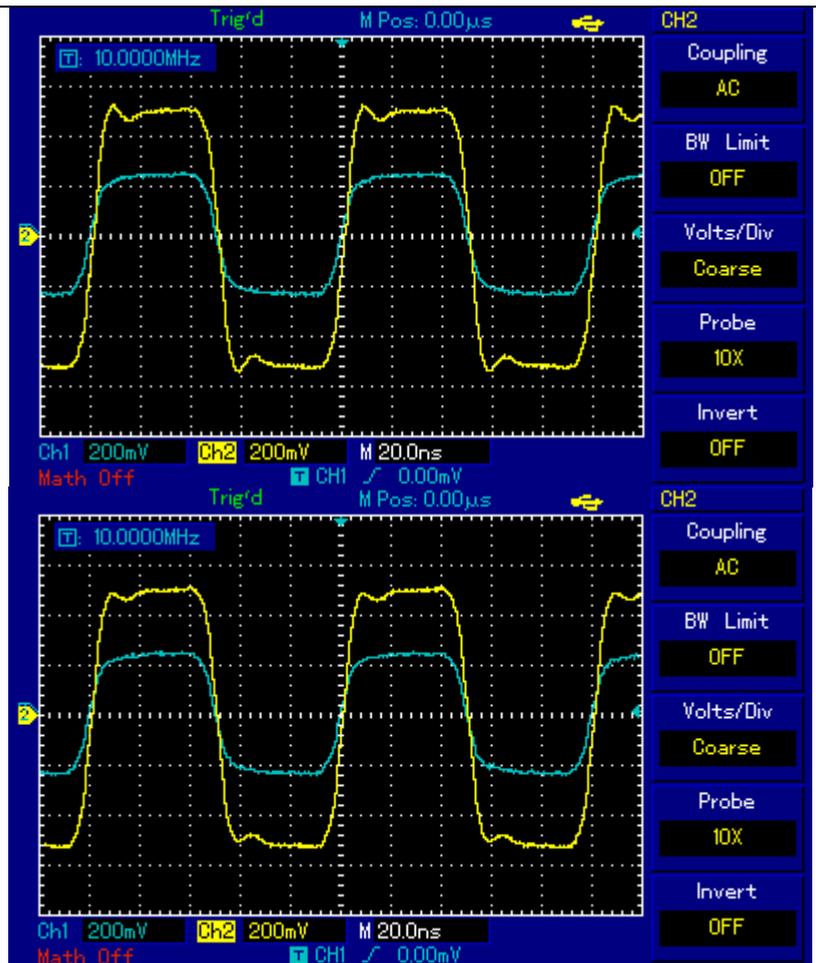


Bild 39: wie Bild 38, jetzt aber mit Teilertastkopf 10:1 gemessen; oben mit dem Massekabel mit Krokoklemme, unten mit der Massfeder (beim Tastkopf mitgeliefert).

Zu guter Letzt ersetzen wir die Rechteck-Signalquelle mit einer Impulsquelle (z.B. einen kleinen Kondensator von wenigen pF in die Signalleitung vor die Rechteck-Quelle schalten; hier wurde 1MHz mit 16ns Pulsbreite verwendet) und verbinden diese mit einer einfachen Leitungsverzweigung, die direkt an Kanal 1 angeschlossen wird. An den anderen Anschluss der Verzweigung hängen wir eine lange Leitung, die zuerst mit 50 Ohm abgeschlossen wird

Wir sehen eine Messung des Pulses (oberes Bild, Trigger nach links verschoben). Nehmen wir den Widerstand weg, so wird ein zweiter Puls sichtbar: Das ist die Reflexion am offenen Kabelende ! (mit Kurzschluß am Kabelende wäre es ein invertierter Puls, nach unten). Aus den Laufzeiten kann man, wenn man die Lichtgeschwindigkeit auf dem Kabel kennt, den Ort der Störstelle ermitteln (man beachte, dass das reflektierte Signal die Strecke zwei mal laufen muss). Dies ist ein ernstzunehmendes Messverfahren namens Impulsreflektometrie, mit dem man tatsächlich Schäden und andere Störstellen an Leitungen aufspürt. Es geht auch mit Rechtecksignalen, ist aber dort nicht so deutlich zu sehen. Laufzeiten und Reflexionen machen also nicht nur Ärger...

