

22. Frequenz

22.1 Frequenznormale

Grundlage für jedes Frequenznormal bildet eine Oszillatorschaltung. Dies sind Schaltungen die ungedämpfte elektrische Schwingungen bestimmter Kurvenform und Frequenz mit konstanter Amplitude erzeugen. Hier bei Frequenznormalen wird natürlich ein besonderes Augenmerk auf die hochstabile Frequenz gelegt. Bei NF-Oszillatoren ist die Kurvenform und damit der niedrige Klirrfaktor von Bedeutung. Der Oszillator selbst enthält einen Verstärker, dessen Ausgangsspannung auf den Eingang rückgekoppelt ist. Die Schwingfrequenz dieser Schaltung ist abhängig von den im Rückkopplungsweg liegenden frequenzbestimmenden Gliedern. Dies kann ein Schwingkreis oder ein Schwingquarz sein. Voraussetzung zur Schwingungsanfachung ist, daß die Rückkopplung als Mitkopplung wirkt, was einer zur Eingangsspannung phasengleichen rückgeführten Spannung entspricht. Außerdem muß die Gesamtverstärkung dieser Schaltung größer als eins sein, andernfalls klingt die Schwingung wieder ab. Die Phasenbedingung von 360° wird über den Verstärker und das Rückkopplungsnetzwerk bestimmt. ($0^\circ + 360^\circ$ oder $180^\circ + 180^\circ$) Die Amplitudenbedingung, die für eine konstante Schwingung sorgt, wird entweder durch eine Regelschaltung so eingestellt, daß der Verstärker nicht in die Begrenzung kommt oder man läßt den Schaltkreis Rechteckschwingungen ausführen, die nur durch die Betriebsspannung begrenzt werden. Bei einem einfachen Schwingkreisoszillator, der allerdings unsere Kriterien für ein stabiles Frequenznormal nicht erfüllt, ist ein LC-Schwingkreis im Rückkopplungszweig das frequenzbestimmende Glied, welches für die Phase die oben beschriebene Bedingung bei seiner Resonanzfrequenz erfüllt.

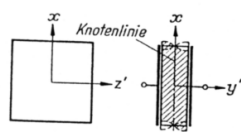
$$f_{\text{res}} = 1/2\pi \sqrt{L * C} \quad (22.1)$$

Da sich auch im Ersatzschaltbild des Quarzes die Induktivitäten und Kapazitäten wiederfinden, ist das oben genannte auch beim Quarzoszillator gültig. Man kann sagen, daß sich ein Schwingquarzkristall wie ein elektrischer Resonanzkreis mit sehr geringer Dämpfung verhält.

22.1.1 Quarznormal

Die Quarzoszillatorschaltung ist die heute übliche Bauform zur Erzeugung von Frequenz, da die Herstellung der Schwingquarze gegenüber früher kein Problem mehr darstellt und diese leicht überall und bei den meisten Frequenzwerten kostengünstig zu erhalten sind. So finden sich die Quarze sowohl in Uhren, Rechnern, Zählern, Frequenznormalen als auch in Videorecordern, Fernsehern, Funksendern, Fernsteuerungen und Empfängern wo sie als schmalbandige Filter eingesetzt sind. Allerdings gibt es bei den Quarzen Qualitätsunterschiede die beachtet werden müssen.

Quarz: Piezoelektrizität tritt an den Oberflächen einiger Kristalle auf, wenn man sie mechanisch entlang bestimmter Kristallachsen deformiert. Der umgekehrte Piezoeffekt besagt nun,



Dickenschwinger

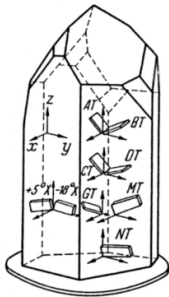
daß wenn man eine elektrische Spannung an einen solchen Quarzkristall (SiO_2) anlegt dieser kontrahiert oder expandiert. Legt man eine elektrische Wechselspannung an einen Piezokristall, so schwingt dieser mechanisch mit der Frequenz der Wechselspannung. Es handelt sich in einem solchen Fall um einen elektro-mechanischen Wandler. Bei bestimmten Frequenzen kommt nun dieses Quarzplättchen in Eigenresonanz, die abhängig vom Material und dem mechanischen Aufbau des Quarzplättchens ist. Zur Aufgabe des

