

Rechnergesteuerter Frequenzmeßplatz

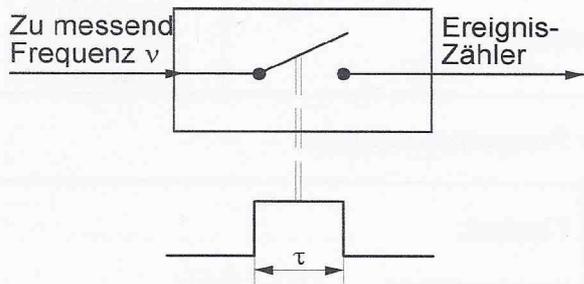
Set:	4.12	Testat:	
Studienrichtung:	KMT	Verantwortlicher:	Niebel
Teilnehmer:	Michael, Goldbach Sürgen, Düringer	Datum:	3.1.5.11 Niebel
			Unterschrift

EINGEGANGEN
20. APR. 2011
Erled.

Bitte beachten:
Ihre Vorbereitung besteht fast komplett aus Zitate (nicht nur, sondern Plagiat).
Haben Sie den Inhalt auch verstanden?

Eine Darstellung mit eigenen Worten ist im Lernprozeß in der Regel viel besser.

essung, insbesondere zur Berücksichtigung der Schwierigkeit.
es periodischen Funktionen der nach Anforderungen normalfrequenzen oder
it kann die zu messende Verfahren, und mit dem nt werden.
hode bzw. -einrichtung Messung mindestens um
ite
it:
end der Meßzeit τ) (Gl. 1)
mlich die Frequenzmessung mit st mehrere Meßfunktionen, von denen
tnissen
reich verfügbar. Wesentliches Element geschlossen wird.



Die Genauigkeit des Zähl- (Meß-) Ergebnisses wird in hohem Maße von der Präzision bestimmt, mit der τ das Tor öffnet und schließt. Deshalb wird die Meßzeit τ von einem hochgenauen Generator - der sogenannten Zeitbasis - abgeleitet. Für Universalzähler ist das beispielsweise ein 10-MHz-Quarzgenerator, dessen Frequenz dekadisch geteilt wird bis zur erforderlichen Toröffnungszeit τ

$$\tau = N \cdot \frac{1}{f_{\text{Zeitbasis}}} \quad (\text{Gl. 2})$$

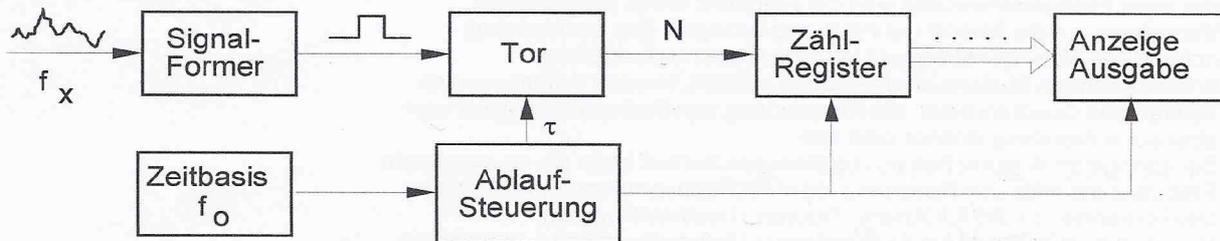
N - Teilungsfaktor

Für unterschiedliche Toröffnungszeiten ergeben sich damit folgende Maßeinheiten für die Zählergebnisse :

τ	1 s	1 ms	1 μ s
Anzeige	Hz	kHz	MHz

Der dem Tor folgende Zähler ist ein einfacher " Ereigniszähler ", der die Zahl der Perioden der Meßsignale zählt und sie zur Anzeige bringt bzw. in digitaler Form zur Weiterverarbeitung bereitstellt.

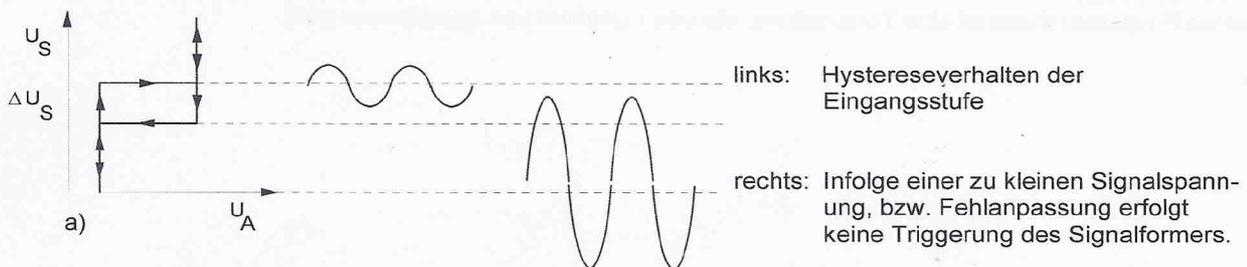
Um die Frequenz der unterschiedlichsten periodischer Signalverläufe zuverlässig messen zu können, wird das Eingangssignal in einer Signalformerstufe so aufbereitet, daß für je eine Schwingung (Periode) des Signals eine Impulsform erzeugt wird, die nach Passieren des Tores vom Zählregister sicher erfaßt werden kann. Damit ergibt sich das folgende vereinfachte Prinzipschaltbild :

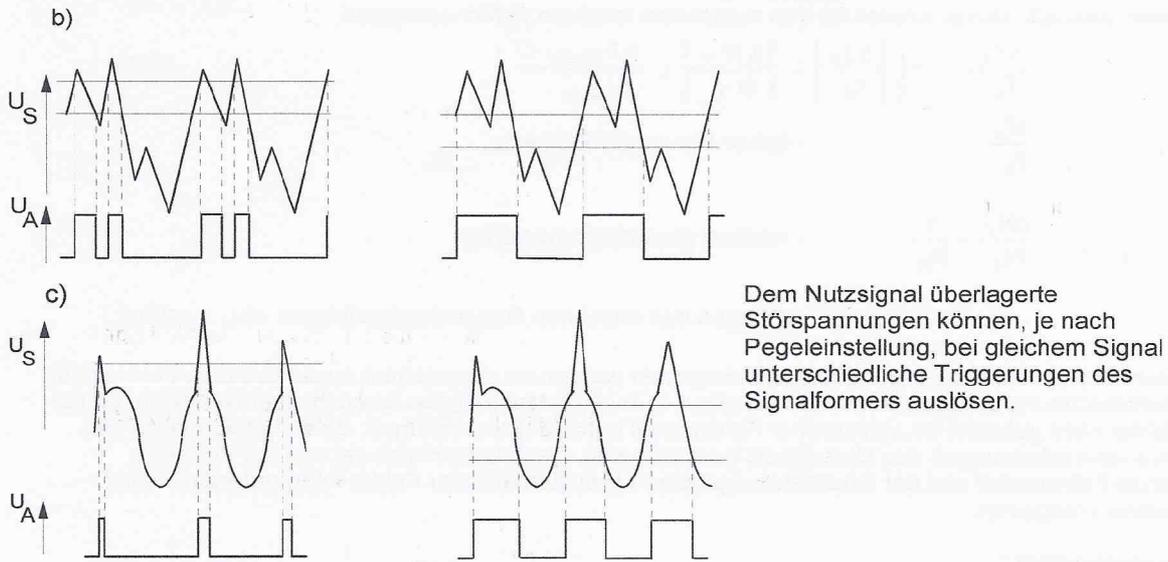
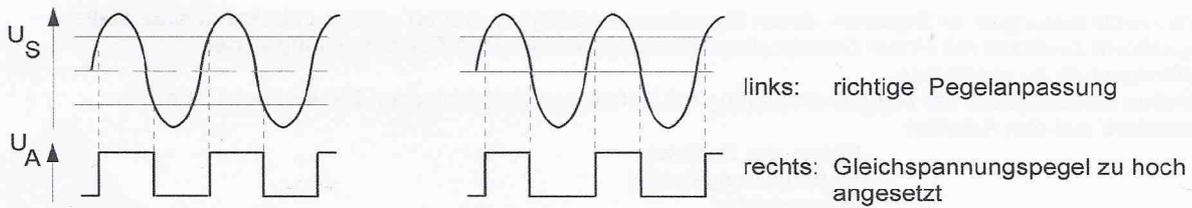


Bis auf den Signalformer, der im allgemeinen aus diskreten Bauelementen aufgebaut ist, werden Frequenzähler durch integrierte Schaltungen realisiert. Signalformerstufen bieten vielfältige Einstellmöglichkeiten, gebräuchlich sind :

- Eingangssignalabschwächer
- Gleich- / Wechselspannungskoppler
- Gleichspannungspegel
- Triggerung der Signalformerstufe durch positive oder negative Signalfanken

Während verzerrungsfreie Sinus- und Rechtecksignale kaum Schwierigkeiten bei der korrekten Einstellung der Signalformerstufe mit sich bringen, ist die korrekte Triggerung gestörter Signale mitunter sehr schwierig. Es ist offenkundig, daß fehlerhafte Einstellungen zu erheblichen Meßfehlern führen können, wie die nachfolgenden Beispiele für verschiedene Einstellungen des Eingangs einer Signalformerstufe in Bezug auf das Eingangssignal zeigen:





d)

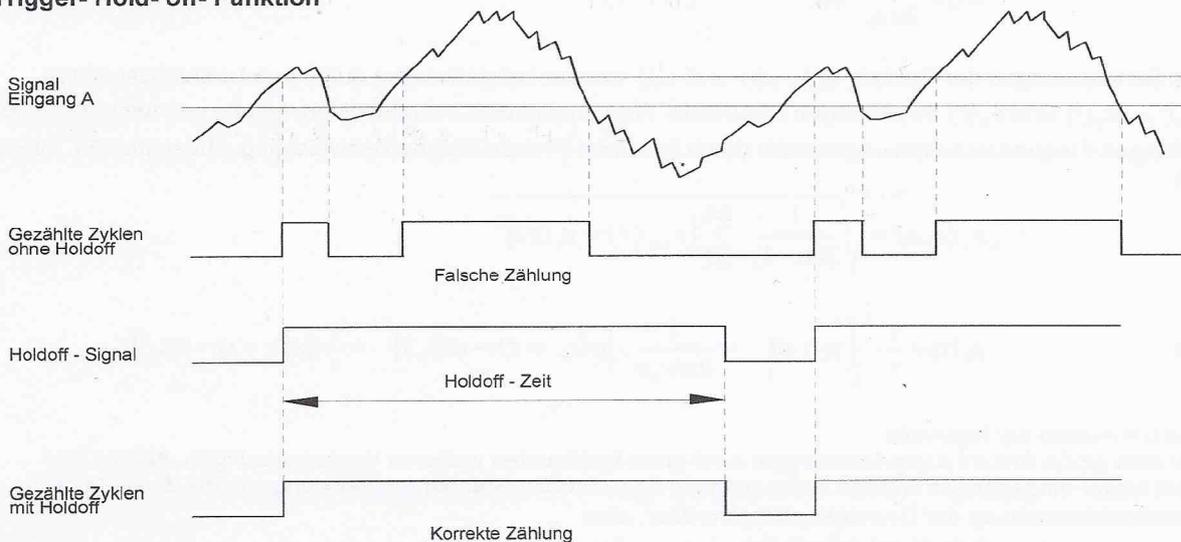
Mitunter sind weitere hilfreiche Triggerfunktionen möglich. Hier seien noch erwähnt:

- Autotriggerfunktion
- Trigger- Holdoff- Funktion

Autotriggerfunktion:

Der Triggerpegel wird dabei automatisch auf 50 % der Amplitude positioniert, unabhängig von Tastverhältnis und Gleichspannungsoffset.

