

Präzisionsfrequenzmessungen

D. Teuchert, November 2011

Das folgende Dokument stellt eine Aktualisierung unseres offenbar sehr beliebten Webdokuments von 1991 über ein elektronisch kalibriertes Frequenznormal auf der Basis von DCF77 dar ([Link](#)). Das damals veröffentlichte Schaltbild sollte eher der Information dienen, hat aber anscheinend etliche Leser zum Nachbau animiert.

Die damals übliche analoge Schaltungstechnik ist inzwischen natürlich vollkommen überholt. Die Arbeit mit engtolerierten Analogbauteilen oder Operationsverstärkern für Filter usw. ist einfach nicht mehr zeitgemäß. Besonders wird man statt analogen Mischern bzw. Multiplizierern digitale Multiplizierer einsetzen, wenn irgend möglich. In der Folge wird beispielhaft dargestellt, was die Digitaltechnik inzwischen kann.

Die Beispielmessungen wurden in Gaggenau durchgeführt, also etwa 160 km Luftlinie von Mainflingen. Den Impuls dazu gab Dr. Hans-Karl Sturm, HB9CSU aus Oberuzwil.

Einige Leserkommentare zum damaligen Konzept

Der Aufbau der Aktivantenne war in der angegebenen Form nicht nachbausicher, denn der FET arbeitet viel besser an der sowieso benötigten Versorgungsspannung von 15V.

Der Witz an dem damals vorgeschlagenen Konzept war die Präzisionsmessung ohne Thermostat. Selbstverständlich wird mit einem Thermostat alles einfacher, aber eben auch anders. Die Regelzeitkonstante muss dann erheblich größer werden, damit der DCF77-Empfänger und Regler nicht die Qualität des Oszillators ruiniert. Ein gutes Beispiel für dieses Problem ist der bekannte GPS-Empfänger „Thunderbolt“ der Marke Trimble, dessen Regler ursprünglich für einen einfachen Oszillator konzipiert war. Später wurden die Geräte mit Thermostaten bestückt, leider ohne den Regler anzupassen.

Andererseits gibt es im Handel viele sogenannte Frequenznormale, die auf „selbstgebastelten“ Quarzoszillatoren basieren. Bei den folgenden Untersuchungen haben wir das vermieden. Hochwertige, vorgealterte Quarzthermostaten findet man bei ebay unter „double oven MHz“. Solche Oszillatoren realisieren im Kurzzeitbereich ohne weiteres Genauigkeiten von $1E-12$. Deswegen haben wir uns in der Folge nur mit dem Langzeitverhalten („Kalibration“) beschäftigt.

In der Zwischenzeit können wir den Digitalteil der damaligen Schaltung als CPLD (Xilinx XC9572) liefern, was beim Nachbau Arbeit spart. Der CPLD enthält auch einen digitalen Verdoppler, z.B. von 10 MHz => 20 MHz. Ich hoffe, dass wir



in Kürze einen volldigitalen FPGA-Empfänger liefern können, der die weiter unten beschriebenen Präzisionsmessungen preiswert ermöglicht. Bei Interesse bitten wir um Lesercommentare und – vorschläge an dieter (bei) cadt (punkt) de.

1.1 Gerätschaften

Der 1990 erstellte DCF77-Empfänger ist heute noch vorhanden und funktioniert gut.

Frequenzzähler HP 5335A mit DCF77 trägergeführtem Quarzthermostat.

Später haben wir für unser Labor einen Zähler HP 5335A mit GPIB beschafft und diesen mit einem Quarz-Thermostaten 10 MHz des Herstellers Piezo nachgerüstet. Der HP 5335A verfügt über einen Standby-Betrieb, bei dem der Thermostat ständig gleichmäßig warm bleibt. Der EFC-Eingang des Oszillators wurde im Sockel „freigelegt“ und an der Rückseite des Geräts herausgeführt, zusammen mit der Stromversorgung für einen externen DCF77-Empfänger, der den Thermostaten nachführt. Der Regler sieht folgendermaßen aus:

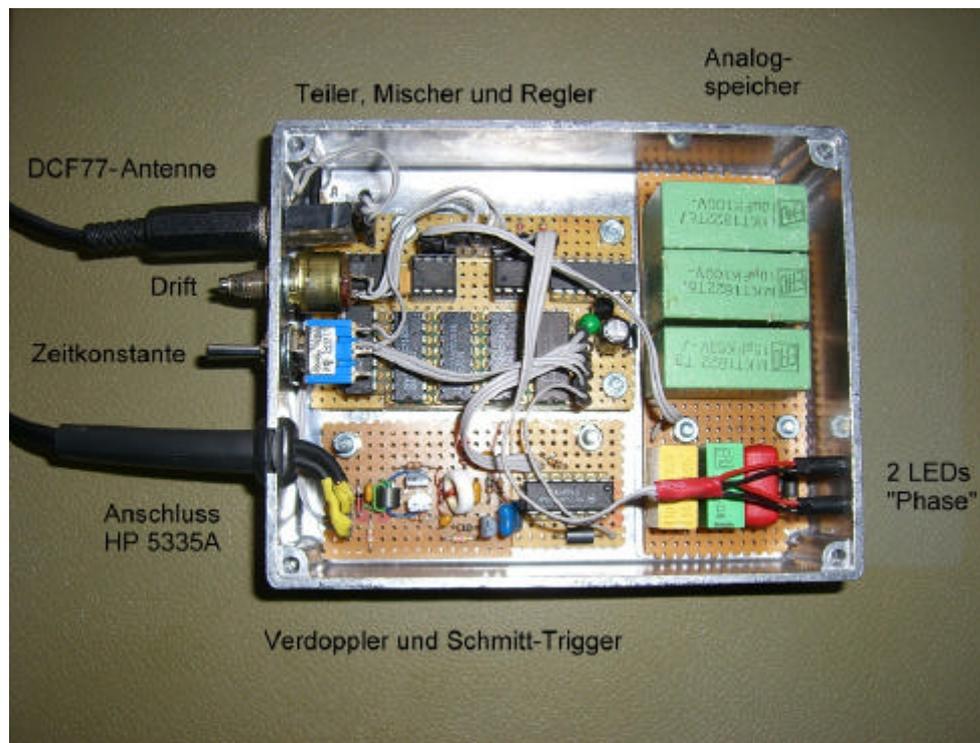


Abbildung 1: DCF77 Empfänger als Regler für Quarzthermostat in HP 5335A

Die Schaltung folgt dem Original. Allerdings wurde hier ein Verdoppler 10 MHz => 20 MHz hinzugefügt. Außerdem haben sich die Zeitkonstanten des Reglers stark vergrößert, erkennbar an den großen Folienkondensatoren im Integrator. Die Anzeige der Phasenabweichung erfolgt nun mit zwei

LEDs. Diese zeigen die Phasenmodulation des DCF77-Signals als Flackern an. Die Ferritantenne mit Vorverstärker ist dieselbe wie früher.

Der Zähler erreicht mit seinem Interpolator eine Auflösung von etwa $1E-9$ nach einer Sekunde. Für Messungen hoher Auflösung wurde eine Anwendung geschrieben, die Frequenzmessungen mit Torzeiten von etwa 10 Minuten per GPIB automatisch fortlaufend durchführt und die Messergebnisse im Rechner aufzeichnet. Dabei wird eine Auflösung von etwa $1E-12$ erreicht.

Frequenzmessung mit einem HP E1430A

Der VXI-Einschub HP E1430A enthält einen digitalen Empfänger mit 50 Ohm Eingangsimpedanz, einer programmierbaren Verstärkung, einem 4 MHz Antialiasfilter und einem 24-Bit ADC mit 10 MHz Abtastrate. Ein DDS-Generator speist zwei digitale Multiplizierer, die als Mischer fungieren. Daran schließen sich FIR Tiefpassfilter mit programmierbarem Downsampling an, sowie ein FIFO-Puffer. Diese digitale Methodik ist der früheren Analogtechnik bei weitem überlegen, vor allem wegen der praktisch fehlerfreien Mischung, die ohne weiteres IP3-Abstände von 80 dB erreicht.