Kristallherstellern gehört es, eine Resonanzstelle herauszuheben und die in dem benachbarten Frequenzbereich gelegenen möglichst zu unterdrücken. Da Siliziumdioxid (SiO₂) in kristalliner Form und in der entsprechenden Reinheit selten vorkommt, wird es heute als Quarzkristall synthetisch bei einer Wachstumsgeschwindigkeit von 1mm/Tag erzeugt. Aus einem solchen Kristall müssen dann die Quarzplättchen ausgesägt werden. Es bieten sich hierbei verschiedene Schnitte an, die je nach Schwingertyp und Frequenzbereich gewählt werden. Auch ist der Temperaturkoeffizient von der Schnittart aber auch vom Schnittwinkel abhängig. Eine für die meisten Fälle gebräuchliche Schnittart ist der AT-Schnitt. Hier können Grundschwingquarze von 800 kHz bis 40 MHz und Obertonschwingquarze von 10 MHz bis 360 MHz hergestellt werden. Quarze im AT-Schnitt sind Dickenschwinger und meist als runde Scheibe ausgeführt. Die Dicke der Scheibe ist frequenzbestimmend.

$$f[\text{kHz}] = N/d[\text{mm}] \quad (22.2)$$

N ist eine Frequenzkonstante (abhängig von der Schallgeschwindigkeit im Quarz) und es gilt für den AT-Schnitt $N=1660 \text{ kHz}\cdot\text{mm}$. Um die gewünschte Dicke des Plättchens und damit die richtige Frequenz einzustellen, werden nach dem Schneiden der Scheiben diese auf Schleifmaschinen auf die gewünschte Endgröße gebracht. Diese liegt etwas unter der richtigen Dicke, um dann durch Bedampfen von dünnen Goldfilmen die endgültige Dicke zu erhalten. Hierbei nimmt pro Atomschicht Gold die Frequenz um 2ppm ab. Der AT-Schnitt hat im Vergleich zu den anderen Schnittarten einen geringen Temperaturkoeffizienten. Dieser folgt einer Gleichung 3. Grades und beschreibt eine sogenannte kubische Parabel mit einem Wendepunkt je nach Quarzform und Frequenz zwischen 25 °C und 35° C.

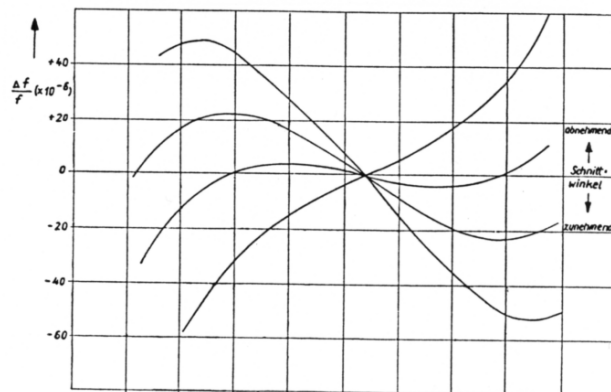
$$df/f = a*(T-T_w) + b*(T-T_w)^3 \quad (22.3)$$



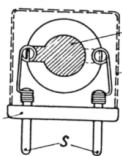
Schnittwinkel

Mit T_w =Wendepunkttemperatur; $a=1,05\cdot 10^{-4}$; $b=0,085\cdot$ Schnittwinkel. Bei entsprechender Wahl des Winkels entstehen zwei Umkehrpunkte, und zwar ein Maximum unterhalb und ein Minimum oberhalb von T_w . Dies wird bei Thermostatschwingquarzen ausgenutzt, wobei Umkehrpunkt und Thermostattemperatur zusammenfallen, da hier der Temperaturkoeffizient