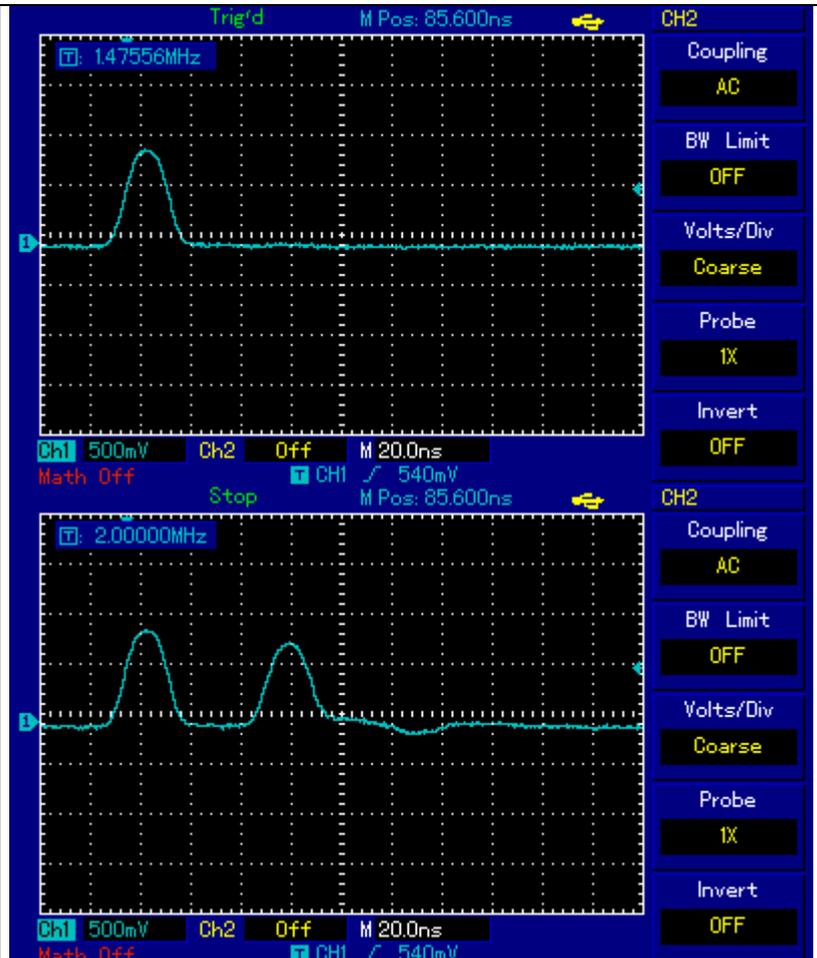


Bild 40: Messung einer Reflexion im Zeitbereich

Fazit dieses Abschnitts: Die beiden Kanäle des UTD messen synchron ohne erkennbaren Laufzeitunterschied. Bei Signalen, die Frequenzanteile oberhalb 10 MHz haben, kann man mit ungeschickter Verkabelung erhebliche Messfehler erzeugen – die Verzögerung durch Laufzeit auf dem Kabel ist dabei das kleinere Problem, vielmehr spielen Fehlanpassungen und die Wellenwiderstände von Kabeln bzw. die dadurch erzeugten Frequenzgänge die entscheidende Rolle. Es reicht also nicht, ein schnelles Oszilloskop zu haben, man muss auch wissen, wie man es anschließt. Die präzise Messung einer Signalform mit einem (passiven) Tastkopf kann man fast vergessen, außerdem beeinflusst der Tastkopf auch die Signalform in der Schaltung – was im schlimmsten Fall auch mal zum Defekt des Geräts führen kann. Es ist zu empfehlen, erst mal in der Stellung 10:1 (aber gut abgeglichen, und zwar regelmäßig und insbesondere, wenn man das Messgerät wechselt) zu messen – das geht mit den mitgelieferten Tastköpfen des UTD noch erstaunlich gut !

Die Signallaufzeit und Reflexionen auf dem Kabel machen aber nicht nur Ärger, man kann sie auch nutzen, um Kabelschäden oder ähnliches zu vermessen.

6. Messbeispiel: Jitter und Rauschen, Phasenrauschen, Darstellungsprobleme,

Zum Abschluss soll noch versucht werden, den Jitter bei der Messung mit dem UTD mit dem Tek zu vergleichen (nicht ganz quantitativ und auch nicht erfolgreich, aber doch aufschlussreich). Mit Jitter bezeichnet man die Tatsache, dass sich periodische Signalen nicht exakt nach gleichen Zeiten wiederholen, sondern mit mehr oder weniger geringen Abweichungen. Dies hat zum Beispiel zur Folge, dass die Abtastzeitpunkte eines DSOs nicht genau da liegen, wo sie sein sollten, sondern unregelmäßig um z.B. einige ps (piko-Sekunden) verschoben. Bei einer Messung von Jitter überlagert sich grundsätzlich die Genauigkeit des Messobjekts mit der Genauigkeit der Messgeräts, wir brauchen für die folgende Messung also eine quarzstabiles Signal, um überhaupt eine Chance zu haben, das Oszilloskop zu beurteilen (Es gibt noch die Methode, ein Signal mit sich selbst zu vergleichen, über eine analoge Verzögerungsleitung. Dann hat man nicht das Problem, dass man eine andere stabilere Quelle braucht – das kann ich aber hier nicht demonstrieren, ist deutlich aufwendiger). Ich habe für die folgenden Messungen einen HP-Synthesizer älterer Bauart eingesetzt und kann nicht sicher sagen, ob dieser oder das DSO den höheren Jitter hat – was aber egal ist, denn das Ergebnis ist ziemlich gut !

Für unser einfaches Messbeispiel nutzen wir das bereits bei Messbeispiel 1, Bild 2 und 3 demonstrierte Aliasing, diesmal im Zeitbereich:

In dieser Messung liegt ein genau abgestimmtes hochfrequentes Signal (29.9003 MHz) an, aber bei einer horizontalen Auflösung von 5ms/Div. Man beachte die Anzeige des Cymometers (der bessere Frequenzmesser im UTD, unverständlicherweise bei Utilities auf S. 3 versteckt; Anmerkung: Der Cymometer misst weiter, wenn man die Messung anhält. Ob das eine gute Idee ist, hängt von der Anwendung ab, aber beim Tek ist das genauso...). Man scheint eine niederfrequente Kurvenform bei ca.45Hz zu sehen. Die Breite dieser Kurve ist ein Maß für den Jitter. Man erhält in der Regel kein stehendes Bild, sondern muss die Messung von Hand anhalten.