Dieses VXI-Modul erschien etwa 1993 – also vor nunmehr fast 20 Jahren - und ist wegen des geringen Integrationsgrades der damaligen Digitaltechnik extrem komplex – obwohl anscheinend schon damals frei programmierbare Logik verwendet wurde.

Aufgrund der rasanten technologischen Entwicklung ist dieselbe Methodik inzwischen mit wenigen Bauteilen als FPGA-Baugruppe realisierbar. Digitale Signalverarbeitung im Jahr 2011 bedeutet ja etwas ganz anderes als in den 90er Jahren. Wir haben inzwischen bis zu mehreren hundert DSPs auf einem Chip, bei Taktfrequenzen von etwa 500 MHz bis 1 GHz. Ein handelsüblicher (und technisch überholter) Spartan3 arbeitet ohne weiteres mit Taktfrequenzen von bis zu 200 MHz. Ein einfacher digitaler Empfänger besteht nun im wesentlichen aus einem hochwertigen ADC und einem FPGA mit einem Embedded-Prozessor. Dazu kommt natürlich eine komplexes CAD-Modell, welches die Funktionskomponenten des Empfängers so beschreibt, dass sie in dem FPGA zu einem funktionierenden System integriert und implementiert werden können.

Zurück zum E1430A: Wir haben eine einfache Win32-Anwendung erstellt, die das Modul für den DCF77-Empfang konfiguriert, d.h. mit einer Mittenfrequenz von 77500Hz („Zoom“) und einer Bandbreite von +/- 122Hz.

Die eingestellte Bandbreite ist ein Kompromiss und ermöglicht die weitere Filterung auf dem Host. Für den Empfang des Zeitlegramms benötigt man eigentlich eine Bandbreite von nur 10 Hz, während das pseudozufällige Phasenmuster mit einer Bitrate von 634 Hz aufmoduliert ist.

Leider liefert die DDS im E1430A keine exakte Teilung, sondern 74999,9999902Hz. Den Abstimmrest von $1,26E-10$ muss man später aus den Messergebnissen herausrechnen, falls nötig. Der gefilterte Datenstrom mit 156 komplexen Samples pro Sekunde wird im Rechner erfasst. Daraus erhält man die Empfangsamplitude (Betrag) mit dem DCF77-Zeitlegramm. Daneben erhält man eine genaue Messung der Trägerphase relativ zur Phasendifferenz beim Start des DDS, wenn man die Überläufe von einem +/- pi Blatt zum nächsten stetig verfolgt.

Für den DCF77-Empfang wurde eine weitere Aktivantenne mit niedriger Ausgangsimpedanz aufgebaut, die den 50-Ohm-Eingang des HP E1430A speist. Die Antenne arbeitet mit einem FET als Vorstufe und hat eine recht hohe Güte. Imgrunde sollte man also die Temperatur der Antenne mit erfassen, denn durch das Temperaturverhalten der frequenzbestimmenden Bauteile (Ferrit, Wicklung, Kondensator) kann sich die Abstimmung ändern, mit einem Effekt auf die sichtbare Phase von bis zu $\pm \pi/2$, also etwa ± 3 usec.

Die Eingangsempfindlichkeit des Empfängers HP E1430A wurde zunächst immer per `e1430_auto_range()` ermittelt und betrug dann 31 mV oder 62 mV. Ab dem 4.10.2011 wurde das Modul per `e1430_set_range_la()` fest auf 125 mV konfiguriert, um eine gewisse Aussteuerungsreserve sicherzustellen.

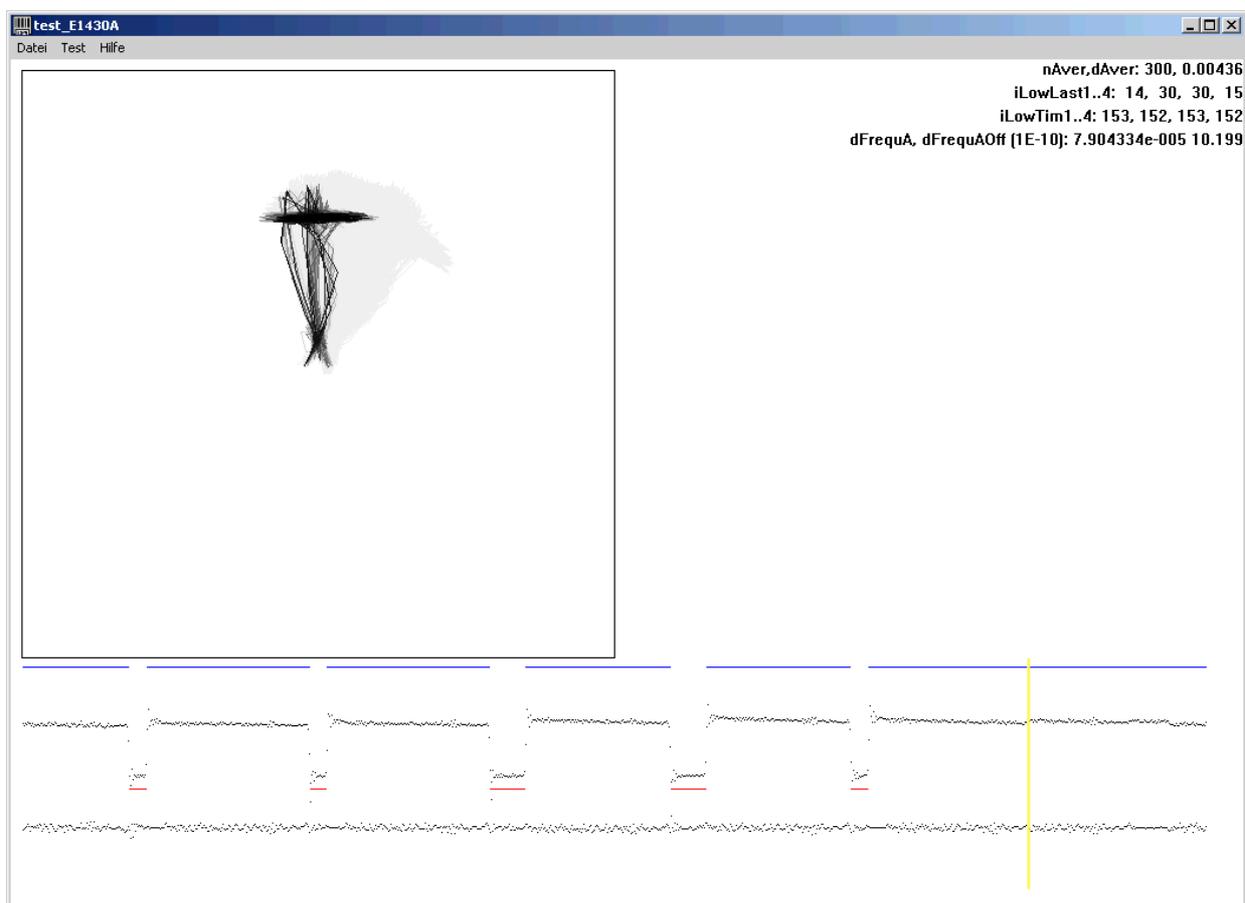


Abbildung 2: Bildschirmfenster der E1430A Messanwendung

Die Abbildung oben zeigt einen Screenshot der Messung. Oben links erscheint die Messung als Ortskurve im komplexen Diagramm. Bei FehlAbstimmung des Empfängers erscheint hier ein Kreis, dessen Radius die Empfangsamplitude anzeigt. Dieses Bild zeigt sich, wenn man den E1430A mit der eingebauten Zeitbasis laufen lässt.

Im angegebenen Beispiel, also beim Betrieb mit einem Rubidiumstandard mit einer FehlAbstimmung von nur etwa $9E-10$



ergeben sich nur etwa 7 Umläufe pro Tag, die durch das stetige Ausgrauen der Grafik nicht mehr erkennbar sind. Man erkennt normalerweise zwei dunkle Knoten: In der Mitte die Samples während der Trägerabsenkung, außen (oben) die Samples mit vollem Träger. Zwischen den Knoten erscheinen Verbindungslinien, die die Übergänge wiedergeben. Man erkennt auch Überschwinger, die durch die Charakteristik der eingebauten FIR-Filter des E1430A bedingt sind. An einer leichten Graufärbung im Hintergrund erkennt man, dass sich die Phase seit Beginn der Messung langsam entgegen dem Uhrzeigersinn gedreht hat.