Null beträgt. Den Temperaturgang eines Quarzes kann man mit drei bis fünf Meßpunkten bestimmen. Das Quarzplättchen wird in ein dämpfungsarmes Haltersystem montiert, um die hohe Schwingungsgüte zu erhalten, da ja das Plättchen später wie ein mechanischen Schwinger funktioniert. Die elektrische Zuführung erfolgt über die Halterungen und die aufgedampften Metallelektroden. Für höhere mechanische Beanspruchungen gibt es andere Befestigungen. Der Quarzvibrator muß nun von einem hermetisch verschlossenen mit Schutzgas gefüllten oder evakuiertem Gehäuse umgeben werden. Früher nahm man ein teures Glasgehäuse, das auch über Jahrzehnte einen Schutz vor äußeren Einflüssen gewährleisten kann. Heute wird eine Metallkappe mit Strom an der Bodenplatte



Frequenz-Temperaturkurven für AT-Schnitte

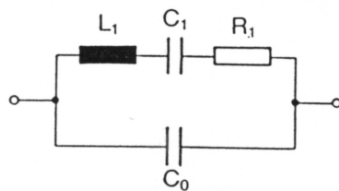


Quarz

zunehmend
↑
Schnitt-
winkel
↓
abnehmend

Früher nahm man ein teures Glasgehäuse, das auch über Jahrzehnte einen Schutz vor äußeren Einflüssen gewährleisten kann. Heute wird eine Metallkappe mit Strom an der Bodenplatte

verschweißt. Ein einfaches zusammenlöten kommt wegen der dabei entstehenden Gase nicht in Betracht, da es dann zu Verunreinigungen auf dem Plättchen kommt. Nachteilig bei Metall ist gegenüber Glas die stärkere Alterung (Drift), da Metall nicht so hermetisch dicht bleibt und sich Stoffe aus dem Metall auslösen und sich auf dem Plättchen niederschlagen. Die Alterung von Schwingquarzen (Langzeitstabilität) verläuft in einer ungefähr logarithmischen Kurve wobei nach etwa fünf Monaten der lineare Teil beginnt; vorzugsweise in positive Richtung (Frequenzerhöhung). Nach der Einlaufphase liegt die jährliche Alterungsrate bei 20 ppm bis zu 0,05 ppm. Die große Spannweite ist begründet durch den Vergleich von einem normalen Quarz in einem Metallgehäuse mit einem Vacuumglasquarz in einem Doppelthermostaten. Es ist aber auch einfach Glück, wenn man einen äußerst driftarmen Schwingquarz vor sich hat. Hier machen sich auch Temperaturänderungen, Schock, Vibration, Änderung der Lage um z.B. 180° ($1 \cdot 10^{-9}$) und negative Herstellungsprozesse (z.B. Verunreinigungen) bemerkbar. Die Kurzzeitstabilität hängt im wesentlichen von der Dimensionierung der Oszillatorschaltung ab. Da die mechanische Schwingungsamplitude der Quarzscheibe proportional



Quarzersatzschaltbild

zur Amplitude des Wechselstroms ist, soll die Arbeitsleistung nicht über 1 mW liegen. So wird eine dauerhafte Zerstörung vermieden und die Frequenzänderung ist nicht zu stark. Das Ersatzschaltbild zeigt, daß der Quarz sowohl als Serienschwingkreis als auch als Parallelschwingkreis betrachtet werden kann. Diese Schaltbild gilt natürlich nur für die Haupt- und nicht für die Nebenresonanzen. Der Hersteller gibt für die Nennfrequenz die empfohlene Resonanzart an. Die schwingende Masse entspricht der dynamischen Induktivität L_1 , während die Elastizität des Schwingkörpers durch die dynamische Kapazität C_1 repräsentiert wird. Der dynamische Verlustwiderstand R_1 verkörpert die molekularen Reibungsverluste des Quarzvibrators, die mechanische Dämpfung durch das Halterungssystem und akustische Dämpfung durch die umgebene Luft. Die statische Parallelkapazität C_0 ist die Kapazität zwischen den aufgedampften Metallelektroden und dem Quarzmaterial als Dielektrikum. Dazu kommt noch die Kapazität von Gehäuse und Halterung. C_0 liegt zwischen 1pF und 9pF. Der Wert für C_1 kann mit etwa 25fF angegeben werden. Für L_1 gilt die Formel:

$$L_1 = 1 / (\omega_s^2 \cdot C_1) \quad (22.4)$$

Den Wert von R_1 kann man mit 10 bis 50 Ohm ansetzen. Er ist über die Güte bestimmbar.