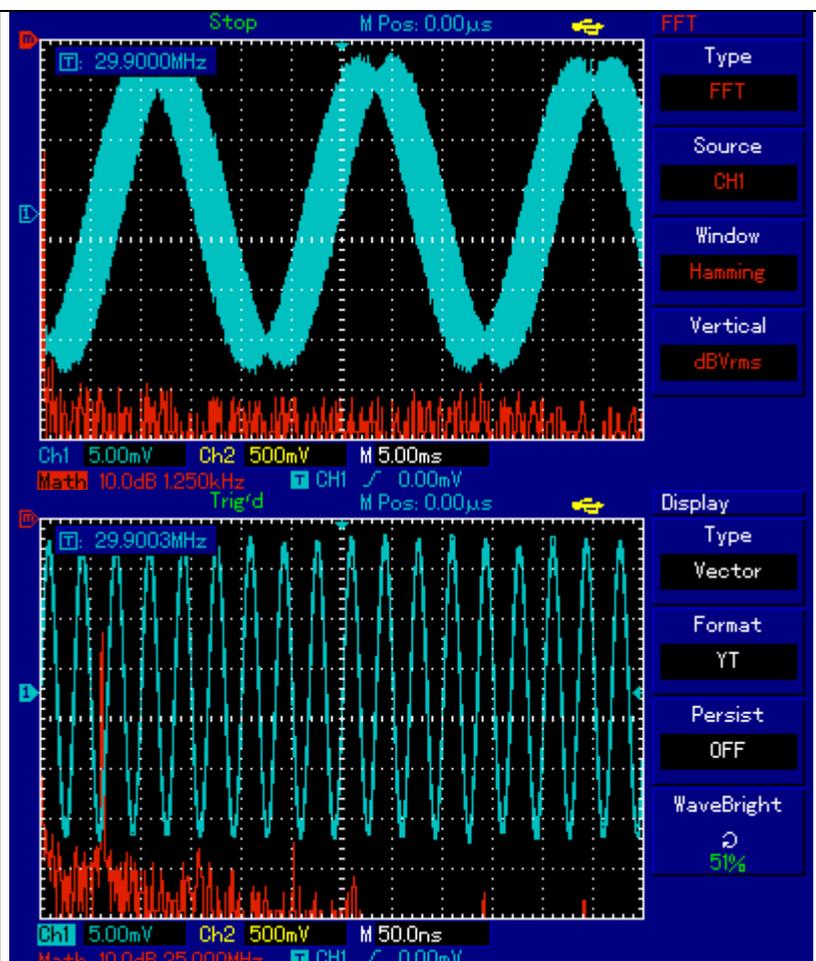


Bild 41: Scheinbar niederfrequentes Sinussignal. Die tatsächliche Signalfrequenz ist 29.9003 MHz (unteres Bild)

Um obenstehende Messung zu erklären, muss man etwas ausholen: Wir haben bereits in Messbeispiel 2 gesehen, dass bei reduzierter Abtastrate zwangsläufig Aliasing auftritt, wenn zu hohe Signalfrequenzen anliegen. Dies zeigt sich auch im Zeitbereich, wenn man zufällig eine Frequenz erwischt, die auf ein sehr niederfrequentes Signal heruntergemischt wird (Achtung, man kann das kaum mit der FFT prüfen, weil es ja nur bei genau einer Abtastrate funktioniert). Wenn das passiert, sieht man ein Abbild der hochfrequenten Signalfrequenz bei einer niedrigen Frequenz, und das geht folgendermaßen vor sich: Es wird zuerst ein Messpunkt auf der Signalkurve abgetastet. Bei einer korrekten Messung wäre das Signal so langsam, dass sich die Spannung bei der nächsten Abtastung nur wenig verändert hat. Da das Mess-Signal aber viel zu schnell ist, sind bei unserer Aliasing-Messung bereits viele Perioden des Mess-Signals vorübergegangen, bevor der nächste Messpunkt erfasst wird. Wenn Abtastfrequenz und Signalfrequenz passend gewählt sind, erwischt man gerade den nächsten Punkt auf der periodischen Signalkurve (aber viele Perioden später), so dass ein Abbild der Signalfrequenz bei einer viel niedrigeren Frequenz erzeugt wird (Tatsächlich handelt es sich um die Messmethode, mit der sogenannte Abtastoszilloskope arbeiten, um Signalkurven bis weit über 100GHz messen zu können; man beachte, dass man nur periodische Signale damit messen kann, und nur, wenn keine anderen Störsignale dabei sind). Wenn man die Frequenz des Mess-Signals während der Messung ändert, sieht man tatsächlich ständig solche Bilder der Signalkurven hoher Frequenzen. Die gute Nachricht ist nun, dass ein stehendes falsches Bild nur entstehen kann, wenn die Signalfrequenz stabil genug ist, denn man bekommt ja nur ein stehendes Bild, wenn man regelmäßig die richtige Stelle in der Signalperiode erwischt. Die schlechte Nachricht ist, dass die meisten Signale, die man heutzutage misst, irgendwie von einer Quarzfrequenz abgeleitet ist (Bustakte, aber auch alles, was eine Soundkarte erzeugt), und diese Frequenzen sind durchaus stabil genug, solche Geisterbilder zu erzeugen. Ein echtes stehendes Bild wird man selten hinkriegen, weil ja der Trigger nicht funktionieren kann (er findet dauernd etwas zu triggern, in viel kürzeren Abständen als abgetastet wird).