Trigger- Hold- off- Funktion



Durch Einfügen einer Holdoff-Zeit wird verhindert, daß Störsignale den Trigger starten bzw. stoppen.

Bei Frequenzmessungen an Signalen, deren Signalform und Eigenschaften vorerst unbekannt sind, sollte die Signalform zunächst mit einem Oszilloskop kontrolliert werden, um Fehleinstellungen der Signalformstufe zu vermeiden.

Der relative Gesamtfehler der Frequenzmessung mit Hilfe eines elektronischen Zählers setzt sich insbesondere aus den Anteilen

- Fehler der Zeitbasis
- Quantisierungsfehler
- Triggerfehler

zusammen, also läßt sich prinzipiell für den maximalen relativen Fehler schreiben

$$\frac{\Delta f_x}{f_x} = \pm \left(\left| \frac{\Delta f_0}{f_0} \right| + \left| \frac{\Delta N_x}{N_x} \right| + \frac{\Delta t_{\text{Trigger}}}{t_{\text{Trigger}}} \right) \quad (\text{Gl. 3})$$

mit $\frac{\Delta f_0}{f_0}$ - lativer Fehler der Zeitbasis

und $\frac{\Delta N_x}{N_x} = \frac{1}{N_x}$ - relativer Quantisierungsfehler

(Wegen des absoluten Quantisierungsfehlers $\Delta N_x = \pm 1 \text{Digit}$)

In den technischen Unterlagen der Zählfrequenzmesser werden im allgemeinen zugeschnittene Formeln für die Fehlerberechnung angegeben (vergl. Anhang 1). Je nach Meßaufgabe ist auch zu entscheiden, ob der Triggerfehler nicht getrennt als statistischer Fehleranteil behandelt werden muß, da er insbesondere von Schwankungserscheinungen des Meßsignals bestimmt wird. Dann lassen sich der von der Zeitbasis herrührende Fehleranteil und der Quantisierungsfehler als systematischer Fehler interpretieren und im Meßergebnis korrigieren.

Frequenzinstabilität

Zur Messung zufälliger Frequenzschwankungen sind im allgemeinen aufwendige Meßverfahren erforderlich; abhängig vom benutzten Meßverfahren werden folgende Kenngößen auf ihre Schwankungen hin untersucht:

- Momentanwert des Null - Phasenwinkels
- Momentanwert der relativen Frequenzabweichung

$$y(t) = \frac{v(t) - v_0}{v_0} = \frac{1}{2\pi v_0} \cdot \frac{d\varphi(t)}{dt} \quad (\text{Gl. 4})$$

- Momentanwert der Null - Phasenzzeit

$$x(t) = \frac{1}{2\pi v_0} \cdot \varphi(t) \quad (\text{Gl. 5})$$

Die Schwankungen der Größen $\varphi(t)$, $y(t)$ und $x(t)$ werden beispielsweise durch ihre Leistungsspektren $S_\varphi(f)$, $S_y(f)$ und $S_x(f)$ im jeweiligen FOURIER- Frequenzbereich charakterisiert. Häufig werden jedoch die zufälligen Frequenzschwankungen auch durch ihre Zwei-Proben-Standardabweichung s beschrieben, für die gilt:

$$s_y(\tau, n) = \sqrt{\frac{1}{2(n-1)} \cdot \sum_{i=1}^{n-1} [y_{i+1}(\tau) - y_i(\tau)]^2} \quad (\text{Gl. 6})$$

mit $y_k(\tau) = \frac{1}{\tau} \cdot \int_{t_k}^{t_k+\tau} y(t) \cdot dt = \frac{1}{2\pi v_0 \tau} \cdot [\varphi(t_k + \tau) - \varphi(t_k)] = \frac{1}{\tau} \cdot [x(t_k + \tau) - x(t_k)]$

und $n = \text{Anzahl der Intervalle}$

Für eine große Anzahl n von Messungen (und unter bestimmten weiteren Voraussetzungen, auf die hier nicht weiter eingegangen werden kann) geht die Zwei-Proben-Standardabweichung s in die Zwei-Proben-Standardabweichung der Grundgesamtheit σ über, also

$$s_y(\tau, n) \approx s_y(\tau) \approx s_y(\tau)$$

Die verschiedenen Schwankungsgrößen sind mit bestimmten Einschränkungen ineinander umrechenbar.

Die Ausgangsspannungen aller Frequenzgeneratoren zeigen Frequenzschwankungen. Diese Frequenzänderungen werden als Frequenzinstabilität bezeichnet, wobei unterschieden wird zwischen:

- Frequenzdrift

(Häufig einseitig fortschreitende Frequenzänderung, die im allgemeinen durch Koeffizienten einer Ausgleichsgeraden beschrieben werden kann)

- zufällige Frequenzschwankungen

(die zufälligen Frequenzschwankungen werden üblicherweise durch ihr Leistungsspektrum mit Bezug auf die FOURIER-Frequenz f oder durch Varianzen bzw. Standardabweichung der Einzelmessungen, die von der jeweiligen Dauer der Meßzeit τ abhängen, beschrieben.)

Für die Ausgangsspannung eines Frequenzgenerators gilt :

$$u(t) = \hat{u} \cdot \cos[2\pi\nu(t) \cdot t] = \hat{u} \cdot \cos[2\pi\nu_0 t - \varphi(t)] \quad (\text{Gl. 7})$$

- mit
- $u(t)$ - Momentanwert der elektrischen Spannung
 - \hat{u} - Amplitude der elektrischen Spannung
 - $\nu(t)$ - Momentanwert der Frequenz
 - ν_0 - Nennwert der Frequenz
 - $\varphi(t)$ - Momentanwert des Null – Phasenwinkels

Bei der Frequenzinstabilität wird unterschieden zwischen

- **Kurzzeitstabilität**
(short-term stability : Frequenzänderungen sind auf Zeiten von etwa 1000 s bezogen)
- **Langzeitstabilität**
(long-term stability : Frequenzänderungen sind auf Zeiten größer 24 Std. bezogen)

Da Schwankungserscheinungen von grundlegender physikalischer Natur sind, treten Frequenzinstabilitäten bei allen Generatoren auf. Ihre meßtechnische Erfassung ist unumgänglich bei allen Präzisionsoszillatoren und Frequenznormalen sowie bei HF - Generatoren in nachrichtentechnischen Geräten (besonders im oberen MHz- und GHz- Bereich)

3 Fragen zur Vorbereitung

- Skizzieren Sie das Blockschaltbild eines Periodendauermessers !
- Nennen Sie systembedingte Fehleranteile, mit denen beim Frequenzzähler zu rechnen ist!
- Wann sind Periodendauermessungen anstelle von Frequenzmessungen sinnvoll ?
- Erläutern Sie die prinzipielle Funktionsweise (Blockschaltbild) eines DCF77 - Frequenznormal!
- Schätzen Sie den Gesamtfehler für Frequenzmessungen mit dem PM 6680 ab!
(vergl. Datenblatt im Anhang 1)
- Erläutern Sie die Begriffe Drift, Lang- und Kurzzeitstabilität, Zwei-Proben-Standardabweichung!
- Erläutern Sie die prinzipielle Funktionsweise eines rechnergesteuerten Frequenzzählers!
- Erläutern Sie den Begriff GPIB !
- Charakterisieren Sie die standardisierte Bus - Schnittstelle nach IEEE 488.2 (IEC-Bus)!
- Bereiten Sie eine Fehlerabschätzung für Frequenzmessungen mit dem Zähler PM 6680 anhand der Unterlagen im Anhang 1 vor

Annahme:	Signalrauschen	$U_{\text{eff}} \approx 500 \mu\text{V}$
	Signalanstiegsrate am Triggerpunkt	$\approx 10^9 \text{ V/s}$
	Meßzeit	$\tau \approx 1 \text{ s}$
	Meßfrequenz	$\approx 1 \text{ MHz}$
	Zeitbasisfehler	$\approx 10^{-6}$

4 Aufgaben

4.1. Autonomer Betrieb des Zählerfrequenzmessers

4.1.1.

Machen Sie sich mit den Bedienelementen des Universalzählers PM 6680 von Philips bekannt!

4.1.2.

Entnehmen Sie dem 1-MHz-Ausgang des DCF 77- Frequenznormals ein Signal, dessen Frequenz Sie mit dem Zähler ermitteln sollen.

Bemerkung: Bei dem 1 MHz-Signal handelt es sich um ein mit Störungen überlagertes Rechtecksignal; dadurch wird die richtige Triggereinstellung erschwert. Grundeinstellungen am Zähler: Kanal A, Meßzeit 100 μ s [100e-6], DC-Kopplung, manuelle Einstellung der Triggerschwelle durch positive Flanke.

4.1.2.1

Ändern Sie die Triggerschwelle in 0,1-V-Schritten zwischen -2 V und +2 V und notieren Sie zu jeder Triggerschwelle die Anzeige des Zählers in einer Tabelle !

4.1.2.2

Untersuchen Sie das Meßsignal mit einem Oszilloskop und erläutern Sie anhand einer Skizze des Signalverlaufes, warum bei den verschiedenen Triggerpegeln nach Aufgabe 1.2.1 unterschiedliche Zählergebnisse auftreten.

4.1.2.3

Wiederholen Sie die Untersuchungen bei anderen Triggerparametern (AC-Kopplung, negative Flanken). Skizzieren und diskutieren Sie die Ergebnisse !

4.2 Rechnergestützter Betrieb des Zählerfrequenzmessers (Software - Paket Time View)

4.2.1

Nehmen Sie das im PC installierte Software-Paket "**Time View**" über Windows-Anwendungen in Betrieb, und kontrollieren Sie am Display des Zählers, daß er wirklich über den IEC-Bus ferngesteuert wird (REMOTE)!

4.2.2

Machen Sie sich anhand der Firmendruckschrift "Getting started" mit den Möglichkeiten der Software vertraut.

Bemerkung : Die Firmendruckschrift entnimmt die Beispiele einer abgespeicherten Datenliste. Sie können die Beispiele natürlich auch mit eigenen aktuellen Daten ausprobieren.

4.2.3

Kontrollieren Sie mittels SETTING die bei der Programminitialisierung vorgenommene Einstellung des Zählers.

4.2.4

Untersuchen sie mit der Zähler-Grundeinstellung nach Ziffer 2.3 das 1-MHz-Signal aus dem DCF-Frequenznormal für die folgenden zwei Fälle :

- Das Frequenznormal ist an das DCF-Signal "angebunden"; Rastanzeige am DCF-Normal leuchtet
- Das Frequenznormal ist nicht auf DCF gerastet, d. h. der interne Quarzgenerator läuft frei.