$$Q = 1 / (2 \cdot \omega_s \cdot R_1 \cdot C_1) \quad (22.5)$$

Ein wesentliches Merkmal des Quarzes ist seine hohe Güte von $1 \cdot 10^5$ bis $1 \cdot 10^6$. Die Güte definiert sich über die Bandbreite eines Schwingkreises, wo der Scheitelwert der Resonanzkurve auf den $1/\sqrt{2}$ Teil abgesunken ist ($Q = \omega_s / B$). Eine hohe Güte gilt als Zeichen für eine gute Kurzzeitstabilität im Bereich zwischen 1s und 1 Stunde. Bei Vernachlässigung der Verluste lassen sich die beiden Frequenzen für Serien- und Parallelresonanz wie folgt bestimmen.

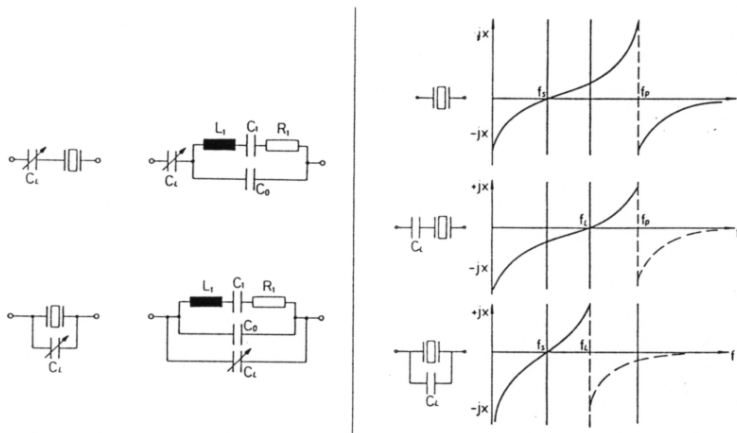
$$f_s = 1 / (2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_1 \cdot C_1}) \quad f_p = f_s \cdot \sqrt{1 + \frac{C_1}{C_0}} \quad (22.6/7)$$

$$\frac{f_p - f_s}{f_s} \cong \frac{1}{2} \cdot \frac{C_1}{C_0} \quad (22.8)$$

Die letzte Formel gibt den relativen Frequenzabstand der beiden Frequenzen an. Um einen Schwingquarz in einer Schaltung auf seinen richtigen Wert hin zu ziehen, kann man durch eine Lastkapazität, die entweder in Reihe oder Parallel zum Quarz liegt die Resonanzfrequenz

entweder nach oben oder nach unten schieben. Es gilt in beiden Fälle die eine angenäherte Formel.

$$f_L = f_s * (1 + C_1 / (2 * (C_0 + C_L))) \quad (22.9)$$

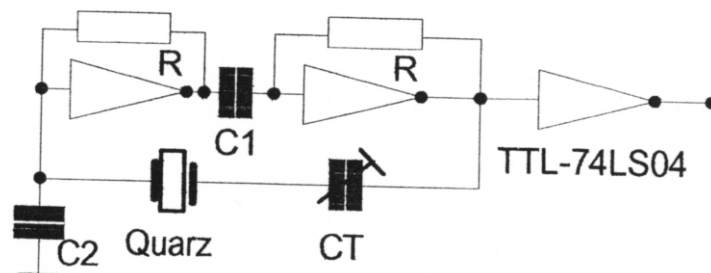


Impedanzverlauf der beiden Quarzersatzschaltungen mit C_t

An den Kondensatortrimmer C_L sind höchste Anforderungen zu stellen und der empfohlene Regelbereich liegt zwischen 10pF und 50pF. Die oberste Grenze ist wegen der abnehmenden Ziehempfindlichkeit mit 100pF angegeben. Zu beachten ist, daß sich in diesen Werten auch die Streukapazitäten der Schaltung wiederfinden.