Was hat das jetzt mit Jitter zu tun? Na ja, ein gutes Bild der Signalfrequenz erhält man nur, wenn die Abtastung wirklich zum richtigen Zeitpunkt stattfindet, sonst wird die Kurve verrauscht. Man muss dabei die Breite einer Kurve wie in Bild 41 auf die Periode der echten Messfrequenz beziehen, nicht auf die horizontale Skalierung. Mit einer Periode von 33ns kann man einen mittleren Jitter-Spitzenwert (peak-peak) über lange Zeiträume von ca. 4ns schätzen – kein wirklich schlechter Wert, der außerdem auch von der gemessenen Signalquelle kommen kann. Innerhalb der wesentlich kürzeren Messdauer bei hochfrequenten Signalen ist die Abweichung weit besser, wie man an z. B. an Bild 30 sehen kann. Zwischen aufeinanderfolgenden Bildern gleicht der Trigger den Langzeit-Jitter natürlich aus.

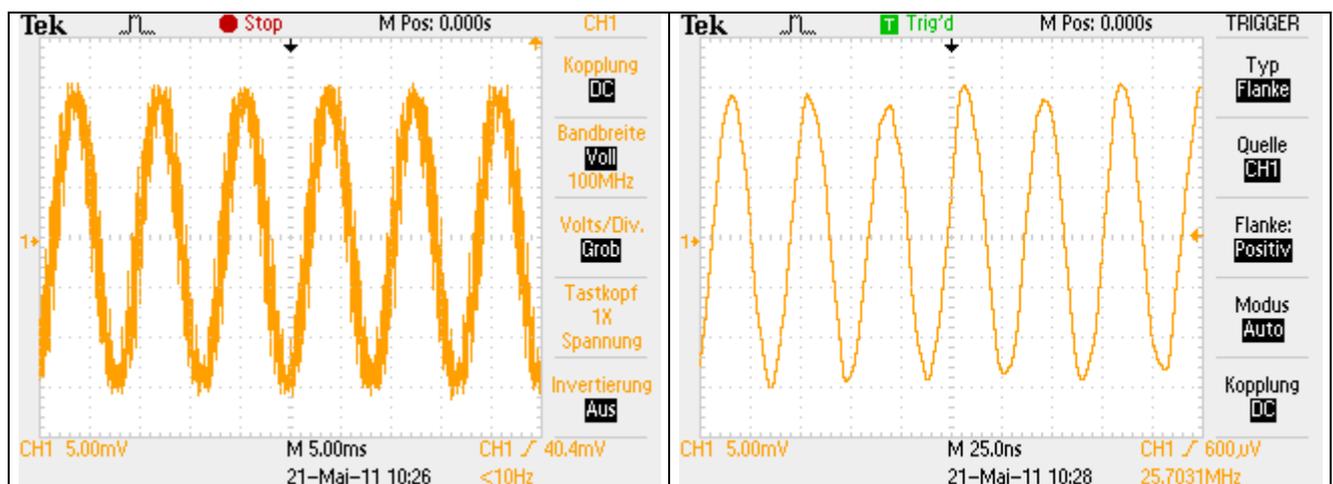


Bild 42: Ähnlich Bild 41, aber mit dem Tek (links). Rechts das korrekt gemessene Mess-Signal

In Bild 42 wurde das gleiche mit dem Tek versucht. Die Aliasing-Frequenz ist hier höher, weil mir eine bessere Einstellung nicht gelungen ist (die Horizontale Auflösung zu ändern nutzt nichts, denn das ändert ja auch die Abtastrate). Man kann aber schätzen, dass der Langzeit-Jitter am Tek mit dem UTD vergleichbar ist. Für Bild 42 musste die Signalfrequenz auf 25.703MHz gestellt werden.

Hier wurde eine ähnliche Messung mit schlechterer Quelle bei ca. 10MHz gemacht – man schätzt einen Langzeit-Jitter von ca. 30ns. Wenn man die Signalfrequenz verändert (hier absenkt, mittleres Bild), kann man ein sinnvolles Spektrum mit der FFT erhalten (unteres Bild). Denn, man erinnere sich: Die FFT bildet genau das erfasste Zeitsignal ab, d.h. der Aliasing-Fehler tritt nicht nur im Zeitsignal auf, sondern immer auch gleichzeitig im Spektrum und umgekehrt. Dies kann als netter Trick benutzt werden, um das Spektrum eines Signals mit feiner Auflösung darzustellen (geht aber nur, wenn keine anderen Signale die Messung stören). Daher kann man auch im unteren Bild recht gut erkennen, was mit dieser Signalquelle los ist: Ihr Spektrum hat deutliche Seitenbänder im Abstand von ca. 700Hz, die wohl den hohen Jitter erzeugen. Denn auch im Spektrum wirkt sich Jitter aus, in Form einer Verbreiterung von Frequenzlinien. Im Frequenzbereich spricht man da eher von Phasenrauschen bzw. von Seitenbändern.