Unten erscheinen die beiden Oszillogramme von Amplitude und Phase, die etwa alle 7-8 Sekunden überschrieben werden. Die gelbe Vertikale ist die aktuelle Schreibposition der Oszillogramme. Man erkennt im oberen Oszillogramm die unterschiedlich lange sekundliche Trägerabsenkung. Die roten und blauen Linien zeigen, dass das DCF77 Zeitlegramm für jedes einzelne Sample sauber erkannt wird. Der Phasenplot liefert eine gerade horizontale Linie, weil der Lokaloszillator sehr präzise abgestimmt ist. In dem Phasenplot erkennt man ansatzweise die Phasenmodulation von DCF77: Jeweils nach einer kurzen Trägerabsenkung folgen 100 msec ohne Phasenmodulation, erkennbar an einem glatteren Stück des Oszillogramms. Oben rechts erscheinen einige numerische Kenngrößen aus der weiteren Auswertung.

Wird der E1430A mit einem präzisen Standard extern getaktet, so ist das Ergebnis der Phasenmessung praktisch statisch und kann minutenweise gemittelt werden, um die Datenmenge zu reduzieren. Wir verwenden dabei ein digitales Rauschfilter, welches neben dem Medianwert auch ein Maß für die Rausch- bzw. Stör-Amplitude ermittelt. Bei dieser Rechnung werden nur solche Einzelmessungen der Phase berücksichtigt, bei denen die Amplitude zwischen 50 und 150 % der mittleren DCF-Amplitude lag, und zwar mindestens 3 Samples davor und danach. So werden die ungenaueren Phasenmessungen während der DCF77 Trägerabsenkung und kurz danach eliminiert. In die Berechnung der mittleren Phase pro Minute gehen etwa 7700 Samples ein. Bei guten Empfangsbedingungen kann man die Trägerphase nach einer Minute auf etwa 0,005 rad entsprechend etwa 10 nsec messen – wohlgermerkt die statistische Unsicherheit und die Trägerphase am Empfangsort, nicht am Sendeort!

Rubidiumfrequenzstandards

Wir haben zwei FE-5680A beschafft und mit je einem HP E1499A und HP E1403C als VXI-Einschübe verpackt. Der Standard wurde dabei auf einer der Seitenbleche wärmeleitend montiert, damit der eingebaute Thermostat gut funktioniert. Für den Rubidiumstandard werden die +12V des VXI-Backplane mit einem DC-DC Wandler 24V => 3,3V auf +15V aufgestockt. Auf dem Protoboard befindet sich im wesentlichen ein 4-faches Fanout mit einem MC10H125, die serielle Schnittstelle des FE-5680A, sowie in derselben Buchse drei Monitore für -5,2V, +15V und für den Betriebsstrom des FE-5680A von etwa 0,8A. Die Monitorleitungen werden über einen im Crate befindlichen Multiplexer Z2466A und ein Multimeter E1411B ausgelesen. Der Locked-Status wird über eine Leuchtdiode angezeigt und kann über ein Statusbit des E1399A ausgelesen werden.

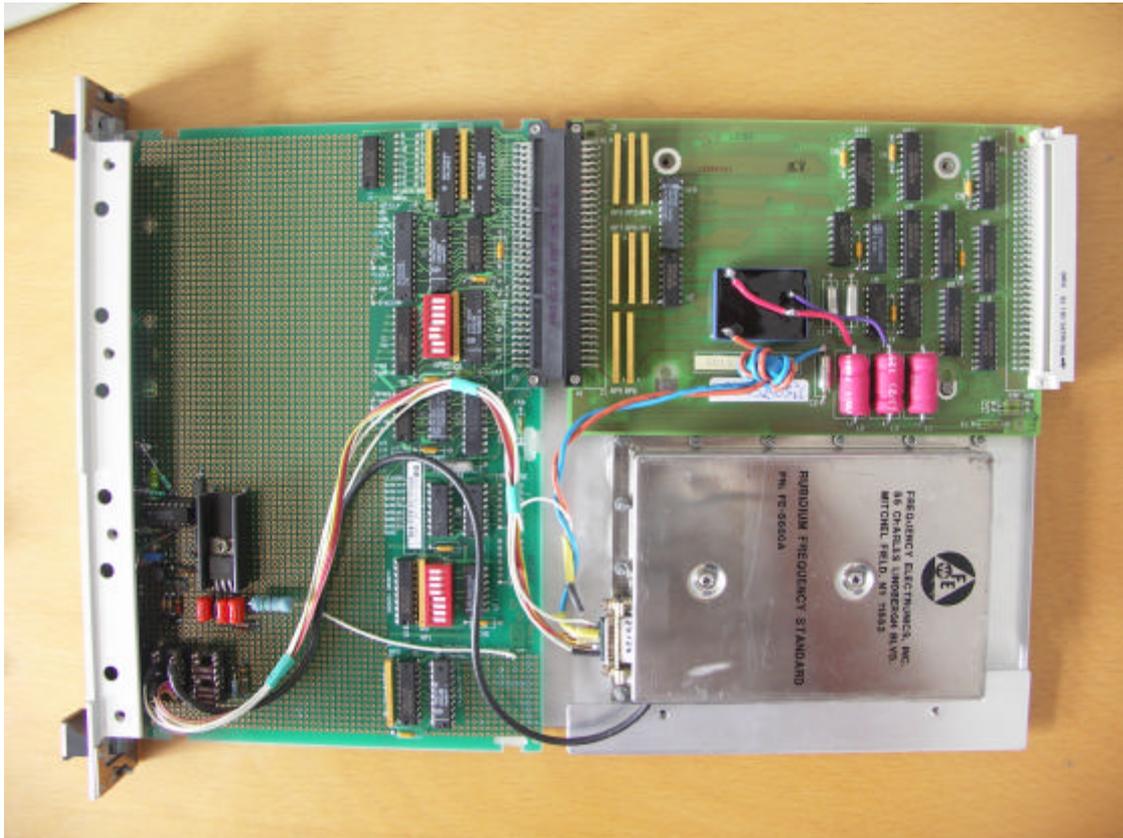


Abbildung 3: VXI Rubidiumfrequenznormal

Diese Standards wurden vom Hersteller mit $\pm 5E-11$ spezifiziert, arbeiten in unserem Labor bei einigermaßen gleichmäßigen Raumtemperaturen und bei vorgegebener vertikaler Position im VXI-Crate jedoch etwa 20x bis 50x genauer, doch dazu später mehr. Im folgenden wird eigentlich nur der Standard 01 benutzt, siehe Abbildung.

GPS-Frequenzstandard

Wir verfügen über einen einfachen GPSDO nach Miller G3RUH. Wir haben auf dem Dach unseres Gebäudes eine aktive Helixantenne (Fabrikat Lucent, 26 dB gain) fest installiert, die an einem Rockwell Jupiter Empfänger läuft. Die folgenden Abbildungen zeigen die Antenne und ihren Frequenzgang, den wir mit unserem HP 8560A Spektrumanalyzer nachgemessen haben.

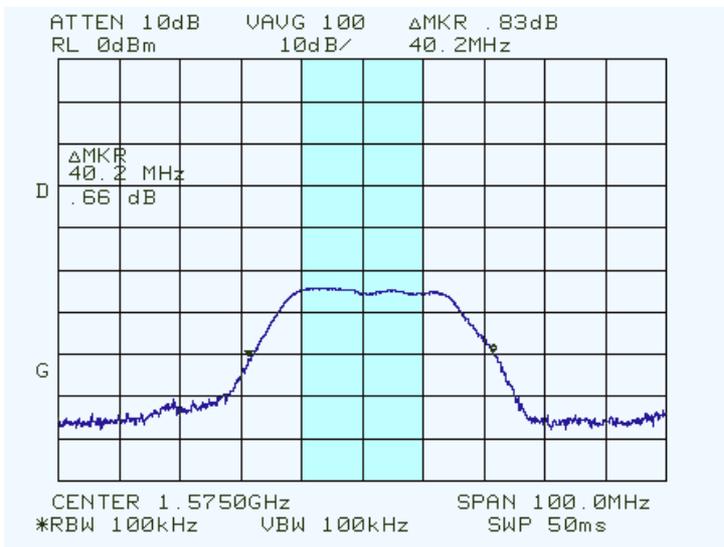


Abbildung 4: GPS Dachantenne, Frequenzgang

Als Oszillator dient ein preiswerter 10 MHz Quarzthermostat, der mit einem Teiler und einem XOR-Gatter als Phasenkomparator an den 10 KHz-Ausgang des GPS-Empfängers angebunden wird, eigentlich ohne integrierenden Regler und ohne optimiertes Schleifenfilter.