Drucken Sie für jeden der beiden Fälle (mittels Taste F9) die Meß- und Analyseergebnisse aus. (Darstellung der Frequenz über der Zeit und Histogramm).

4.2.5

Ermitteln Sie die Frequenzdrift des Impulsgenerators PM 5705 in den ersten 30 min nach dem Einschalten !

Parametereinstellungen :

Meßzeit : 500 ms [Einstellung über Menü SETTING : 500 ^{e-3}]
Samples : 2048 [Einstellung über Menü CAPTURE :]

Während diese Messung automatisch (rechnergesteuert) abläuft, sollten Sie die folgenden beiden Aufgaben lösen :

4.2.6

Interpretieren Sie die Ergebnisse aus Aufgabe 4.2.4 !

Vergleichen Sie dabei auch die ermittelten Standard-Abweichungen und die ALLEN - Varianz, bzw. die Quadratwurzel aus der ALLEN - Varianz.

4.2.7

Weisen Sie durch Messung nach, daß mit zunehmender Zahl der in die Messung einbezogenen Samples (Grundeinstellung 512; Wiederholung bei 128 und 2048 Samples Einstellung über das Menü CAPTURE), die Abweichung zwischen Standard - Abweichung und der Wurzel aus der ALLEN - Varianz kleiner wird.

5 Beschreibung des Praktikumsplatzes und der Praktikumsaufgabe

Der Praktikumsplatz ist ausgestattet mit einem Universal- Zähler, der als eigenständiges Gerät betrieben werden kann. Der Zähler verfügt außerdem über eine GPIB- Rechnerschnittstelle nach IEEE 488.2 über die er mit einem PC verbunden ist. Ein im PC installiertes kommerziell erhältliches Programm-Paket *) für die Zeit- und Frequenzanalyse übernimmt sowohl die Steuerung des Zählers, als auch die Meßdatenerfassung in dem Rechner und deren Analyse und Anzeige. Dadurch ist ein komfortabler Frequenzmeßplatz entstanden, mit dem auch zeitaufwendige Messungen automatisiert durchgeführt werden können.

Die technischen Daten des Universalzählers PM 6680 sind als Anlage 1 beigefügt, im Anhang 2 befindet sich eine Kurzbeschreibung der Zeit- und Frequenzanalyse Software.

Am Versuchsplatz liegen ausführliche Inbetriebnahme- und Bedienhinweise für den Zähler und das Software-Paket bereit (in englischer Sprache, gegebenenfalls Wörterbuch mitbringen!)

Für den Betrieb des Zählers ist eine möglichst genaue Zeitbasis erforderlich. Die Genauigkeit des Zeitbasis - Oszillators bestimmt maßgeblich die Genauigkeit.

Der Frequenzzähler am Praktikumsplatz ist mit der Standard-Zeitbasis ausgerüstet (rel. Fehler ca. 10^{-6}); für genaue Messungen steht eine externe Zeitbasis in Form eines DCF77-Frequenznormales zur Verfügung.

Die Genauigkeit der Zeitbasis ist in diesem Fall für übliche Meßzeiten bei den Praktikumsaufgaben mit 10^{-9} anzusetzen. (Bei dem DCF77-Frequenznormal dient diese hochgenaue Frequenz eines PTB-Primärsignals als Referenz. Diese hochgenaue Frequenz wird über einen Langwellen-Sender mit der Trägerfrequenz 77,5kHz übertragen und steht damit im Labor zurVerfügung.

*) **Time View** der Firma Philips; Zeit- und Frequenzanalyse Software für den Universalzähler PM 6680

6 Literatur

ALLEN, D.W.	Statistics of atomic frequency standards Proc. IEEE 54 (1966) 2, 221 – 230
KOHLRAUSCH, F.	Praktische Physik, Band 2 Stuttgart: Teubner 1985
PROFOS, P.; PFEIFER, T. (Hrsg.)	Grundlagen der Meßtechnik München, Wien: Oldenbourg 1993
SCHMUSCH, W.	Elektronische Meßtechnik Würzburg: Vogel 1991
STECHER, R.	Messung von Zeit und Frequenz Berlin: Verlag Technik 1990

Anhang 1

Technische Daten PM 6680

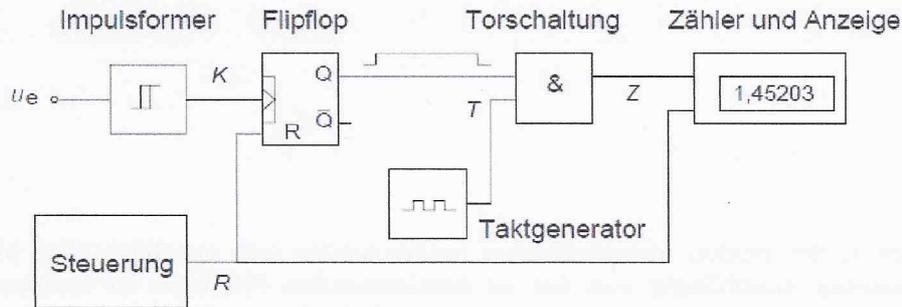
liegt am Platz aus !

Anhang 2

Time View (Software - Beschreibung)

liegt am Platz aus !

3.1



3.2

Beim Frequenzzähler ist mit zwei Fehlerquellen zu rechnen. Diese beiden Fehler liegen in der Ungenauigkeit der Vergleichsfrequenz f_0 und dem Ziffernfehler von N_x . Wenn dabei die Frequenz nach folgender Gleichung gemessen wird

$$f_x = \frac{N_x}{T_0 \cdot N_v} = f_0 \cdot \frac{N_x}{N_v}$$

, dann ist der relative Fehler nach den Regeln der Fehlerfortpflanzung, wie folgt zu berechnen:

$$\frac{\Delta f_x}{f_x} = \pm \left(\left| \frac{\Delta f_0}{f_0} \right| + \left| \frac{\Delta N_x}{N_x} \right| \right)$$

Der absolute Quantisierungsfehler ΔN_x kann maximal ± 1 Digit betragen: Wenn das Tor unmittelbar nach dem Erscheinen des letzten gezählten Eingangsimpulses geschlossen wird, dann ist N_x um 1 zu groß. Wenn das Tor unmittelbar vor einem Eingangsimpuls geschlossen wird, dann ist N_x um 1 zu klein. Daraus resultiert die Fehlerformel für den relativen Fehler der Frequenzzählung:

$$\frac{\Delta f_x}{f_x} = \pm \left(\left| \frac{\Delta f_0}{f_0} \right| + \frac{1}{N_x} \right)$$

Der relative Fehler der Vergleichsfrequenz f_0 kann sehr klein gehalten werden, wenn quartz-stabile Generatoren verwendet werden. Fehlergrößen von $\left| \frac{\Delta f_0}{f_0} \right| < 10^{-6}$ sind ohne größere Probleme erreichbar. Der relative Quantisierungsfehler $\frac{1}{N_x}$ geht um so weniger in das Meß-ergebnis ein, je größer die angezeigte Zahl N_x ist. Darauf ist bei der Wahl des Meßbereichs zu achten.¹

3.3

Die Messzeiten der beiden Messmethoden unterscheiden sich erheblich. Die Messzeit der Frequenzmessung unabhängig von der zu bestimmenden Frequenz ist konstant. Bei der Periodendauermessung dagegen besteht ein hyperbolischer $1/f_x$ -Zusammenhang zwischen Messzeit und der zu messenden Frequenz. Die Messzeit ist gleich der Periodendauer der zu messenden Frequenz, d.h. je kleiner die Frequenz desto länger die Messzeit. Bei der Frequenzmessung muss also bei gleichem Messfehler viel länger gemessen werden als bei der Periodendauermessung. Es ist also abzuwägen, ob die Messzeit kurz sein soll oder eine Forderung nach geringem Fehler besteht.

keine Quellenangabe → Plagiat ①
fürs Weglassen geht teilweise der Fun verloren!

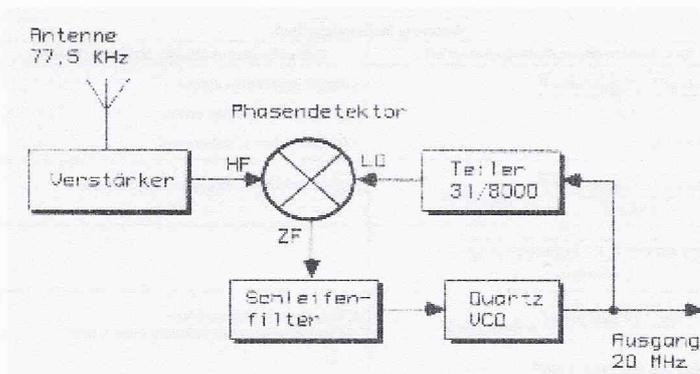
3.4

Das folgende Bild zeigt schematisch die Komponenten eines 20 MHz Frequenznormals, welches das DCF77-Signal als Referenz nutzt. Mit dem Einkreisempfänger wird das DCF77-Signal empfangen und verstärkt. Es dient als Referenzphase für einen PLL (Phase-locked loop / Phasenregelschleife), bestehend aus einem abstimmbaren Quartsoszillator, einem digitalen Frequenzteiler 20 MHz \rightarrow 77,5 kHz, einem doppelt balancierten Mischer und einem Tiefpaß als Regelschleifenfilter. Eine solche Anordnung wird in der Literatur als "Tracking Filter" bezeichnet. Die Bandbreite des Regelkreises kann man fast beliebig klein machen, so daß Modulation und Rauschen im Eingangssignal völlig unterdrückt werden.

¹[Schmusch(1993), S.269ff]

① Lebelt / schnefer - messtechnik.de

Nur die Frequenzdrift des freischwingenden VCOs (voltage-controlled oscillator / spannungsgesteuerter Oszillator) setzt der Bandbreite eine untere Grenze.



Die relative Phasenlage zwischen dem Empfangssignal und dem Lokaloszillator, bestehend aus Quartz-VCO und Teiler, überwacht der Mischer. Seine Ausgangsspannung steuert die Frequenz und Phase des Oszillators. Die Polarität des Mixers ist völlig gleichgültig: Die Verriegelung der Phase erfolgt entweder bei $\Delta\varphi = +90^\circ$ oder $\Delta\varphi = -90^\circ$. Amplitudenschwankungen des Eingangssignals spielen für die Phasenregelung zunächst keine Rolle; sie bewirken allerdings Verstärkungsschwankungen im Regelkreis und beeinflussen damit das Einschwingverhalten des Reglers. Insbesondere der Fangbereich wird bei kleinem Eingangssignalpegel reduziert. Ist der VCO einmal richtig synchronisiert, dann spielt das dynamische Verhalten des Reglers nur noch eine unkritische Rolle.

Allerdings legt die Bandbreite des Regelkreises den Übergang zwischen freilaufendem und geregelterm Betrieb des VCO fest. Damit Störungen und Modulation gut unterdrückt werden, sollte die Bandbreite möglichst klein sein. Tatsächlich enthält das DCF77-Signal eine Phasenmodulation von etwa $\pm 0,3$ rad; außerdem Schwankungen während der sekundlichen Amplitudenabsenkung. Die Genauigkeit wird umso besser, je mehr Nulldurchgänge gemittelt werden. Andererseits hat der freilaufende Oszillator, der als Referenz für die Ermittlung der Phase dient, selbst nur eine begrenzte Stabilität.