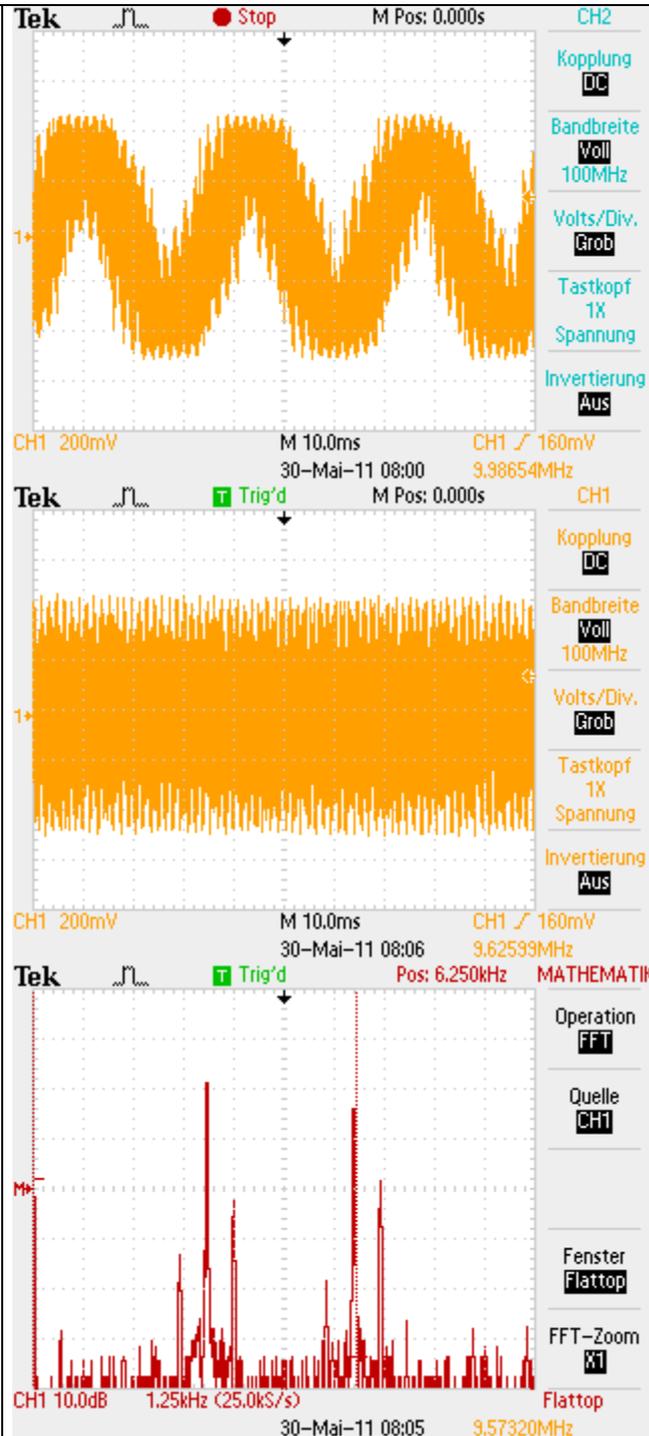


Bild 43: Ähnlich Bild 42, aber mit schlechterer Signalquelle (oben), anderer Frequenz (Mitte) und Aliasing-FFT (unten)

Wie man an den Bildern 15 und 16 erahnen kann, ist leider bei normaler Nutzung die Auflösung der FFTs in den verglichenen Geräten zu grob, um etwas Vernünftiges zu messen – der Jitter ist bei weitem zu gering. Das Spektrum im oberen Bild zeigt aber, wie man diese Grenze umgehen kann. Wichtig ist dabei, dass das gemessene Spektrum durch Aliasing nur in der Frequenz verschoben wird, aber nicht verändert, man kann damit also im Prinzip ordentlich messen. Dazu noch zwei Messbeispiele:

Zunächst wurde der oben öfters verwendete Synthesizer so eingestellt, dass ein Aliasing-Signal gut sichtbar in einem Spektrum kleiner Bandbreite (ca. 1,9KHz) auftauchte (29,001MHz echte Signalfrequenz). Man kann hier grob die echte Form der Spektrallinie des Synthesizers erahnen, es könnte aber auch das überlagerte Phasenrauschen des UTD sein !