Schaltung: Bei den Oszillatorschaltungen mit Schwingquarzen als Resonanzkreis gibt es je nach Anwendungsfall eine Vielzahl von Schaltungen. Sie können mit Röhren, Transistoren, Fets, Operationsverstärkern oder TTL-Gattern aufgebaut sein und im Serien- oder Parallelbetrieb arbeiten. Zudem ist auch die gewünschte Frequenz und vielleicht der Betrieb im Oberwellenbereichs des Quarzes ein Kriterium für die Schaltungswahl. Hier soll nun eine einfache und preisgünstige Serienresonanzschaltung aufgebaut mit TTL-Gattern betrachtet werden. Diese arbeitet zwischen 100 kHz und 15 Mhz und besteht aus TTL-Invertern, zwei Kondensatoren, zwei Widerständen und einem Kapazitätstrimmer. Der Ausgangspegel wird durch die Versorgungsspannung begrenzt und hat eine rechteckige Form. Die zwei Inverter werden über die beiden Widerstände als lineare Verstärker betrieben. Der Kondensator C_1 dient zur Kopplung der beiden Stufen und mit C_2 wird verhindert, daß der Quarz auf einem Oberton schwingt. Folgende Werte sind für die Bauteile möglich: $R=(1...3,3)k\Omega$; $C_1=(1...100)nF$; $C_2=(2,2(0,1)...0,22(1)...0,082(8))nF(Mhz)$ über 8Mhz entfällt C_2 ; $C_T=10...60pF$; IC=74LS04.

Eine Ziehkapazität ist nicht unbedingt nötig und wenn es auf höchste Stabilität und nicht auf einen sehr genauen Frequenzwert ankommt sollte man sie auch weglassen. Das Phasenrauschen einer solchen Schaltung [1Mhz] ist mit -35dB(0,1Hz) und -68dB(0,25Hz) gering. Die Schaltung soll aber nur als



TTL Oszillatorschaltung

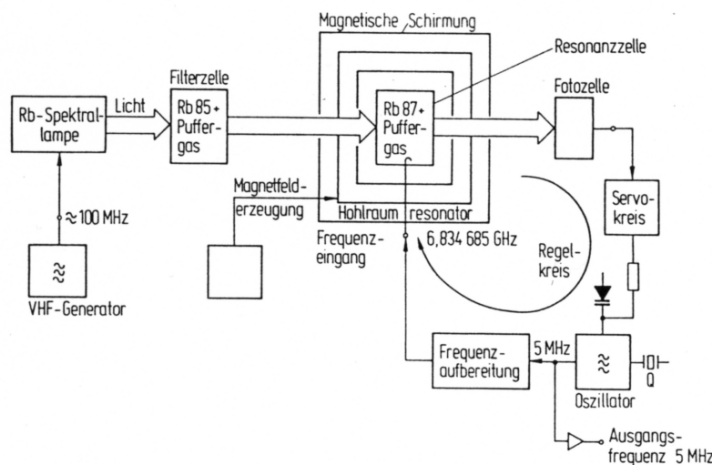
Beispiel für das Herz eines Quarznormals anzusehen sein. Zusätzlich ist nämlich ein aufwendiger Thermostat nötig, der die Temperatur äußerst stabil hält. Natürlich wird eine Netzversorgung mit Accupufferung angestrebt. Das Ausgangssignal des Oszillators wird meist noch mit Teilerstufen auf gebräuchliche Frequenzen herabgeteilt. Für einen Präzisionsnormal ist eine Frequenzfeinjustierung nur dann mit einer Kapazitätsdiode zu empfehlen, wenn die Nachsteuerung kontinuierlich über einen Zeitzeichenempfänger wie DCF-77 erfolgt, oder der