Das Verfahren der phasengekoppelten Frequenzvervielfachung hat gegenüber anderen erhebliche Vorteile. Sie ergeben sich aus der "linearen" Verarbeitung des Referenzsignals. "Ja-Nein-Entscheidungen" durch rückgekoppelte Schmitt-Trigger bzw. Flip-Flops werden vermieden. Daraus resultiert eine enorme Störsicherheit trotz einfachem Aufbau. Fehlzählungen sind ausgeschlossen.²

²[Teuchert(1991)]

3.5

Meßunsicherheit

Meßfunktionen	Gesamte Meßunsicherheit		Dargestelltes LSD
	Ges. statistische Meßunsicherheit eff.	Gesamte systematische Meßunsicherheit	
Zeitintervall	$\pm \sqrt{(350 \text{ ps})^2 + [\text{Triggerfehler}]^2}$	$\pm \text{Triggerpegel-Timingfehler}$	500 ps
Impulsbreite	\sqrt{N}	$\pm 1,5 \text{ ns systematischer Fehler}$	\sqrt{N}
Anstiegs- und Abfallzeit (oder min. 100 ps)		$\pm \text{Zeitbasisfehler} \times \text{Zeitintervall}$	
Frequenz Periode	$\pm \frac{\sqrt{(350 \text{ ps})^2 + [\text{Triggerfehler}]^2}}{\text{Meßzeit}} \times \text{Freq. o. Per.}$	$\pm \text{Zeitbasisfehler} \times \text{Frequenz oder Periode}$	500 ps x Freq. o. Periode Meßzeit
Verhältnis f_1/f_2	$\pm \frac{\sqrt{(\text{Vorteilfaktor})^2 + (f_1 \times \text{Triggerfehler v. } f_2)^2}}{f_2 \times \text{Meßzeit}}$		Vorteilfaktor Meßzeit x f_2
Phase	$\pm \frac{\sqrt{(350 \text{ ps})^2 + (\text{Triggerfehler})^2}}{\sqrt{N}} \times \text{Freq.} \times 360^\circ$ (oder min. 100 ps x Freq. x 360°)	$\pm (\text{Triggerpegel-Timingfehler} + 1,5 \text{ ns systematischer Fehler}) \times \text{Freq.} \times 360^\circ$	0,01°
Tastverhältnis	$\pm \frac{\sqrt{(350 \text{ ps})^2 + (\text{Triggerfehler})^2}}{\sqrt{N}}$ (oder min. 100 ps x Freq.)	$\pm (\text{Triggerpegel-Timingfehler} + 1,5 \text{ ns systematischer Fehler}) \times \text{Frequenz}$	1 x 10 ⁻⁶

Tabelle 1: Meßunsicherheiten und dargestelltes LSD.
N = Anzahl der Messungen, über die gemittelt wird. Vorteilfaktor = 1 für Eingänge A und B.

Die LSD (Least Significant Digit) werden auf die nächstliegende Dekade auf-, bzw. abgerundet. Die Auflösung liegt bei einer Messzeit von über 1 Sekunde bei mind. 10 Digits. Der Triggerfehler wird durch die statistische Messunsicherheit hervorgerufen, welche vom Eingangssignal abhängt. Die stat. Messunsicherheit hängt von der Quantisierung, sowie vom externen und internem Rauschen ab. Dieses führt zu falschen Triggerzeiten. Da die Triggerung zu früh oder zu spät gestartet oder gestoppt werden kann. Der Triggerfehler bei eben dieser Möglichkeit der Unsicherheit wird durch folgende Formel beschrieben:

$$\frac{\sqrt{(V_{\text{Eingangsruschen}})^2 + (V_{\text{Signalrauschen}})^2}}{\text{Signal} - \text{Anstiegsrate (V/s) am Triggerpunkt}}$$

Bei beiden Spannungen handelt es sich um Effektivwerte. Für das Eingangsruschen kann zumeist ein Wert von 200 µV angenommen werden.

**Zeitintervall, Impulsbreite, Anstiegs-/Abfallzeiten, Tastverhältnis:
x1 Abschwächung**

$$\frac{0,02V + 1\% \text{ des eingestellten Triggerpegels (V)}}{\text{Anstiegsrate (V/s) beim Start - Triggerpunkt}} \pm \frac{0,02V + 1\% \text{ des eingestellten Triggerpegels (V)}}{\text{Anstiegsrate (V/s) beim Stopp - Triggerpunkt}} \pm \left[\frac{0,015 V}{\text{Anstiegsrate (V/s) beim Start - Triggerpunkt}} - \frac{0,015 V}{\text{Anstiegsrate (V/s) beim Stopp - Triggerpunkt}} \right]$$

Der angegebene systematische Fehler von $1,5\text{ns}$ ist auf die kanalinterne Asymmetrie und die interne Verstärker-Anstiegszeit zurückzuführen. Dieser Wert kann sich je nach ausgewählter Messfunktion und den eingestellten Triggerwerten noch ändern.³

3.6

Präzisionsfrequenznormale (Atomfrequenznormale, Quarzoszillatoren) zeigen Phasen- und Frequenzinstabilitäten, die zufällige und deterministische Komponenten aufweisen. Eine deterministische Komponente ist die Drift (bei Quarzoszillatoren als Alterung bekannt), die eine systematische Änderung der Frequenz darstellt. Weitere Komponenten sind zufällige Schwankungen, die durch unterschiedliche Rauschquellen hervorgerufen werden. Bezogen auf die Zeitdauer der Betrachtung wird zwischen Kurzzeit- und Langzeitinstabilitäten unterschieden. Da es für diese Begriffe keine klaren Abgrenzungen gibt, sollte das zugrunde gelegte Zeitintervall stets angegeben werden.⁴

Richtwerte:

Kurzzeitinstabilität: $t < 100\text{s}$

Langzeitinstabilität: $t \geq 10^5\text{s}$ (1 Tag)

Das Ausgangssignal eines idealen Oszillators (rauschfrei, driftfrei) kann als reine Sinusschwingung dargestellt werden:

$$u(t) = \hat{u} \sin(2\pi f_0 t)$$

Bei realen Oszillatoren müssen die vorhandenen Abweichungen von u und f_0 mit in das Modell aufgenommen werden:

$$u(t) = [\hat{u} + \epsilon(t)] \sin[2\pi f_0 t + \varphi(t)] \quad (1)$$

Dabei entspricht $\epsilon(t)$ den Amplitudenschwankungen (Amplitudenrauschen) und $\varphi(t)$ den Phasenschwankungen.

³[Fluke(1994)]

⁴[Stecker(1990), S.46]

Für die weiteren Betrachtungen sollen die Amplitudenschwankungen vernachlässigt werden. Das ist zulässig, da Präzisionsoszillatoren im Allgemeinen amplitudenstabilisiert sind und eine Beeinflussung der Frequenzinstabilität durch Amplitudenschwankungen nur indirekt über nichtlineare Kennlinien zustande kommen. Damit vereinfacht sich (1) zu:

$$u(t) = \hat{u} \sin [2\pi f_0 t + \varphi(t)]$$

Die momentane Signalfrequenz ist dementsprechend

$$\begin{aligned} f(t) &= \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi}{dt} [2\pi f_0 t + \varphi(t)] \\ &= f_0 + \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt} \\ &= f_0 + \Delta f(t) \end{aligned}$$

Sie besteht aus der Summe der konstanten Nennfrequenz und des variablen Terms $\Delta f(t)$:

$$\Delta f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt}$$

Für Oszillatoren hoher Qualität gilt

$$|\Delta f(t)| \ll f_0$$

Beim Vergleich von Oszillatoren unterschiedlicher Nennfrequenz ist es günstiger, eine relative Schwankungsgröße einzuführen. Durch Bezugnahme auf die Nennfrequenz erhält man eine dimensionslose Größe $y(t)$, die die momentane relative Frequenzabweichung darstellt:

$$y(t) = \frac{\Delta f(t)}{f_0} = \frac{1}{2\pi f_0} \frac{d\varphi(t)}{dt}$$

Diese Größe $y(t)$ hat auch den Vorteil, dass sie bei Frequenzvervielfachung und Frequenzteilung konstant bleibt. Eine weitere nützliche Größe ist das Zeitsignal über $y(t)$:

$$x(t) = \int_0^t y(t) dt = \frac{\varphi(t)}{2\pi f_0} \quad (2)$$

$x(t)$ ist der momentanen Phase proportional und hat die Dimension einer Zeit (nach Becker deshalb auch als "Phasenzeit" bezeichnet).

Der Zusammenhang zwischen $x(t)$ und $y(t)$ läßt sich nach (2) auch so darstellen:

$$y(t) = \frac{dx}{dt}.$$

Die Größen $y(t)$ und $x(t)$ werden als Zufallsprozesse interpretiert und mit statistischen Methoden beschrieben.⁵

Zur einheitlichen Charakterisierung der Frequenzinstabilitäten als wesentliches Leistungskriterium von Frequenznormalen wurden vom CCIR 1978 als Maß im Zeitbereich eine spezielle Form einer Varianz (Zweiprobenvarianz nach Allan) und im Frequenzbereich die spektrale Leistungsdichte vorgeschlagen. Die meßtechnische Erfassung erfolgt im ersten Fall vorzugsweise mit elektronischen Zeitintervallmessern und im zweiten Fall mit Spektrumanalysatoren.

⁶

Die Varianz (Standardabweichung)

$$\sigma_y^2(N, T, \tau) = \frac{1}{N-1} \sum_{k=1}^N (\bar{y}_k - \bar{\bar{y}})^2 \quad \text{mit} \quad \bar{\bar{y}} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N y_k \quad (3)$$

ist nur bei der Behandlung von weißem Rauschen als Instabilitätskriterium geeignet. Bei anderen Rauscharten, wie sie in Oszillatoren zusätzlich auftreten, ist festzustellen, daß eine Abhängigkeit der Varianz von der Zahl der Meßwerte N , von der Wiederholzeit T und von der Mittelungszeit τ besteht. Außerdem kann es vorkommen, dass $\sigma_y^2(N, T, \tau)$ mit Zunahme der Meßwerte unbegrenzt ansteigt. Deshalb ist die Varianz nach (3) für die Charakterisierung experimenteller Daten im Zeitbereich nicht geeignet.⁷

Eine Lösung des Problems wurde von Allan und Barnes aufgezeigt. Sie wiesen nach, dass für begrenzte Werte von N , T und τ in vielen Fällen eine Mittelbildung über die Varianz nach (3) zu einem endlichen Grenzwert führt, d.h.

$$\sigma_y^2(N, T, \tau) = \lim_{M \rightarrow \infty} \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \sigma_{yi}^2(N, T, \tau) \quad (4)$$

M Zahl der Varianzen, die in die Mittelbildung einbezogen werden

⁵[Stecher(1990), S.46ff]

⁶[Stecher(1990), S.48]

⁷[Stecher(1990), S.50]

Das Mittel aus der Varianz nach (4) ist unter der Bezeichnung "Allan-Varianz" bekannt. Wesentlich ist dabei die Beschränkung auf eine begrenzte Zahl von N Meßwerten.