Wir haben mehrtägige Surveys durchgeführt und wissen die Geoposition der Antenne auf etwa +/- 0,5 m genau. Während der beschriebenen Messungen lief der Empfänger aber im Navigationsmodus ohne position pinning.

1.2 Ergebnisse

Zunächst wurden Messungen der Frequenz des Rubidiumstandards mit dem HP 5335A durchgeführt, also relativ zu einem DCF77 trägergeführtem Quarzthermostat. Es sind Handmessungen mit 10

Minuten bis 60 Minuten Torzeit. Das folgende Diagramm zeigt die Frequenzabweichungen in Einheiten von $1E-10$ gegen die Tageszeit aufgetragen.

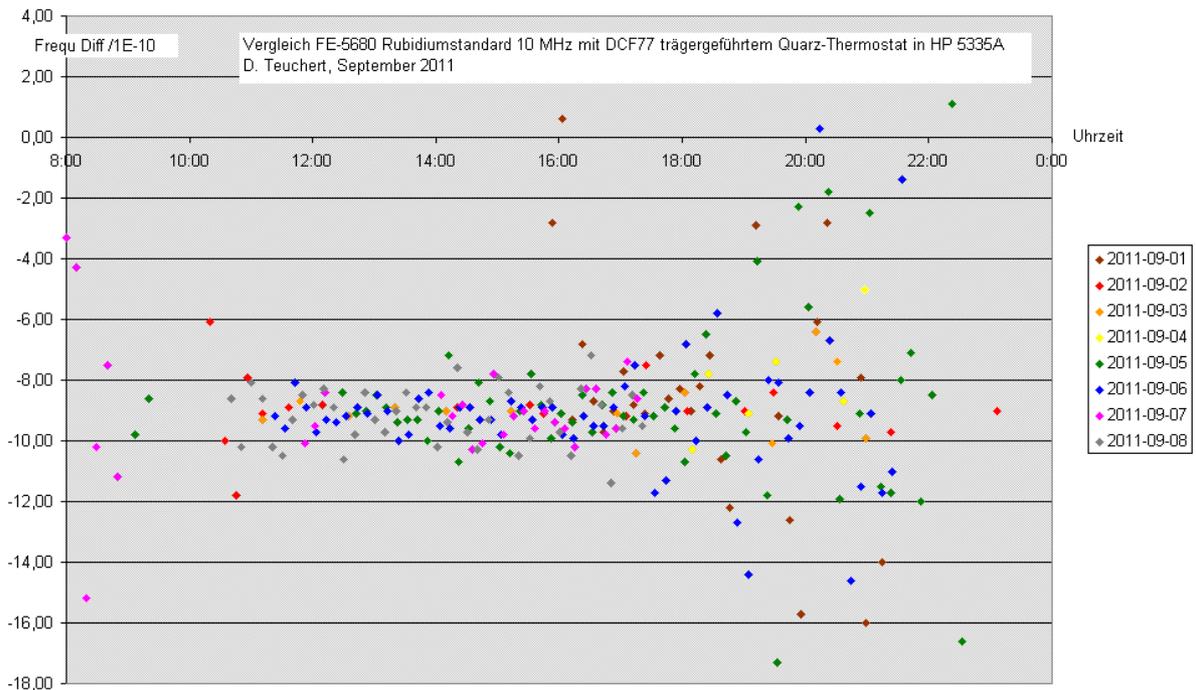


Abbildung 5: Messung Rb01 mit HP 5335A gegen DCF77

Man erkennt tagsüber zwischen etwa 11 und 17 Uhr hochwertige Messungen mit einer Genauigkeit von besser als $1E-10$, während abends und nachts größere Schwankungen auftreten. Diese Schwankungen werden später noch genauer untersucht. Sie entstehen beim DCF77 Empfang. Der Rubidium-Standard arbeitet anscheinend mit der erwarteten Genauigkeit von besser als $1E-10$, allerdings mit einer relativen Frequenzablage von etwa $-9E-10$, d.h. bei 10MHz eine Schwebung in 111 Sekunden. Er wird bei uns aus organisatorischen Gründen nicht kalibriert, sondern die Frequenzablage wird dokumentiert und bei Messungen herausgerechnet, falls überhaupt notwendig.

Anschließend wurde das Ausgangssignal des GPSDO auf dieselbe Art gemessen. Dazu wurden diese Messungen automatisiert, d.h. der HP 5335A wird per GPIB-Anschluss vom Rechner aus ferngesteuert. Deswegen liegen hier fortlaufende Messungen zu allen Tageszeiten über mehrere Tage vor.

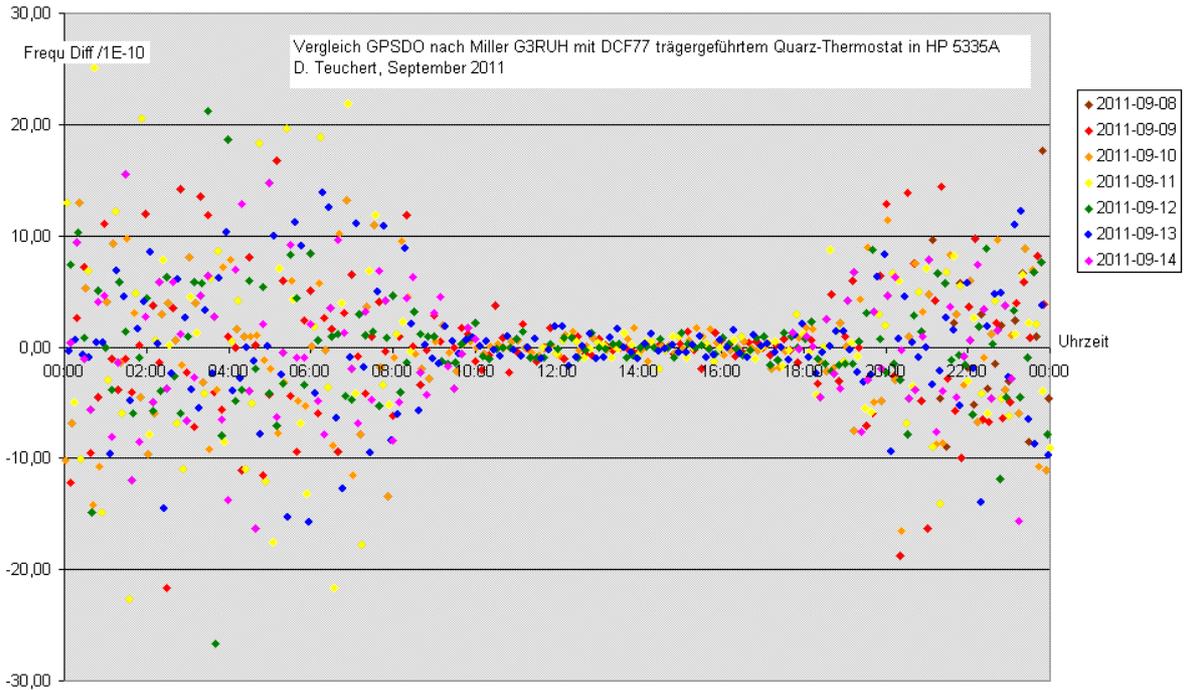


Abbildung 6: Messung GPSDO nach Miller mit HP 5335A gegen DCF77

Hier zeigt sich ein ähnliches Bild: Tagsüber zwischen etwa 10 und 17 Uhr sehr gleichmäßige Messungen, diesmal ohne erkennbare Frequenzablage. Außerhalb dieser Tageszeit treten wieder große Schwankungen auf. In der nächsten Abbildung sind die Standardabweichungen obiger Messungen nach der Tageszeit aufgetragen.