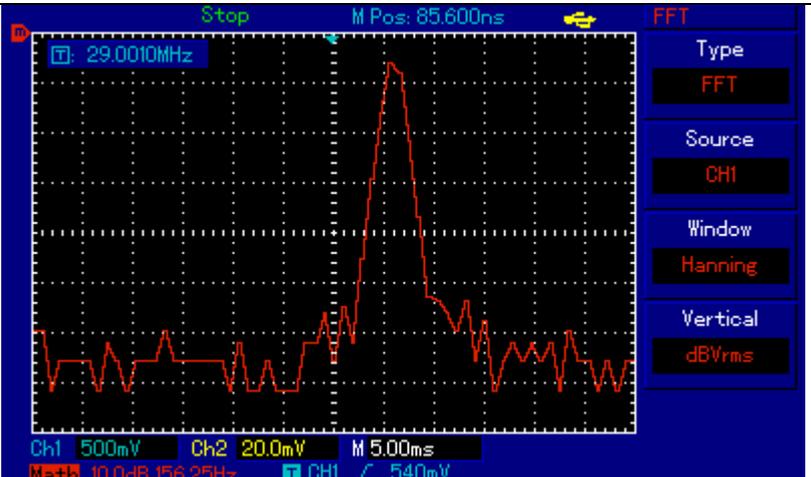
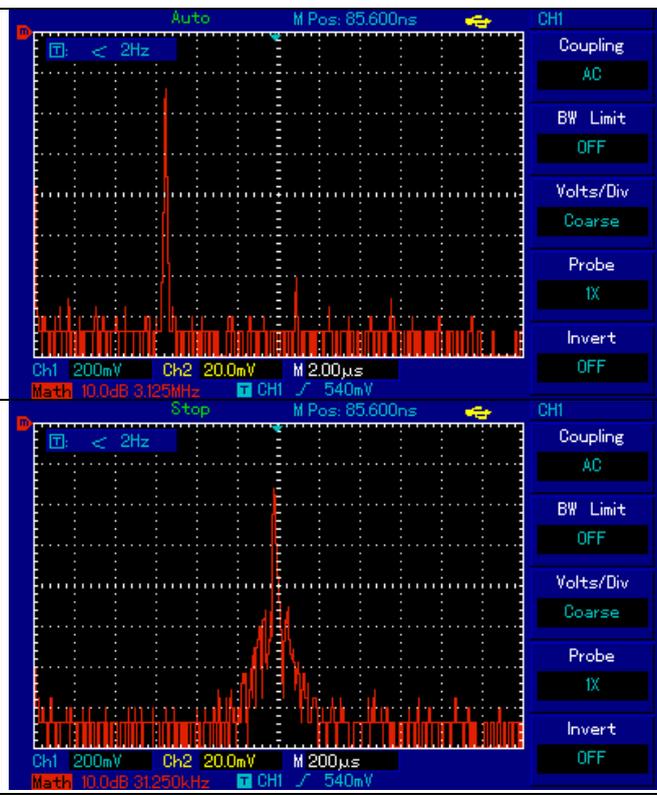


Bild 44: Phasenrausch-Seitenbänder des verwendeten Synthesizers



Um interessantere Phasenrausch-Seitenbänder zu sehen, wurde hier eine instabilere Quelle vermessen (freilaufender Sweeper bei 10MHz). Das Signal stellt keine dünne Linie mehr da, sondern ist durch Phasenrauschen verbreitert. Rechts ist das normal und korrekt gemessene Spektrum, die beiden unteren Bilder sind durch Aliasing in Bereiche nahe 0Hz versetzt und mit entsprechend feinerer Frequenzauflösung gemessen.

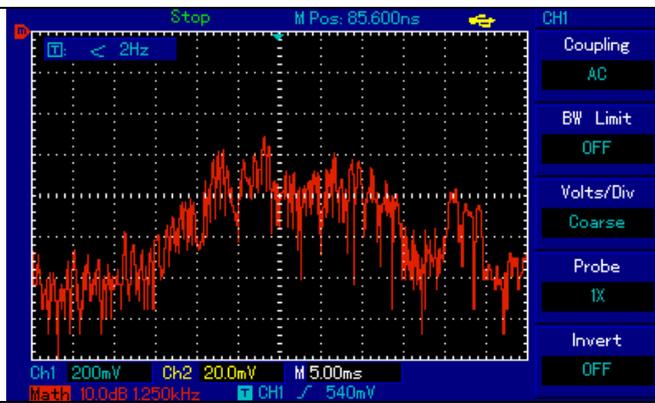


Bild 45: Phasenrausch-Seitenbänder einer instabilen Quelle (Sweeper) bei 10MHz

Im Frequenzbereich kann man nun noch etwas über das Eigenrauschen der Geräte aussagen. Dieses ändert sich allerdings mit den Einstellungen, je nachdem, wo das Rauschen herkommt. In Bild 21 im Vergleich zu Bild 22 haben wir schon gesehen, dass das Eigenrauschen des UTD anscheinend geringer ist. Bei manchen Einstellungen des Tek kann man ein deutliches $1/f$ -Rauschen erkennen (das ist Rauschen, das zu niedrigen Frequenzen hin sichtbar ansteigt). Dies ist mir beim UTD nicht gelungen, was ebenfalls darauf hindeutet, dass das UTD tendenziell etwas weniger rauscht – aber das sind natürlich nur grobe Abschätzungen.

Bei den gezeigten Einstellungen lässt das Tek schwach, aber deutlich ein ansteigendes Rauschen zu niedrigen Frequenzen hin (nach links) erkennen. Es handelt sich wohl um sogenanntes $1/f$ -Rauschen.