Um bei der Anwendung der Allan-Varianz die Vergleichbarkeit der Ergebnisse sicherzustellen, müssen für N und T Festlegungen getroffen werden (und eigentlich auch bezüglich f_h als obere Grenzfrequenz der Meßanordnung), während τ eine unabhängige Veränderliche darstellt.

Unter Annahme, daß keine Totzeit auftritt zwischen den einzelnen Werten (d.h. $T = \tau$) und bei einer Beschränkung der Meßwerte auf $N = 2$ für die Bildung eines Varianzwerts, kommt man zu einer speziellen Form der Allan-Varianz, der sogenannten Zweiprobevarianz:

$$\langle y^2(2, \tau, \tau) \rangle = \frac{1}{2} \langle (\bar{y}_{k+1} - \bar{y}_k)^2 \rangle \quad (5)$$

Diese Varianz ist das allgemein empfohlene Maß für die Frequenzinstabilität im Zeitbereich. Die linke Seite von (5) wird allgemein mit $\sigma_y^2(\tau)$ bezeichnet, sofern keine Verwechslungsmöglichkeit besteht. Gleichung (5) erhält dann die übliche Form

$$\sigma_y^2(\tau) = \frac{1}{2} \langle (\bar{y}_{k+1} - \bar{y}_k)^2 \rangle \quad (6)$$

Die Bedingung, dass die Totzeit gegenüber der Mittelungszeit vernachlässigbar ist, läßt sich in vielen Fällen erfüllen. Die Wahl von $N=2$ macht die Berechnung der Varianz extrem einfach.

Gleichung (6) stellt allerdings noch eine Idealisierung dar, weil bei der Mittelbildung von einer unendlichen Anzahl von Meßwerten ausgegangen wird. In der praktischen Anwendung hat man nur eine begrenzte Zahl M von Werten zur Verfügung, so dass man nur einen Näherungswert berechnen kann:

$$\sigma_y^2(\tau, M) = \frac{1}{2(M-1)} \sum_{k=1}^M (\bar{y}_{k+1} - \bar{y}_k)^2 \quad (7)$$

Für die relative Standardabweichung der angenäherten Varianz nach (7)

$$\sigma(\delta) \approx \frac{\sigma[\sigma_y^2(\tau, M)]}{2\sigma_y^2(\tau)}$$

mit

$$\delta = \frac{\sigma_y(\tau, M) - \sigma_y(\tau)}{\sigma_y(\tau)}$$

wurde folgende Beziehung für $M > 10$ ermittelt:

$$\sigma(\delta) \approx \frac{K}{\sqrt{M}} \quad \text{mit } K \approx 1$$

Damit läßt sich der Vertrauensbereich der **Zweiprobe-Standardabweichung** $\sigma_y(\tau)$ bei einer begrenzten Zahl von Meßwerten in folgender Weise abschätzen:

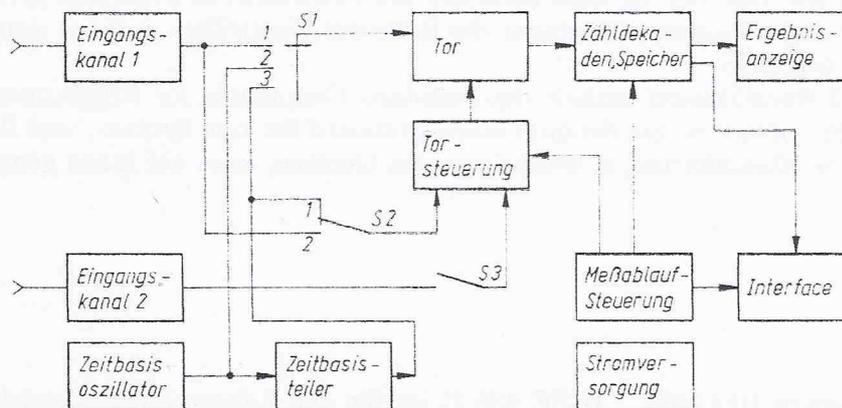
$$\sigma_y(\tau, M) - \sigma(\delta) \leq \sigma_y(\tau) \leq \sigma_y(\tau, M) + \sigma(\delta)$$

Bei der Auswertung von Meßwerten wird die Zweiprobe-Standardabweichung $\sigma_y(\tau)$ berechnet und oft in einem Diagramm in Abhängigkeit von τ dargestellt.

Es wurden auch noch andere Varianzen vorgeschlagen, z.B. die Krümmungsvarianz und die Hadamard-Varianz. Der Vorteil der Krümmungsvarianz besteht in ihrer Unempfindlichkeit gegenüber linearen Driften. Die Hadamard-Varianz ist vorteilhaft bei der Untersuchung von Rauschprozessen mit längerer Periodendauer.⁸

3.7

Das folgende Bild zeigt das vereinfachte Blockschaltbild eines Universalzählers.



[Stecher(1990), S.72]

Durch Eingangsstufe und Trigger wird das Signal (wenn nötig) verstärkt und in eine Rechteckschwingung übersetzt. Anschließend wird dieses Signal mit einem Torsignal UND-verknüpft. Durch einen digitalen dekadischen Ereigniszähler werden die Impulse erfasst und gezählt. Diese können nun angezeigt und gespeichert werden.

⁸[Stecher(1990), S.50ff]

Der Ablauf würde folgende Gestalt annehmen: Die Zählerkette würde mit einem Reset auf 0 gestellt. Anschließend wird die Torzeit gestartet und die Impulse gezählt. Nach schließen des Tors wird das Zählergebnis ausgegeben. Zur Öffnung des Tores wird eine 1 auf das UND-Gatter gegeben. Bei einer 0 wird keine Eingangsimpuls des Rechtecksignals an den Zähler weitergegeben. Die Torzeit wird durch einen Quarzoszillator erzeugt.

3.8

Der GPIB (General Purpose Interface Bus) auch IEEE488 ist ein paralleler 8-Bit-Bus. Es handelt sich dem Begriff nach um einen ‚allgemeinen Zweck Schnittstellen Bus‘. Er erlaubt den Anschluss von 15 Geräten. Der Bus verfügt über 16 Signalleitungen (8 Datenleitungen, 5 Signale zum Bus-Management und 3 Leitungen zur Steuerung der Datenübertragung). Der GPIB dient also als Verbindung, Datenverteiler und -übermittler zwischen Geräten. Die angeschlossenen Geräte können verschiedene Rollen einnehmen. Controller (Steuereinheit), Talker (Sprecher) und Listener (Empfänger). Es kann immer nur ein Gerät Daten senden (der Talker). Jedoch können mehrere Geräte Daten gleichzeitig empfangen. Der Controller definiert Talker und Listener. Es kann auch hier nur einen aktiven Controller geben. Zumeist übernimmt der angeschlossene Computer die Rolle des Controllers und hat damit auch die Kontrolle über den BUS.

Die IEEE-488.2 Spezifikation enthält die Standard Commands for Programmable Instruments (SCPI) Spezifikation. Sie definiert einen Standard für eine Syntax-, und Befehlsstruktur, sowie das/die Datenformat/e, welche von den Geräten, bzw. auf ihnen genutzt werden.

3.9

Das IEC-Bussystem (IEC-625 / IEEE 488.2) ist für den Laboratoriumsbereich entwickelt worden. Es geht auf das bereits 1965 von der Firma Hewlett-Packard erarbeitete Interfacesystem für programmierbare Meßgeräte zurück. Der Vorschlag wurde dann vom amerikanischen Institute of Electrical and Electronic Engineers (IEEE) aufgegriffen und als Norm IEEE Standard Instrumentation Bus 488/1978 und ANSI-Standard MC 1.1 standardisiert. Diese Norm fand internationale Verbreitung und wurde schließlich von der International Electrotechnical Commission (IEC) als international verbindlicher Standard IEC 625-1 für dieses Bussystem festgelegt.

Das System trifft man auch noch unter anderen Bezeichnungen an: HP-IB (Hewlett-Packard-Interface-Bus), GPIB (General-Purpose-Interface-Bus) sind dabei die häufigsten.⁹

1987 verabschiedete das IEEE eine Ergänzung, IEEE 488.2 (alias IEEE 60488.2:2004), die den Originalstandard erweitert, nicht ersetzt. Der Originalstandard definierte keine Datenübertragungsprotokolle oder Gerätekommandos. Um den Wildwuchs von Herstellerlösungen einzudämmen, wurde 1990 IEEE 488.2 um die standardisierte Kommandosprache SCPI erweitert. Viele Geräte erfüllen auch heute noch nicht den IEEE 488.2-Standard.

Der internationale Standard bezieht sich auf die Busanschlußstecker, die Pegelwerte und Belastungsgrenzwerte, die Interfacefunktionen und die Weise der Datenübertragung zwischen den beteiligten Geräten. Es handelt sich also um eine sehr weitgehende Normung. Gerätespezifisch und damit noch nicht genormt sind bisher die Steuerworte zur Einstellung der Betriebsarten und Meßbereiche der einzelnen Meßgeräte sowie die genaue Struktur der Meßdaten. Lediglich die Verwendung des ISO-7-Bit-Codes (ASCII-Code) zur Verschlüsselung von Daten und Befehlen ist vereinbart. Es sind allerdings Bestrebungen im Gange auch hier zu einer Vereinheitlichung zu kommen.

Eine Besonderheit besteht auch bei Steckverbindungen. Die IEC-Norm sieht den 25poligen Stecker (Cannon) vor, während nach der amerikanischen IEEE-Norm ein 24poliger Stecker (Amphenol) vorgeschlagen ist. Tatsächlich hat sich der 24polige Stecker weitgehend durchgesetzt. Im Einzelfall muss das vorhandene Steckersystem überprüft und mit Hilfe von Adaptern angepaßt werden.¹⁰

⁹[Schmusch(1993), S.434]

¹⁰[Schmusch(1993), S.434]

Das folgende Bild zeigt die Stecker und deren Anschlussbezeichnungen.

Steckverbindung		Kontaktbelegung			
IEEE 488 		IEEE 488	IEC 625	Signal	Bedeutung
		1	1	DIO 1	Datenleitung, Transfer von Befehlen oder Daten,
		2	2	DIO 2	ATN = 1 (Befehle),
		3	3	DIO 3	ATN = 0 (Daten)
		4	4	DIO 4	
		17	5	REN	Fernsteuerbetrieb (alle Geräte)
		5	6	EOI	Ende, Identifikation
		6	7	DAV	Daten auf Datenleitung sind gültig
		7	8	NRFD	Gerät nicht empfangsbereit (Meldung)
		8	9	NDAC	Daten nicht übernommen (Gerätemeldung)
		9	10	IFC	Einstellung des Grundzustandes der Geräte
		10	11	SRQ	Bedienungsanforderung, ein Gerät
		11	12	ATN	Anzeige, ob Befehle (ATN = 1) oder Daten (ATN = 0) übertragen werden
		12	13	SHIELD	Kabel-Abschirmung
		13	14	DIO 5	Datenleitungen, Transfer von Befehlen oder Daten
		14	15	DIO 6	ATN = 1 (Befehle)
		15	16	DIO 7	ATN = 0 (Daten)
		16	17	DIO 8	
		24	18		Masse, GND
		-	19		Masse, EOI
		18	20		Masse, DAV
		19	21		Masse, NRFD
		20	22		Masse, NDAC
		24	23		Masse, GND
		22	24		Masse, SRQ
		23	25		Masse, ATN
		21	-		Masse, IFC

[Petersen(1992), S.278]

Die maximale Kabellänge des IEC-Bussystems beträgt 20m, die Kabellänge zwischen zwei Geräten soll 2m nicht überschreiten. Die häufigste Konfiguration ist die Linear- oder Sternverbindung. Jedes Kabel muss mit einem Interface abgeschlossen sein, um Reflexionen zu vermeiden.