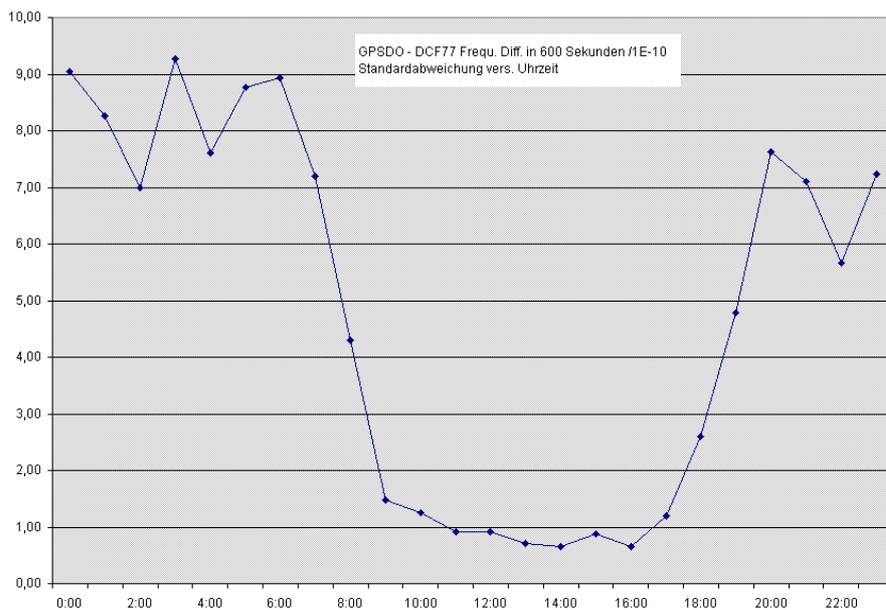


Abbildung 7: Standardabweichung GPSDO – DCF77 in 1E-10 nach Tageszeit

Offenbar ist tagsüber eine Messung mit einer Genauigkeit von $1E-10$ in 600 Sekunden auf der Basis DCF77 + Quarzthermostat ohne weiteres möglich, während die erreichbare Genauigkeit sonst bei etwa $1E-9$ liegt.

Als dritte Messung fehlt noch der Vergleich zwischen GPS und Rubidiumstandard. Dazu wurde der GPSDO mit dem externen Zeitbauseingang des HP 5335A verbunden und der Rubidiumstandard mit dem Messeingang A. Die folgende Abbildung zeigt das Ergebnis:

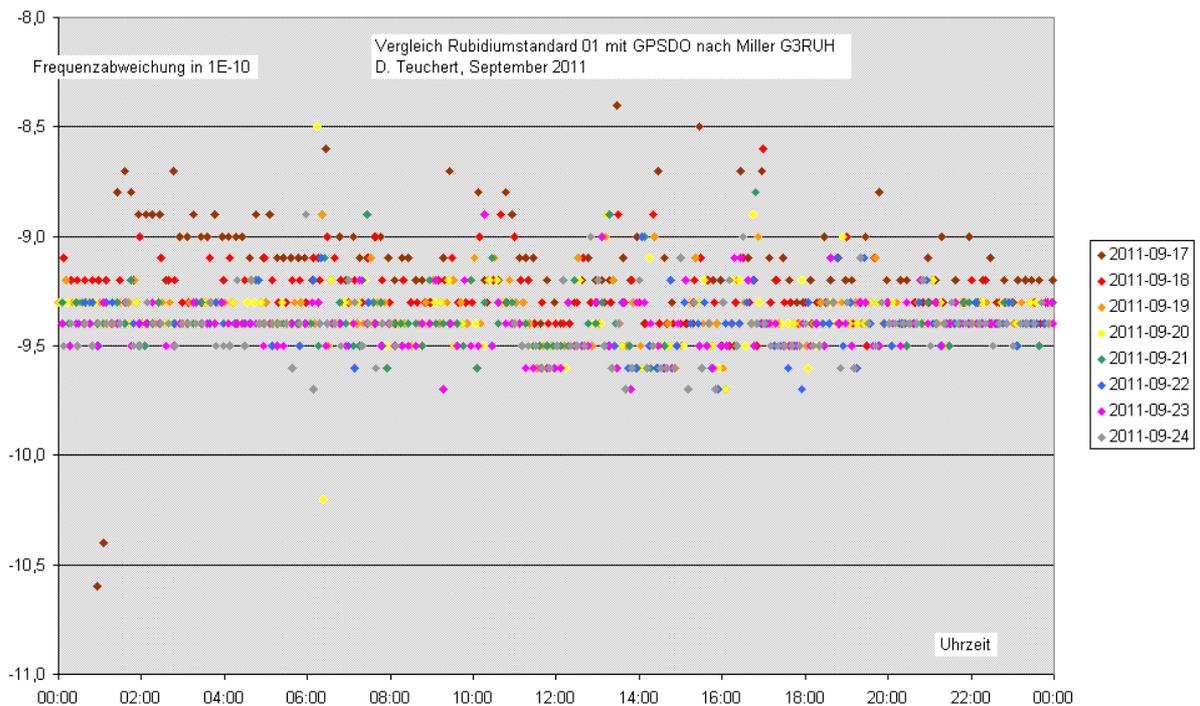


Abbildung 8: Messung Rb01 mit HP 5335A gegen GPSDO nach Miller

Hier zeigt sich wieder die Frequenzablage des Rubidiumstandards, ansonsten aber keine auffällige Abhängigkeit von der Tageszeit mehr, insbesondere auch keine nennenswerte Temperaturabhängigkeit.

In der folgenden Abbildung sind Tagesmittelwerte aufgetragen. Sie dokumentieren die ausgezeichnete Stabilität des Rubidiumstandards sowie die Zuverlässigkeit und Störsicherheit der anderen bei der Messung verwendeten Gerätschaften.

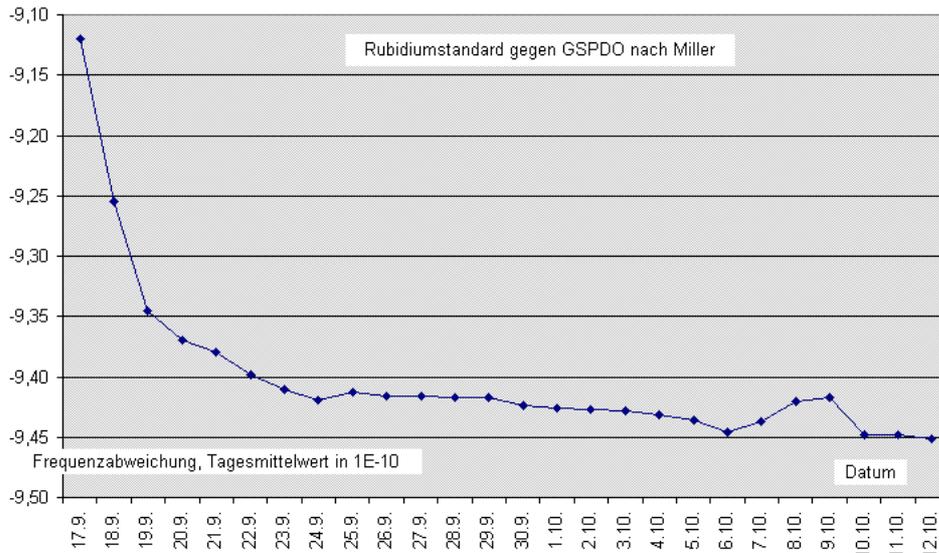


Abbildung 9: Rubidiumstandard 01 gegen GPSDO, Tagesmittelwerte

Nach einer anfänglichen Verschiebung von $-3E-11$ während der ersten 7 Tage reduzierte sich die Drift auf minimale Werte von unter $1E-12$ pro Tag. Die spezifizierte Genauigkeit von $5E-11$ in Bezug auf den asymptotischen Wert von etwa $-9,427E-10$ erreicht der Rubidiumstandard etwa 15 Minuten nach dem Lock-Status. Lediglich vom 9.10. auf den 10.10. trat eine Drift von etwa $3E-12$ auf, anscheinend im Zusammenhang mit dem Wetterumschwung nach einer längeren Schönwetterperiode.