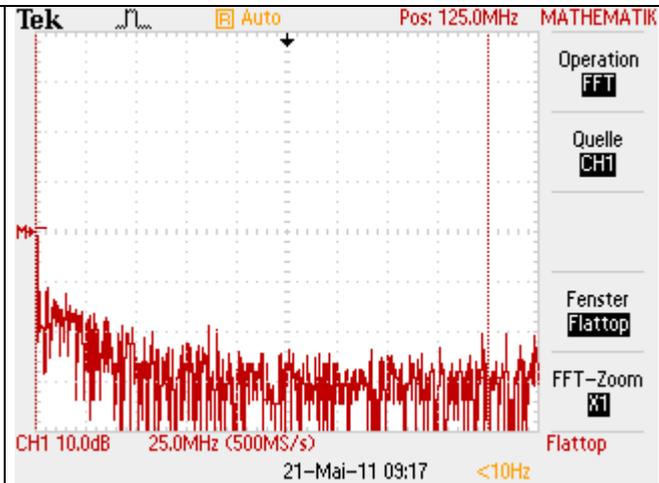


Bild 46: Spektrumsmessung mit Tek und deutlichem $1/f$ -Rauschen

Zu guter letzt noch ein paar Bilder zur Interpolation. Man sollte sich im Klaren darüber sein, dass bei der Messung hochfrequenter Signal nicht jeder dargestellte Punkt ein Messpunkt ist, sondern nur alle ns bei 1GS/s. Alle Punkte dazwischen sind interpoliert, und je nachdem, wie gut das gemacht wird, fällt auch die Darstellung aus.

Bei hoher Signalfrequenz oder steilen Signalfanken kann man am UTD deutlich Lücken in der angezeigten Kurve erkennen, wenn man auf „Dots“ umstellt. Man beachte, dass von einer Periode dieses Mess-Signals etwa 30 echte Messpunkte genommen werden – es scheint also hier gar keine Interpolation aktiv zu sein (bei höherer Zeitauflösung ist diese aber eindeutig da)

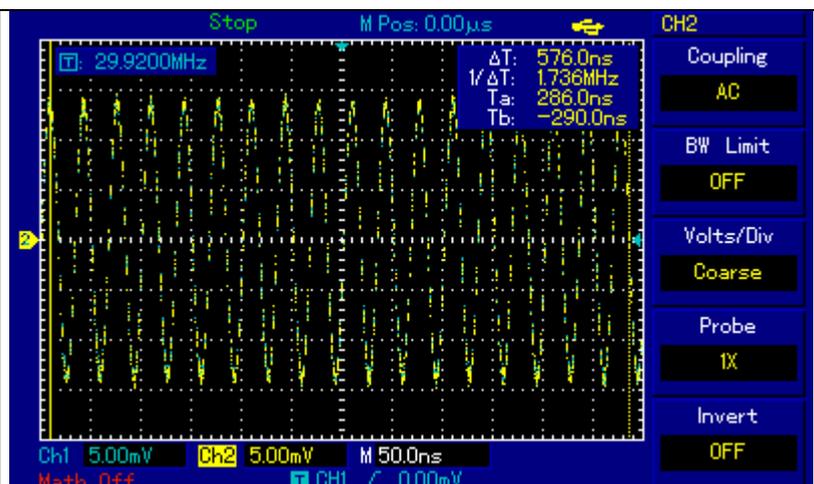


Bild 47: Punkt-Darstellung am UTD mit Lücken bei hoher Frequenz

Am Tek sehen dagegen Messkurven immer gut aus.

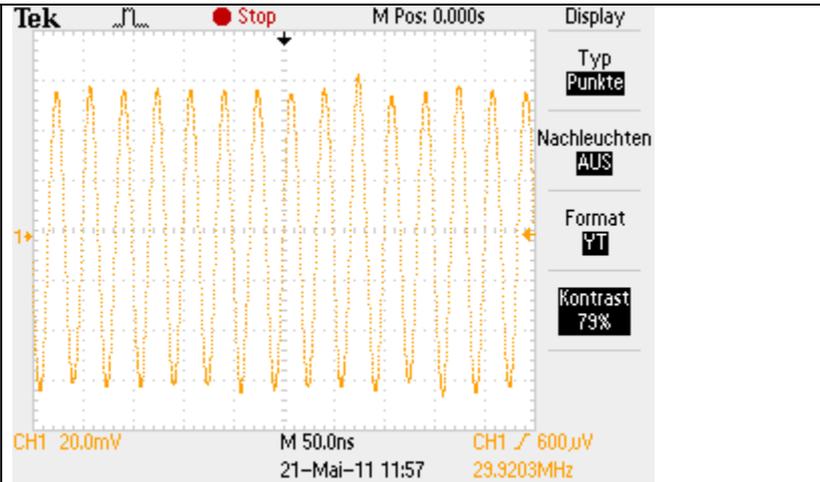


Bild 48: Punkt-Darstellung am Tek ohne Lücken

Schließlich ist auch das Nachleuchten am Tek besser gelöst:

Dadurch, dass am Tek auch bei unendlicher Nachleuchtdauer die Intensität der älteren Signale abnimmt, kann man sehr gut die aktuelle Messung verfolgen. Man sieht hier auch die Schwankungsbreite des Mess-Signals und des Triggers (mit perfektem Trigger wäre die Kurve am Triggerpunkt, in der Bildmitte, exakt ein Pixel breit)