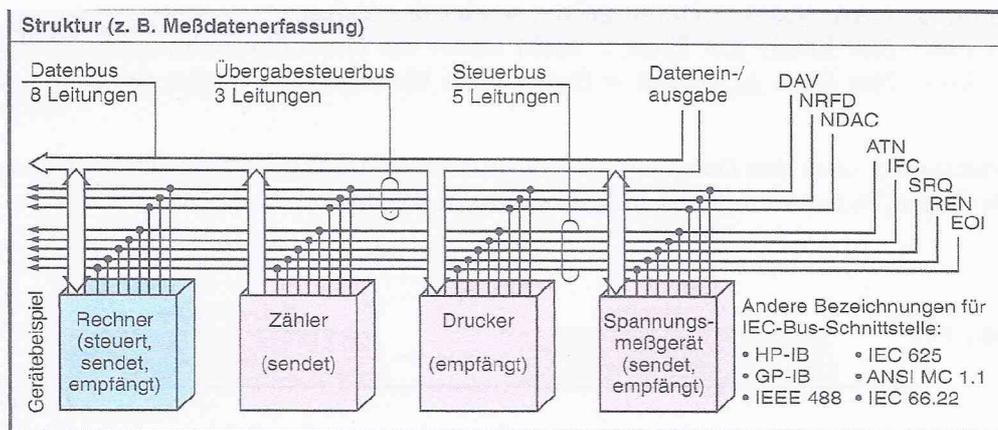
Die Geräte des IEC-Bussystems müssen mindestens eine der folgenden Funktionen aktivieren können:

- Systemcontroller - Steuergerät
- Listener - Datenempfänger
- Talker - Datensender

Im System gibt es immer nur einen aktiven Talker, es können aber mehrere Listener aktiv sein. Welches Geräte gerade als Talker agiert, wird durch den Systemcontroller bestimmt. Jedes am IEC-Bus angeschlossene Gerät wird durch eine Adresse im Bereich 00 bis 30 (de-zimal) gekennzeichnet. Am Bus dürfen gleichzeitig maximal 15 Geräte angeschlossen sein.

Der IEC-Bus umfaßt drei Leitungssysteme:

- 8 Datenleitungen - Datenbus
- 5 Managementleitungen - Managementbus (Steuerbus)
- 3 Handshakeleitungen - Handshakebus (Übergabesteuerbus)



[Petersen(1992), S.278]

Die elektrischen Spannungswerte auf den Busleitungen entsprechen den TTL-Pegeln. Sie werden jedoch nach der Norm zwischen Daten- und Steuersignalen unterschieden:

Datenbussignale: Positive Logik

1 $\hat{=}$ High ($U_H \geq 2V$); 0 $\hat{=}$ Low ($U_L \leq 0,8V$)

Steuersignale: Negative Logik

1 $\hat{=}$ Low – Signal ist aktiv

0 $\hat{=}$ High – Signal ist nicht aktiv

Die Treiberstufen werden in Open-Collector-Technik oder Tri-State-Technik ausgeführt, je nach gewünschter Übertragungsgeschwindigkeit:

- Open-Collector: < 250 KByte/s
- Tri-State: 250 KByte/s bis 1 MByte/s

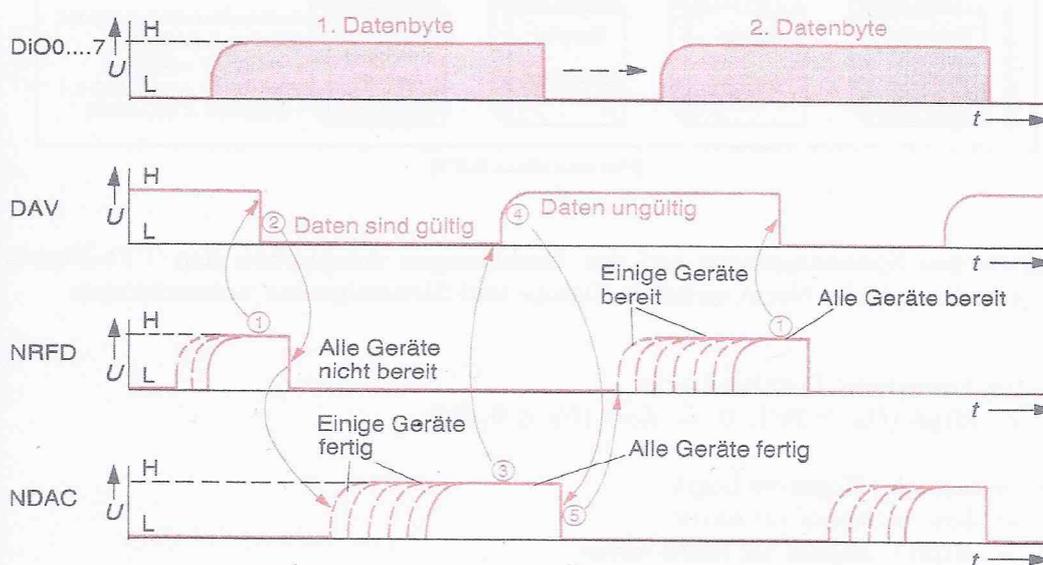
Die Datenübertragung im IEC-Bussystem erfolgt asynchron. Die Übertragungsgeschwindigkeit wird von den beteiligten Geräten bestimmt. Der Talker darf erst senden, wenn der Listener Empfangsbereitschaft signalisiert. Der Listener übernimmt erst Daten, wenn der Talker ihm die Gültigkeit der Daten meldet. Diese Prozedur wird durch drei Signale abgewickelt.

DAV = Low: DAta Valid = Daten gültig, sendet der Talker

NRFD = Low: Not Ready For Data = Nicht bereit zur Datenübernahme, sendet der Listener

NDAC = Low: Not Data ACcepted = Daten nicht übernommen, sendet der Listener

Jeder Bytetransfer über den Datenbus unterliegt der Handshakeprozedur. Dabei ist es gleichgültig, ob Daten, Adressen oder Befehle übertragen werden.



Zur Steuerung der Interfacefunktionen werden besondere Signalleitungen benötigt, die als Steuer- oder Managementbus zusammengefaßt werden. Die Steuersignale haben festgelegte Bezeichnungen:

- ATN - ATtentioN ("Aufmerksamkeit"):
sendet der Systemcontroller
- IFC - InterFace Clear ("Interface zurücksetzen"):
sendet der Systemcontroller
- REN - Remote ENable ("Fernsteuerung einschalten"):
sendet der Systemcontroller
- EOI - End Or Identify
"Enderkennung": sendet der aktive Talker
"Geräteidentifikation": sendet der Systemcontroller
- SRQ - Service ReQuest ("Bedienungsanforderung"):
kann jedes Gerät außer dem aktiven Controller senden.

Bei der Programmierung des Systemcontrollers werden in der Regel nicht die binären Bitkombinationen, sondern die Zeichen des ISO-7-Codes (DIN 66003) oder deren dezimales Äquivalent verwendet. Dies führt zu einer wesentlich bequemeren, da verkürzten Dateneingabe.

Die Leitungen des Managementbus reichen nicht aus, um alle Steuerfunktionen erfüllen zu können. Daher dient auch der Datenbus nicht nur der Übertragung von Meßdaten und Einstellparametern, sondern übernimmt zusätzlich die Übertragung von Steuerungsinformationen: Adressen und Befehle. Kennzeichnend dafür ist auf jedem Fall die ATN-Leitung, die hierbei Low-Pegel führen muß.

Je nach der besonderen Funktion unterscheidet man zwischen drei Befehlsarten:

- Entadressierbefehle
- Universalbefehle
- adressierte Befehle

Nachfolgende Tabelle gibt eine Übersicht über die Busbefehle.

Entadressierbefehle	UNL	<u>U</u> N <u>L</u> isten	alle Listener werden inaktiv
	UNT	U <u>N</u> Talk	alle Talker werden inaktiv
Universalfbefehle	LLO	<u>L</u> ocal <u>L</u> ock <u>O</u> ut	Unterdrückung der Handbedienung des Gerätes
	DCL	<u>D</u> evice <u>C</u> lear	Geräte werden in einem definierten Grundzustand versetzt
	SPE	<u>S</u> erial <u>P</u> oll <u>E</u> nable	Serienabfrage nach einer SRQ-Meldung
	SPD	<u>S</u> erial <u>P</u> oll <u>D</u> isable	Beenden der Serienabfrage, Rücksetzen des SRQ-Statusbit am Gerät
	PPU	<u>P</u> arallel <u>P</u> oll <u>U</u> nconfigure	Aufhebung der Parallelabfrage für SRQ
adressierte Befehle	SDC	<u>S</u> elective <u>D</u> evice <u>C</u> lear	wie DCL, jedoch nur für den adressierten Listener
	GTL	<u>G</u> o <u>T</u> o <u>L</u> ocal	Unterbrechung der Fernsteuerung, Übergang zum Handbetrieb
	GET	<u>G</u> et Group <u>E</u> xecute <u>T</u> ri <u>G</u> ger	Triggersignal für den adressierten Listener
	PPC	<u>P</u> arallel <u>P</u> oll <u>C</u> onfigure	Zuweisung von Datenleitungen für SRQ-Abfrage durch Controller
	TCT	<u>T</u> ake <u>C</u> on <u>T</u> rol	Übergabe der Controllerfunktion an ein kontrollfähiges Gerät

[Schmusch(1993), S.450]

4
4.1.2.1.

4.1.2.3.