Diese Abbildung zeigt aber auch, dass bereits ein sehr einfacher GPSDO mit einer guten Antenne einen Frequenzstandard für $1E-12$ ergibt. Ein kommerziell angebotener GPS-basierter Frequenzstandard mit einer Spezifikation von $1E-9$ erscheint mir jedenfalls uninteressant (Fehlkonstruktion).

Doch nun zurück zu DCF77. Um den tageszeitlichen Schwankungen der Genauigkeit auf den Grund zu gehen, wurde der oben beschriebene Digitalempfänger mit einem HP E1430A realisiert. Wir haben zunächst die erste Messung wiederholt, also DCF77 gegen unseren Rubidiumstandard 01. Dazu wurden Differenzen aus Phasenmessungen des HP E1430A über einen Zeitraum von je 10 Minuten berechnet und gegen die Uhrzeit aufgetragen.

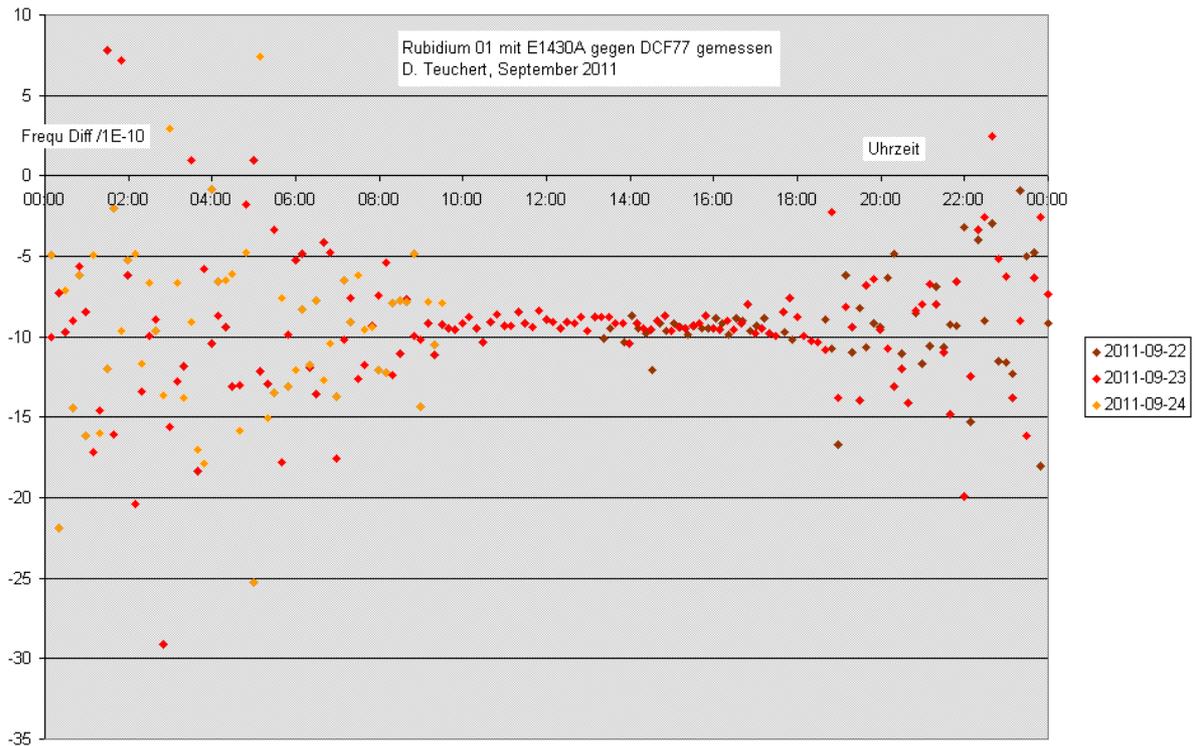


Abbildung 10: Messung Rb01 mit HP E1430A gegen DCF77

Diese Messungen bestätigen die tageszeitlichen Schwankungen aus Abbildungen 5 und 6, d.h. die beobachteten Schwankungen waren keine Eigenschaften der Antennen oder Empfänger, sondern Eigenschaften des DCF77-Signals am Empfangsort.

Anschließend haben wir im Rechner einen Regler zu simuliert, der dem komplexen Empfangssignal einen weiteren Mischer mit einer kontinuierlich nachgeführten Phase beaufschlagt. Die korrekte Dynamik des Reglers konnte in der zur Verfügung stehenden Zeit nicht schlüssig geklärt werden, und wir haben uns entschlossen, Messungen der Frequenz- bzw. Phasendifferenzen ohne Regler durchzuführen, damit die Meßergebnisse möglichst unabhängig von irgendwelchen Annahmen bleiben.

Dann haben wir über zwei Wochen jede Minute die Phase unseres DCF77-Empfangssignals gemessen und aufgezeichnet. Im folgenden Diagramm sind diese 26 000 Einzelmessungen tageweise aufgetragen, wobei ein Teil der Frequenzablage unseres Rubidiumstandards kompensiert wurde, nämlich -44 rad pro tag. Die restliche Ablage sorgt dafür, dass die täglichen Kurven nicht aufeinanderfallen, sondern nach je 24h um etwa $0,9$ rad verschoben erscheinen und damit besser erkennbar sind.