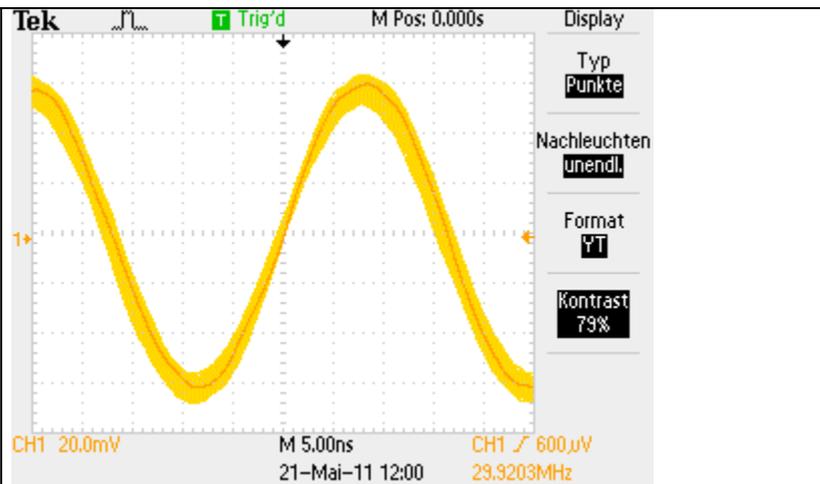


Bild 49: Nachleuchten am Tek mit reduzierter Intensität

Die gleiche Messung wie in Bild 45 mit dem Tek: Die aktuelle Messkurve ist nicht zu erkennen, leider lässt sich das Nachleuchten auch nicht kanalweise einstellen (das wäre ein Workaround gewesen). Die Breite der dargestellten Kurve am Triggerpunkt (Bildmitte) ist vergleichbar der des Tek, die Genauigkeit des Triggerzeitpunkts ist also auch bei beiden Geräten etwa gleich.

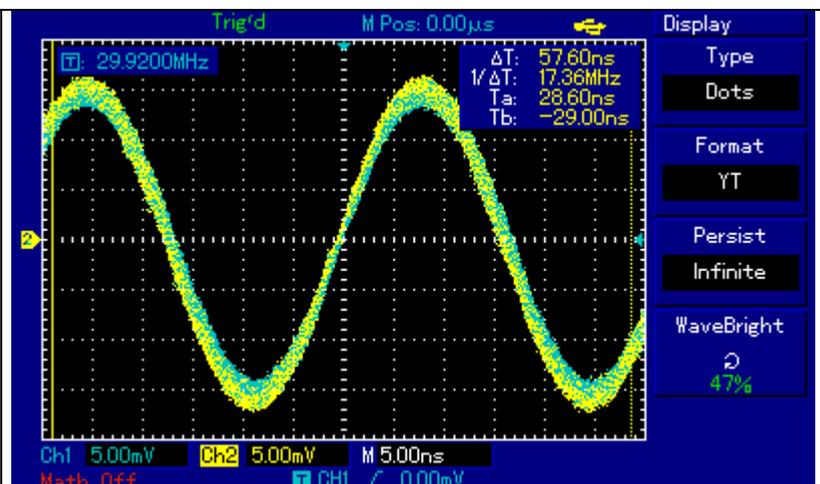


Bild 50: Nachleuchten am UTD

Fazit diese Abschnitts: Man kann Aliasing zu Jitter-Messungen benutzen. Das Ergebnis ist, dass der Langzeit-Jitter des UTD vergleichbar zum Tek ist. Der Jitter bzw. das Rauschen des Triggers ist ebenfalls bei beiden Geräten vergleichbar. Das Eigenrauschen des Tek scheint dagegen etwas höher zu sein.

Das Auftreten von Geisterbildern durch Aliasing ist eine spezielle Eigenschaft von Digitaloszilloskopen. Das kommt oft vor, ist aber meist leicht zu erkennen, da man in der Regel kein stehendes Bild erhält. Man kann das Aliasing aber auch nutzen, um fein aufgelöste Bilder eines Spektrums, zum Beispiel zur Messung des Phasenrauschens, zu sehen.

Die Bildschirmdarstellung am Tek ist deutlich besser, was unter anderem von der besseren Interpolation kommt: Beim UTD treten unerwünschte Lücken auf (weitere Faktoren: intelligent eingesetztes kurzes Nachleuchten, und das schlechtere Display des Tek ist hier auch ganz hilfreich). Es sei noch einmal darauf hingewiesen, dass dadurch die Messung selbst nicht besser wird (es macht aber mehr Spaß, mit der besseren Darstellung zu arbeiten – ich hoffe ja, jemand bei Uni-Trend sieht das auch so und verbessert die Software...)

Schlussbemerkung

Erst mal großes Kompliment an alle, die sich bis hierher durchgelesen haben. Ich hoffe, es war interessant. Mir hat's jedenfalls gefallen, diese einfachen Messungen zusammenzustellen und zu interpretieren (sonst hätte ich's nämlich bleiben lassen !). In diesem Sinne, viel Erfolg allen Anwendern von DSOs im allgemeinen und von FFT im Besonderen !