Triggerschelle

DC/pos. PFL

AC/neg. PFL

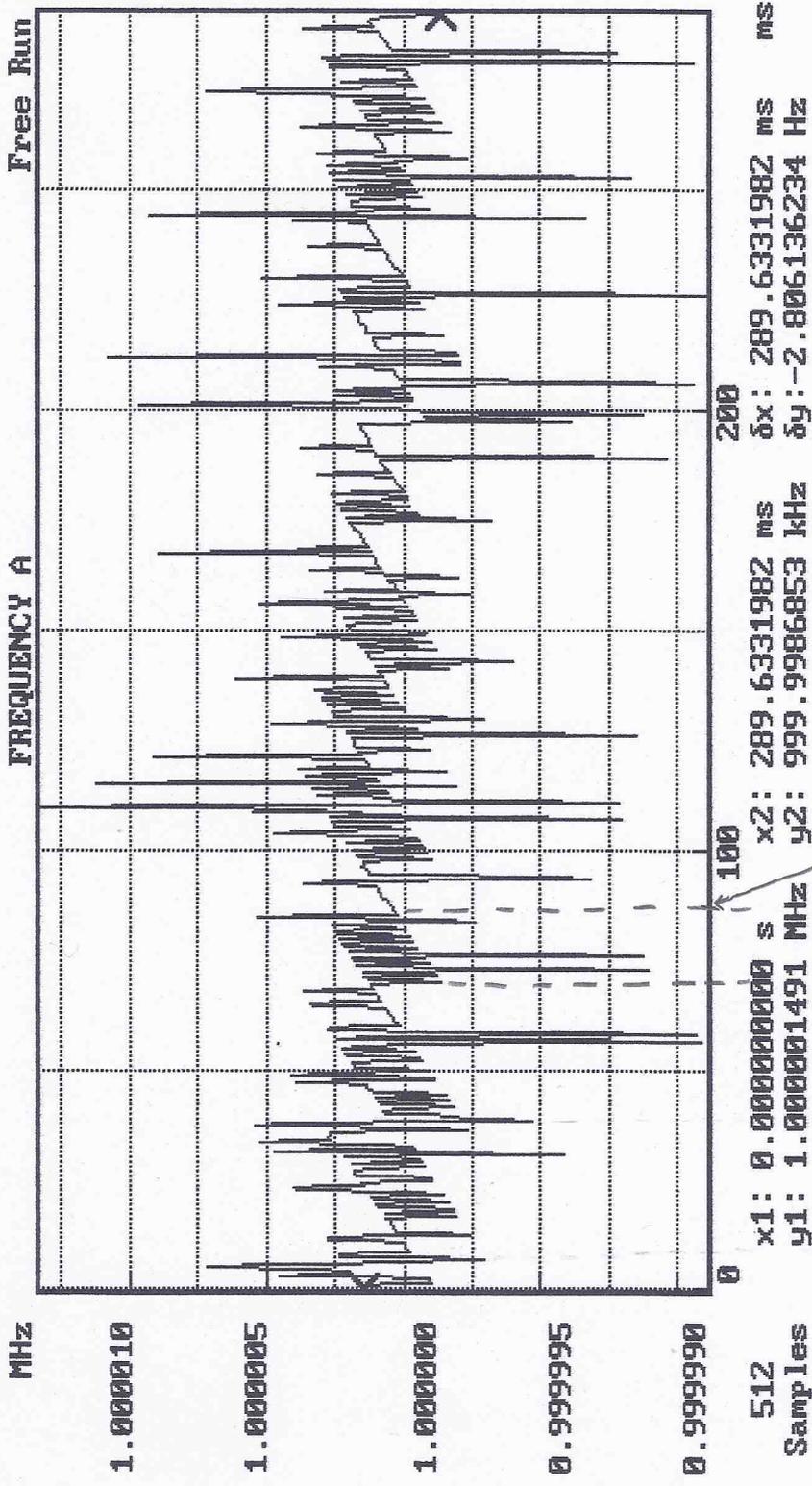
-2.0V	1 nHz	2 nHz
-1.9V	1 nHz	1 nHz
-1.8V	1.05 nHz	9.93 nHz
-1.7V	1 nHz	4 nHz
-1.6V	1 nHz	1 nHz
-1.5V	1 nHz	:
-1.4V	1 nHz	:
-1.3V	1 nHz	
-1.2V	1 nHz	
-1.1V	1 nHz	
-1.0V	1 nHz	
-0.9V	1 nHz	
-0.8V	1 nHz	
-0.7V	1 nHz	
-0.6V	2 nHz	
-0.5V	2 nHz	
-0.4V	2.12 nHz	
-0.3V	2 nHz	
-0.2V	2 nHz	
-0.1V	2 nHz	
0.0V	4 nHz	
0.1V	6.3 nHz	
0.2V	1 nHz	
0.3V	1 nHz	
0.4V	1 nHz	
0.5V	1 nHz	
0.6V	1 nHz	
0.7V	1 nHz	
0.8V	1 nHz	
0.9V	1 nHz	
1.0V	1 nHz	
1.1V	1 nHz	
1.2V	1 nHz	
1.3V	1 nHz	
1.4V	1 nHz	
1.5V	1 nHz	
1.6V	1 nHz	
1.7V	1 nHz	
1.8V	1 nHz	
1.9V	1 nHz	
2.0V	1 nHz	9 nHz

von pos Flanke festzustellen. Diese werden von Trigger erkannt und so erhält man eine Frequenz welche höher liegt als die eigentliche.

6.1.23

Mit den Einstellungen AC-Kopplung und neg. Flanke können wie interpretierte Ähnlichkeiten erkennen. Zu den im vorhergehenden Plot beschriebenen Erkenntnissen sind auch noch Schwundpausen anzufügen. Wie in 35 zu erahnen, zittert das Signal und führt zu weiteren Ungenauigkeiten.

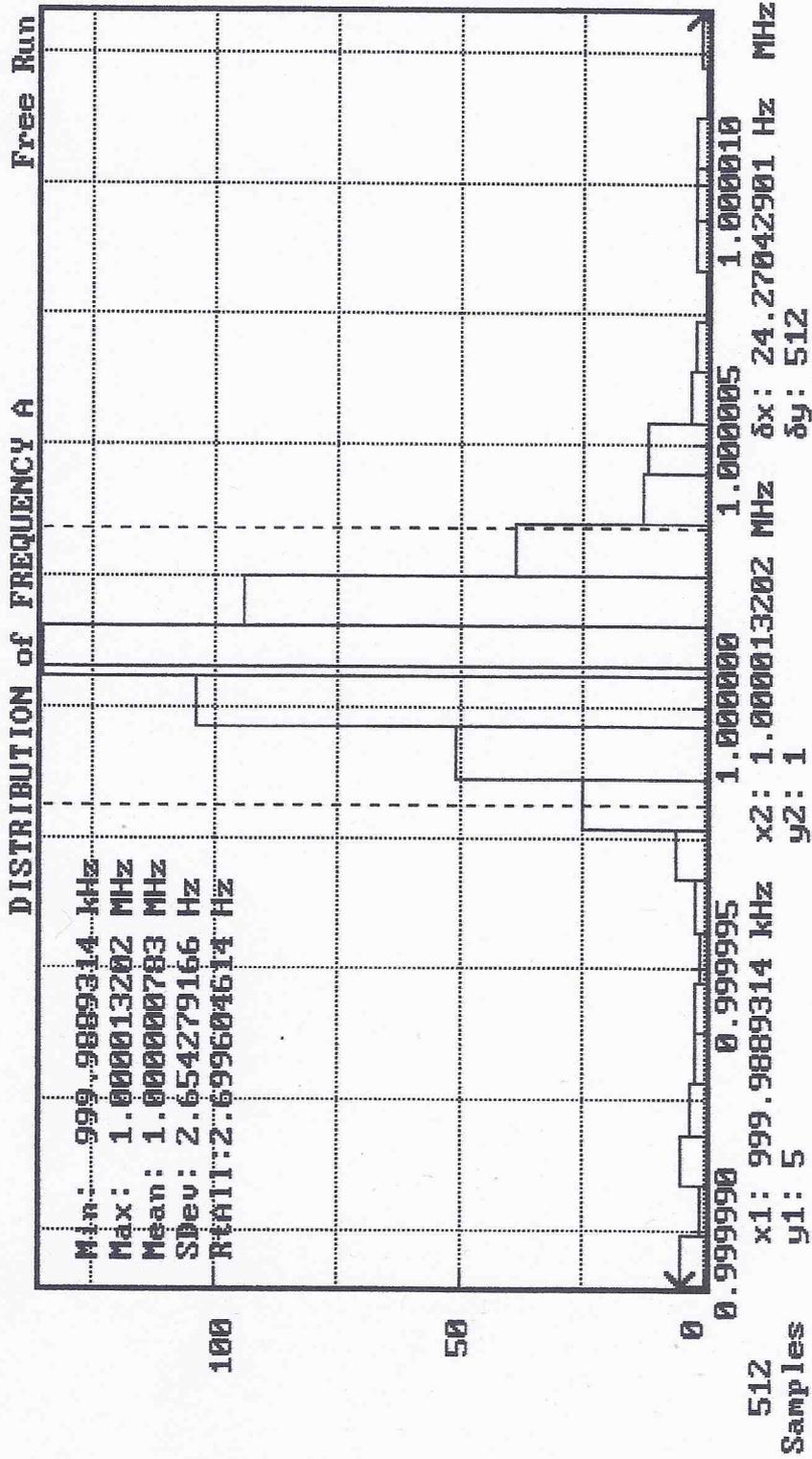
9.2.4. gerestet



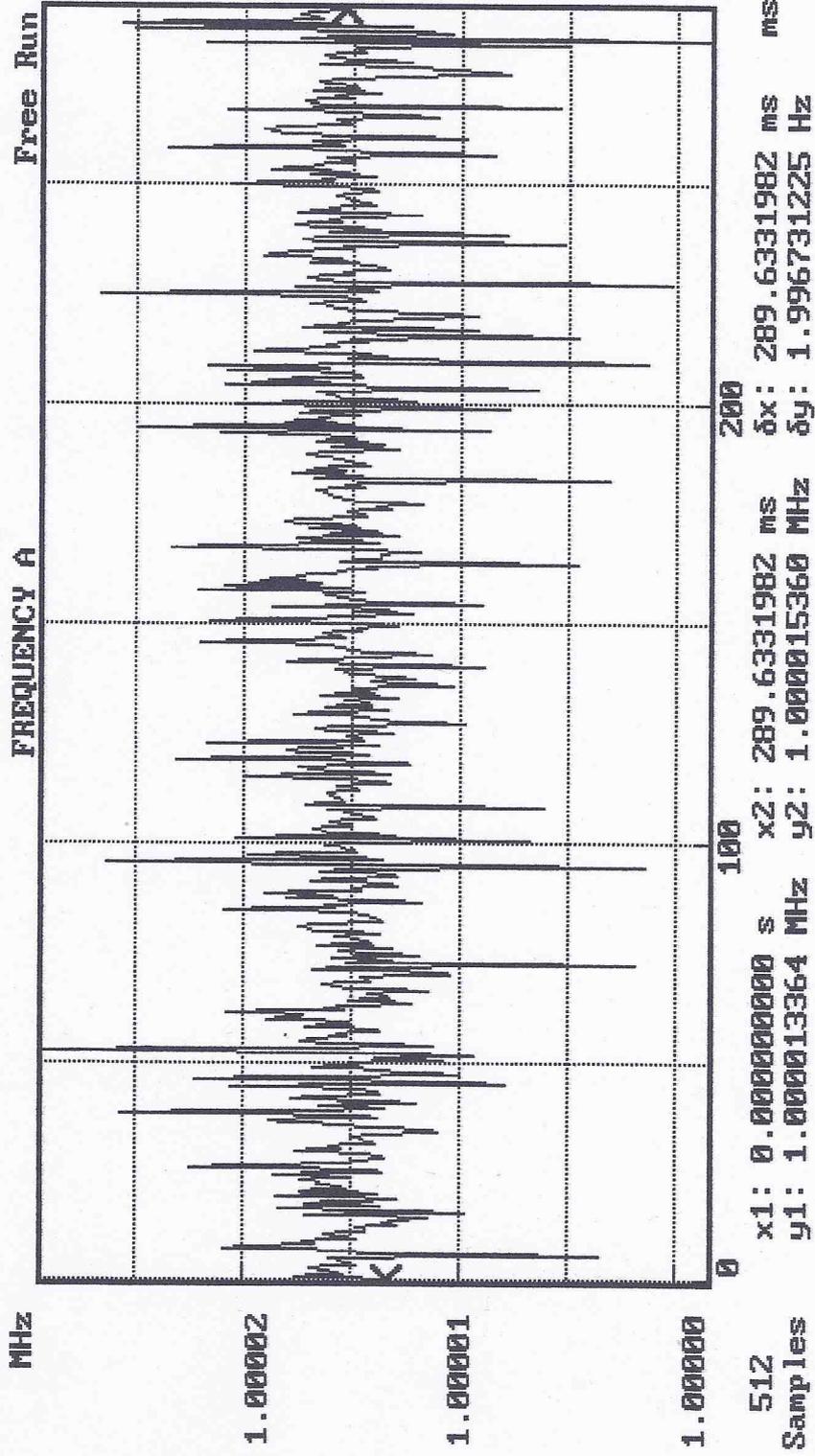
Stellen an der die Oszillatorfrequenz zuwäch geholt wird (mittels Vergleich mit DEF 77-Signal)