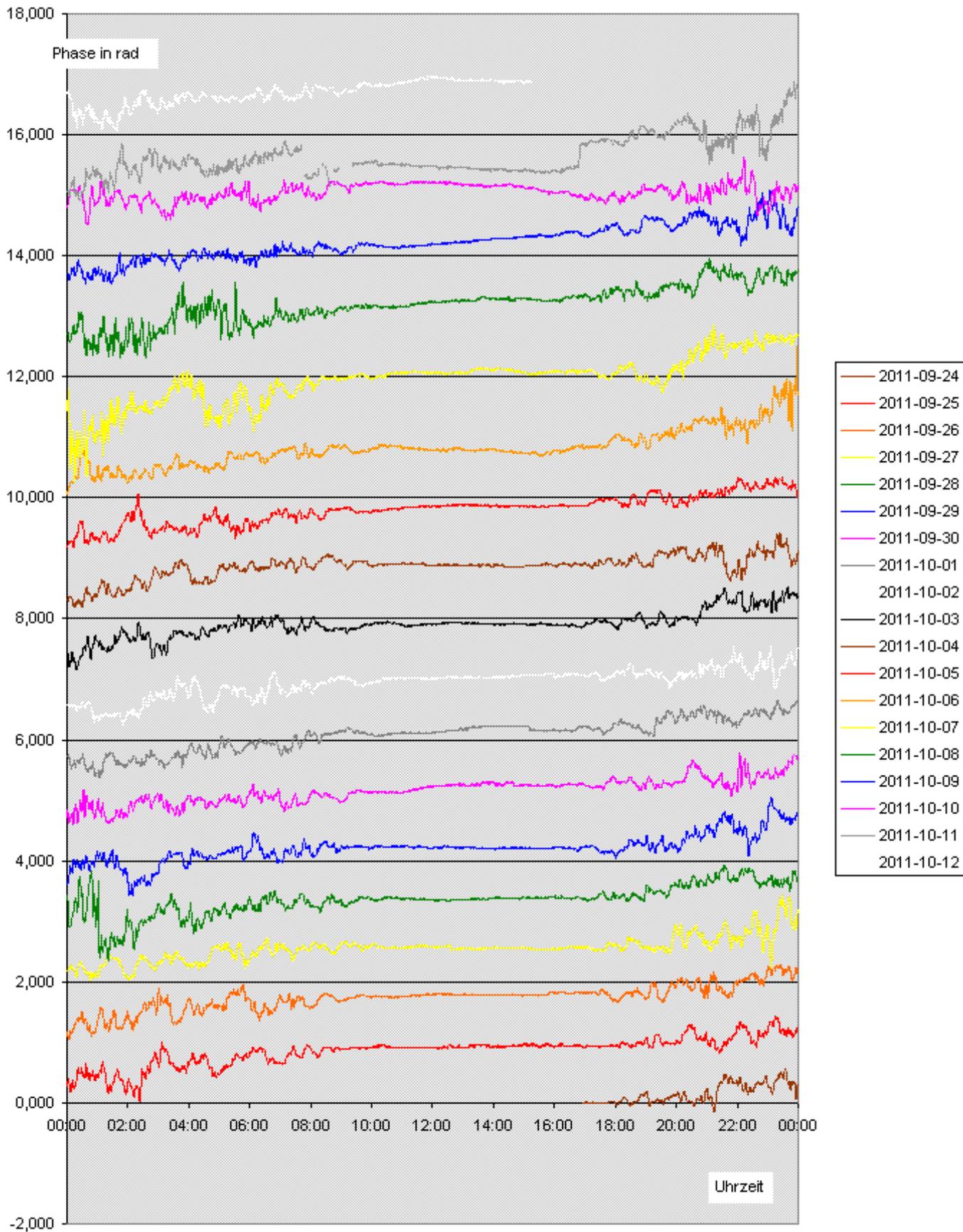


Abbildung 11: Phase des DCF77 Empfangssignals relativ zu Rb01, abzüglich -44rad/24h

Man erkennt, dass die Phase relativ zu unserem Rubidiumstandard tagsüber praktisch konstant bleibt, und das über etwa 8 Stunden! Außerhalb der Zeit von 10:00 bis 18:00 treten erhebliche Phasenschwankungen auf, die offenbar die Frequenzmessungen zu diesen Tageszeiten beeinträchtigen.

Offenbar treten veränderliche Interferenzen zwischen Boden- und Raumwelle auf. Die unterste Schicht der Ionosphäre „D“ kann bei ausgeprägter Ionisation die Raumwelle praktisch komplett absorbieren. Sie erhält ihre Ionisation durch Sonneneinstrahlung und verliert sie nach Sonnenuntergang innerhalb weniger Minuten. Bei Tageslicht empfangen wir also nur die Bodenwelle und erhalten damit ein sehr gleichmäßiges Signal. Nachts wird die Raumwelle von der D-Schicht durchgelassen und gelangt in die höheren Schichten der Ionosphäre. Dort herrschen wegen der geringen Gasdichte völlig andere Verhältnisse. Die Ionisation hängt dort zwar auch von der Sonneneinstrahlung ab, ist aber wegen der geringen Gasdichte viel langlebiger, d. h. auch nachts vorhanden. Gleichzeitig haben diese Schichten wegen ihrer großen räumlichen Ausdehnung offenbar die Fähigkeit, Langwellen zu reflektieren. Somit kommt es nachts zu schwankenden Interferenzen zwischen Bodenwelle und reflektierter Raumwelle. Die Interferenzen sollten sich auch in der gemessenen Signalamplitude zeigen, dazu später mehr.

Daneben zeigt Abbildung 11 die Abhängigkeit des DCF77-Empfangs von der Wetterlage. In der Schönwetterperiode vom 24.9. bis 7.10. erscheint der Abschnitt der Kurve zwischen 10:00 und 17:00 praktisch glatt und horizontal (untere 14 Kurven). Die oberen 5 Kurven mit herbstlichem Wetter erscheinen wesentlich unruhiger bzw. verbogen. Hier sieht man wahrscheinlich die Temperaturabhängigkeit der Antenne.

Am 11.10. (graue Kurve, zweite von oben) war ein regelrechter Aussetzer zu beobachten: Die Phase ändert sich gegen 7:45 schlagartig um etwa $-0,52$ und kommt gegen 16:48 wieder zurück. Der Empfang an diesem Tag war sehr gestört und viele Minutenmarken wurden nicht erkannt. So fehlen zwischen 7:00 und 10:00 sehr viele Minutenmessungen.

| Uhrzeit | Anzahl Messungen | Anzahl Fehlende |
|-----------------|------------------|-----------------|
| 5:00 bis 6:00 | 60 | 0 |
| 6:00 bis 7:00 | 60 | 0 |
| 7:00 bis 8:00 | 57 | 3 |
| 8:00 bis 9:00 | 36 | 24 |
| 9:00 bis 10:00 | 37 | 23 |
| 10:00 bis 11:00 | 60 | 0 |

Bei Gewittern in Mainflingen werden anscheinend Ersatzantennen benutzt. Vielleicht war das die Ursache für die beobachteten Störungen und Aussetzer.

Für die Auswertung der gezeigten Phasenmessungen haben wir zwei Methoden benutzt. Zunächst haben wir an den glatten Abschnitt tagsüber (zwischen 10:00 und 17:00) jeweils eine Ausgleichsgerade angepasst. Einmal haben wir eine Frequenzmessung aus der Steigung dieser

Geraden ermittelt. Sie liefert einen kleinen Korrekturbeitrag zu den -44rad/24h, die wir bei der Erstellung des Diagramms schon subtrahiert hatten. Zur Orientierung:

$$44\text{rad} / 24\text{h} / 3600\text{sec} / 2 / \pi / 77500\text{Hz} = 10,46\text{E-}10$$

und mit der Korrektur des Abstimmfehlers des E1430A DDS:

$$10,46\text{E-}10 - 1,26\text{E-}10 = 9,19\text{E-}10$$

Eine zweite Methode der Frequenzbestimmung ergibt sich aus der Phasendifferenz nach 24 Stunden. Dazu haben wir für jeden Tag anhand der Ausgleichgerade die gemittelte Phase um 13:30 berechnet. Aus den Differenzen dieser Messungen bekommen wir dann 24-Stunden-Werte.

Im folgenden Diagramm werden die beiden Frequenzmessungen verglichen. Außerdem wurde die redundante Frequenzmessung der Rubidiumuhr gegen den GPSDO hinzugefügt (wie in Abbildung 9).

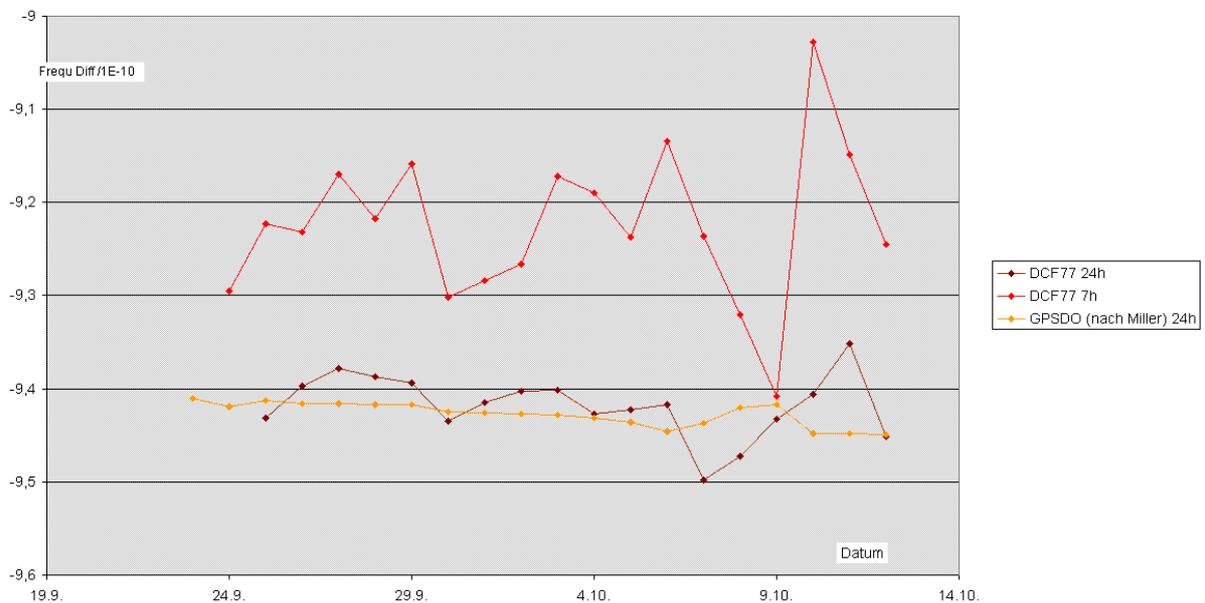


Abbildung 12: Präzisionsfrequenzmessungen des Rb01, siehe Text

Die 24h-Messung auf der Basis DCF77 stimmt im Mittel gut mit den Messungen auf der Basis GPSDO überein, unterliegt aber etwas größeren Schwankungen. Die 7h-Messung liegt systematisch etwa 2E-11 daneben. Die genauen Zahlen lauten:

| Frequenzvergleich | Gerät | Mittlere Frequenzablage Tagesmessung | Standardabweichung |
|-------------------|-------------|--------------------------------------|--------------------|
| GPSDO - Rub01 | HP 5335A | -9,423E-10 | 0,008E-10 |
| DCF77 - Rub01 | E1430A, 24h | -9,408E-10 | 0,019E-10 |
| DCF77 - Rub01 | E1430A, 7h | -9,229E-10 | 0,052E-10 |

Die Ablage zwischen den GPSDO-Ergebnissen und den DCF77 24h Ergebnissen beträgt nur $1,5E-12$. Die Schwankungsbreite der DCF77 24h Ergebnisse ist etwa zweimal größer als die der GPSDO-Messungen und liegt bei $2E-12$.

Wir vermuten, dass durch Betrachtung der gemessenen Empfangsamplituden und Störpegel noch weitere Verbesserungen möglich sind. Die folgende Abbildung zeigt die mittleren täglichen Empfangspegel zwischen 10:00 und 17:00, wobei die absolute Skala bei der internen Verarbeitung im E1430A bisher unbestimmt bleibt.

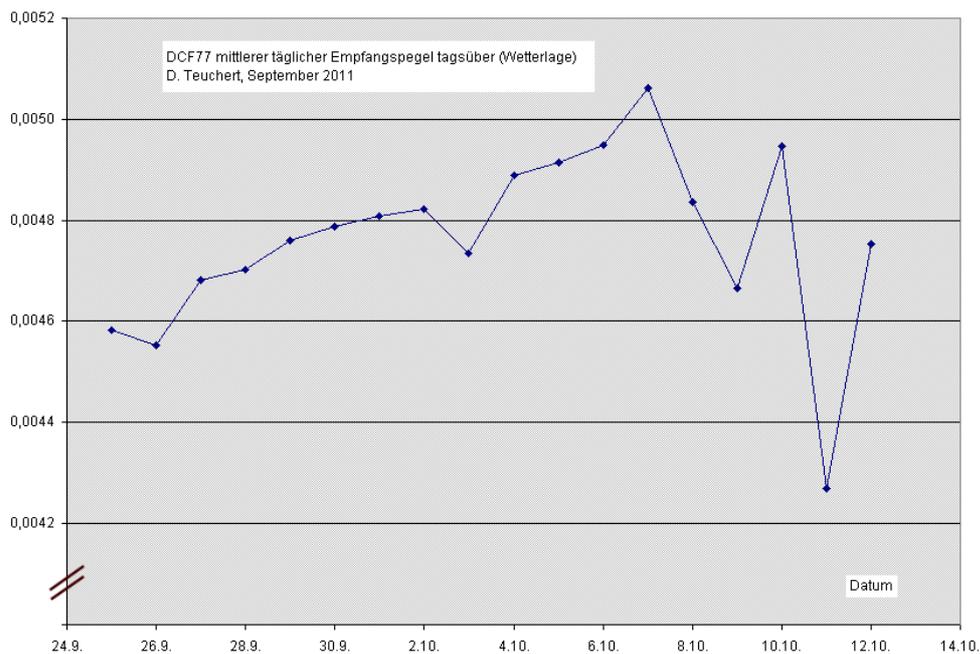


Abbildung 13: Mittlerer täglicher Empfangspegel tagsüber

Das Diagramm zeigt die geringen Veränderungen im Empfangspegel auf einer vergrößerten Skala. Man erkennt größere Schwankungen nach dem Ende der Schönwetterperiode, die bis zum 6.10. dauerte.

Die Korrelationsanalyse konnte noch nicht fertiggestellt werden.

1.3 Fazit

Unsere Messungen zeugen von der gleichbleibend hohen Qualität des DCF77 Signals, die nicht nur für alle praktischen Zwecke mehr als ausreichend ist, sondern sogar noch große Reserven für gehobene Anforderungen bereithält.

Ein kritischer Faktor bei der Realisierung eines Präzisionsempfängers im Langwellenbereich scheint die Antenne. Eine Antenne hoher Güte ist wie eine Kinderschaukel im Wind. Das Empfangssignal gibt

das anregende Wechselfeld nur bei perfekter Abstimmung phasenrichtig wieder. In der technischen Realisierung bedeutet das: Jeder Resonator, am besten auch die Antenne ist durch ein digitales Filter zu ersetzen, welches mit dem lokalen, empfängerseitigen Frequenzstandard phasenstarr gekoppelt ist. Die Phasenfehler durch Temperaturschwankungen der resonanten Antenne kann man vermutlich kompensieren, indem man die Temperatur der Antenne messtechnisch erfasst und herausrechnet. Dazu sind noch Testmessungen durchzuführen. Auch wäre die Frage interessant, ob man mit der beschriebenen Digitaltechnik sauberen und sicheren Empfang mit einer Antenne geringer Güte bekommen kann.

Sicherlich ist es zur Zeit bequemer, eine Zeitbasis auf GPS aufzubauen, weil dafür moderne digitale Empfangstechnik handelsüblich ist. Der Vergleich kann sich schnell ändern, sobald ein FPGA-basierter digitaler Empfänger für DCF77 verfügbar ist, der die beschriebenen Methoden kostengünstig und energiesparend umsetzt. Wir verfügen über Prototypen auf der Basis von ADS8410_13REF Entwicklerplatinen von TI/Avnet, die hochauflösende ADCs mit Abtastraten von 2 MHz mit einem FPGA XC3S400 und diversen Hilfsbausteinen kombinieren.

Copyright: 2011 cadt.de, Zitate gerne per Link

Erstell: 2012-02-13

Stichwortverzeichnis

ADC – analog to digital converter, Analog-Digital-Wandler

DCF77 – Zeitzeichensender in Mainflingen bei Frankfurt a. M.

DAC – digital to analog converter, Digital-Analog-Wandler

DDS – direct digital synthesis, volldigitale Frequenzsynthese auf Basis eines Phasenakkumulators

EFC – electronic frequency control, elektronische Abstimmung

FPGA – field programmable gate array, frei programmierbarer Logikbaustein

GPS – global positioning system, von USA betriebene Erdsatelliten mit Navigationssendern

GPSDO – GPS disciplined oscillator, GPS-geführter Oszillator

Literatur

- Hewlett-Packard Journal October 1993: A 10-Megasample-per-Second Analog-to-Digital Converter with Filter and Memory
- HP Product Note E1430A-1: Precision Time-Domain Measurements using the Agilent E1430A
- Allen W. Alexopoulos, Hewlett-Packard Company: A Digital Signal Processing Approach to Analog-to-Digital Conversion
- James R. Miller G3RUH: GPS Stabilised 10 MHz Oscillator
- Mike Seguin, N1JEZ: A Simple GPS Stabilized 10 MHz Oscillator
- P. Hetzel, PTB Braunschweig: Time dissemination via the LF transmitter DCF77 using a pseudo-random phase-shift keying of the carrier
- Holger Kinzel, DK8KW: SlowCW und der Sonnenaufgang auf Langwelle
- Frederik Teichert: Digital-Down-Converter für Field-Programmable-Gate-Arrays in VHDL
- Rainer Mohr, Manfred Schubert: Funkuhrtechnik und Funkuhrentwicklung (2000)
- Frequency Electronics. Inc: Rubidium frequency standard Model FE-5680A Series, Technical Manual, TM0110-2
- Gus DiPierro, Doug Jaeger, Patrick Ring und Matt Vondal, Northrop Grumman: Northrop Grumman automatisiert die Implementierung von Software Defined Radios, Mathworks News 10/2008
- Texas Instruments: ADS8410/13 Reference Design User Guide, 09/07/2007