Drift des Oszillators

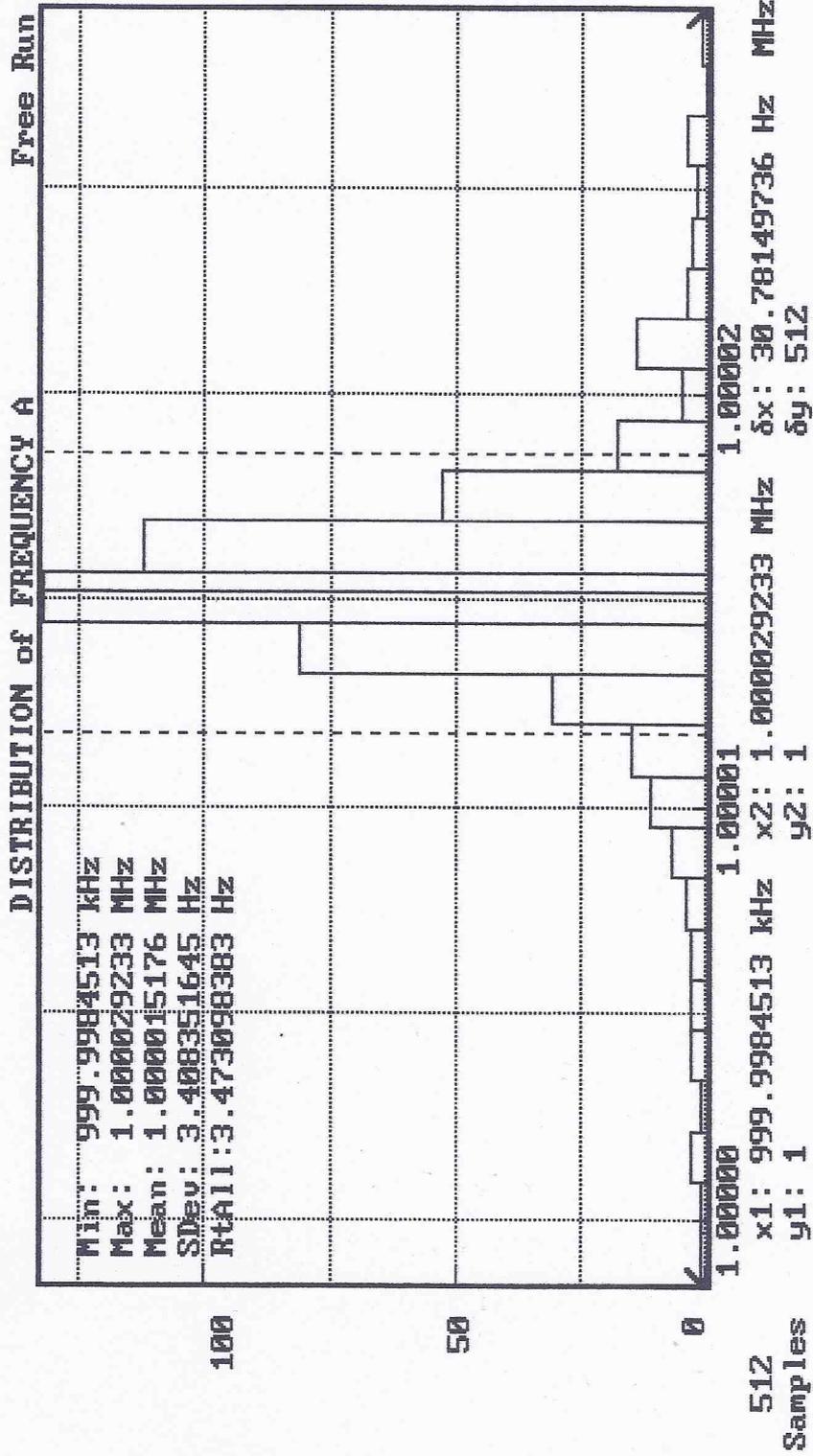
4.2.4. g-astef



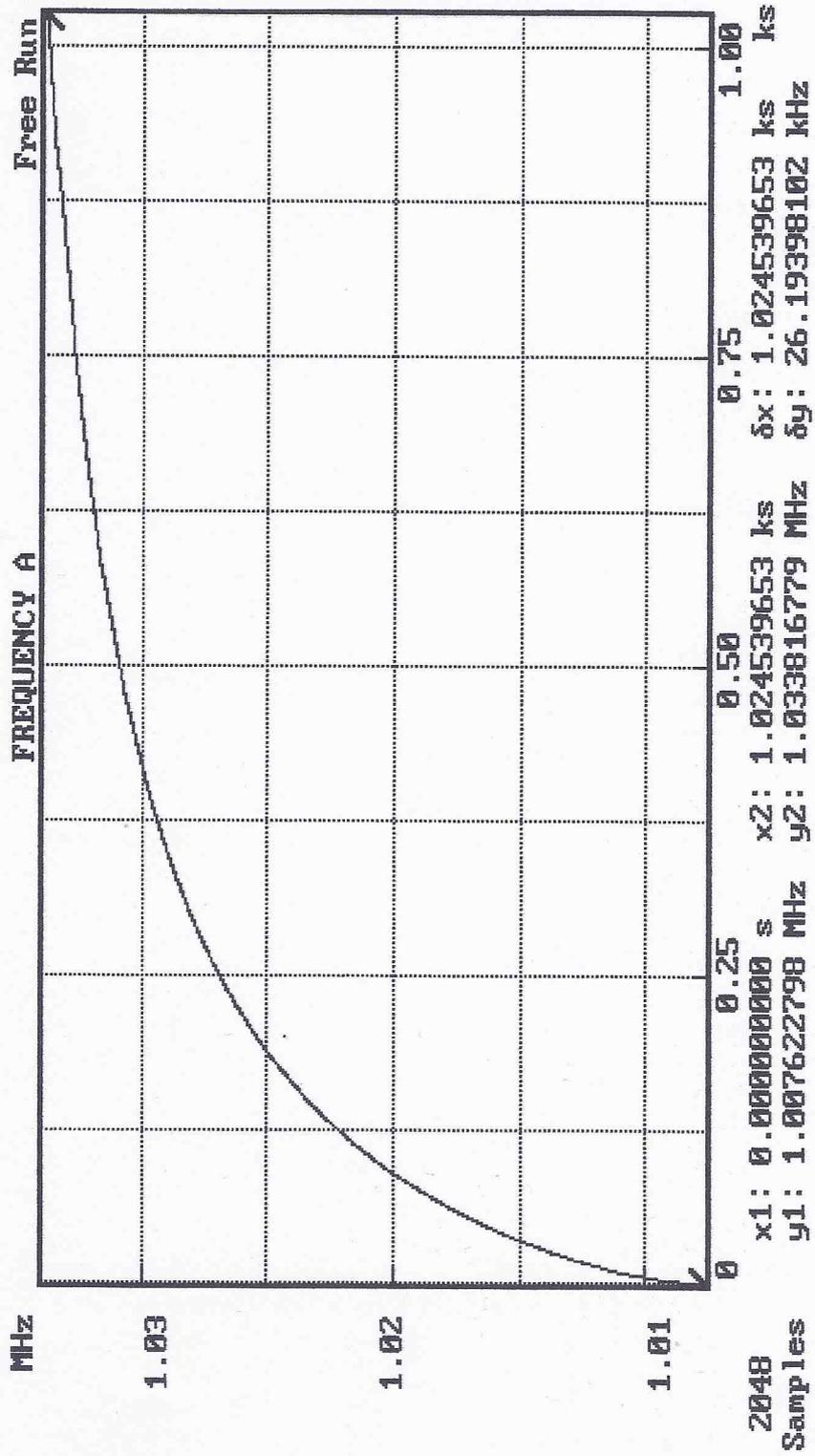
4.2.4. ungenutzt



4.2.4. ungerasbet



4.2.5.



4.2.6.

Aus den $f-t$ -Diagrammen ist zu erkennen, wie sich die Auswirkung des DCF77-Signals auf die Oszillatorfrequenz auswirkt. Ohne DCF77-Signal driftet die Oszillatorfrequenz um ca. 14 Hz ab. Das $f-t$ -Diagramm mit DCF77-Signal zeigt sehr gut wie die Oszillatorfrequenz von der Drift auf die eigentliche Oszillatorfrequenz zurückgestellt wird. (siehe Eintragung im Diagramm).

Über das Histogramm ohne DCF77-Signal ist zu erkennen, dass die Oszillator um ca. 14 Hz abweicht. Diese Abweichung lässt sich weder aus der Standardabweichung, noch aus der Wurzel der Allen-Varianz erkennen. Der Unterschied zwischen der Standardabweichung mit und ohne DCF77-Signal liegt bei 0,76 Hz und die der Quadratwurzel der Allen-Varianz bei 0,77 Hz. !

*1) Warum sollte sie nicht?

Die ca. 14 Hz betreffen den Mittelwert!

4.2.7.

Samples	Standardabweichung	$\sqrt{\text{ALLEN}}$
128	2.525580 Hz	2.441282 Hz
512	2.849190 Hz	2.871567 Hz
2048	2.542752 Hz	2.542587 Hz

a \Rightarrow Differenz bei 128 Samples: 0,084798 Hz

b \Rightarrow --- 512 Samples: 0,022357 Hz

c \Rightarrow --- 2048 Samples: 0,000165 Hz

$a > b > c$ \leadsto Je mehr Samples, desto kleiner ist Abweichung
zwischen Standardabweichung und Allen-Varianz