Quarzoszillator nur bestand eines präziseren Normals ist. Bei den Oszillatorschaltungen gibt es um die zeitliche Stabilität zu erhöhen außer der einfachen Schaltung (PXO/RTXO) bei Raumtemperatur und der Schaltung im Thermostaten (OCXO) noch andere Varianten. Beim temperaturkompensiertem Oszillator (TCXO/MTCXO) wird entweder durch ein frequenzbestimmendes Bauteil (Kapazität) was einen zum Quarz umgekehrten Temperaturkoeffizienten hat oder mit dem Mikrocomputer der die Temperatur mißt und den TK kennt, eine Korrektur vorgenommen. Der spannungsgesteuerte Oszillator (VCXO) enthält zur Frequenzverstimmung eine Kapazitätsdiode und ist daher für das Rubidium, Cäsium oder das von DCF-77 gesteuerte Normal die beste Wahl. Natürlich können die verschiedenen Varianten bei Bedarf auch kombiniert werden. Ein großer Vorteil bei allen Quarznormalen ist ihr günstiger Preis.

22.1.2 Rubidiumnormal

Einer wesentlich besseren Klasse ist das Rubidiumnormal zuzuordnen, was sich auch im höheren Kaufpreis bemerkbar macht. So finden sich diese Normale in Fernseh- oder Rundfunksendern wo eine große zeitliche Stabilität der Sendefrequenz erwünscht ist und das Cäsiumnormal zu teuer wird. Wie auch das Cäsium- und das Wasserstoff-Maser-Normal, zählt es zu den primären Frequenznormalen. Hier kann auf Grund von physikalischen Zusammenhängen der Absolutwert der Frequenz bestimmt werden. Auch ist der Aufbau ähnlich, da alle drei Geräte den atomaren Resonanzprozeß des jeweiligen verwendeten Materiales ausnutzen und die so erzeugte Frequenz zur Stabilisierung eines Präzisionsquarznormals verwenden.

Aufbau: Das Rubidiumnormal besteht im wesentlichen aus einer Rb-Spectrallampe, die Licht aussendet, das bevor es in den Hohlraumresonator gelangt gefiltert wird. In der optischen Filterzelle befindet sich Rubidium-85-Gas und im Resonator Rubidium-87-Gas. Der Hohlraumresonator kann mit einem äußeren Magnetfeld beeinflusst werden. Detektiert wird der ganze atomare Prozeß mit einer Photozelle, die die Lichtabsorption der Spectrallampe im Hohlraumresonator mißt. Abhängig von der gemessenen Lichtabsorption wird in einem äußeren Regelkreis die Frequenz für den Resonator verstimmt und damit auch die Frequenz des beteiligten Quarzoszillators auf seinen richtigen Wert gezogen. Der Vorgang im Rubidiumnormal läßt sich über die



Rubidiumnormal

verschiedenen Energiezustände des Rubidiumatoms erklären. Die äußeren Elektronen des Atomkerns können drei verschiedenen fest definierte Zwischenbahnen (hier mit A-B-C bezeichnet) einnehmen. Die Anregung auf eine höhere Bahn zu springen, wird hier mit dem Licht der Spectrallampe bewerkstelligt. Diesen Vorgang nennt man optisches Pumpen. Zu Anfang befinden sich gleich viele Elektronen auf

Bahn A und B. Da sich der Filter im Lichtstrahl befindet werden nur die Elektronen von Bahn A nach Bahn C gehoben und fallen nach kurzer Zeit selbständig wieder auf Bahn A oder B

zurück. Dadurch findet eine Anreicherung auf dem Niveau B statt. Diese Elektronen (B) werden nun durch induzierte Emission mit einer Mikrowelle auf den Zustand A gebracht. Dazu muß die Frequenz der Mikrowelle der Bahnabstandsfrequenz von 6,83468264 Ghz entsprechen.

$$dE=h*f \quad (22.10)$$

h =Plancksche Wirkungsquantum. Dadurch kann wieder durch optisches Pumpen aller Elektronen von Bahn A auf Bahn C der Vorgang wiederholt werden. Dieser zyklische Kreislauf bedingt durch das dauernde optische Pumpen ein Absinken der Lichtintensität. Wenn also die Mikrowellenfrequenz stimmt, können viele Elektronen auf Bahn A bereitgestellt werden und die Lichtintensität hat dann ein Minimum. Die Frequenz von 6,8 Ghz wird in den Resonator in dem sich das Rubidiumgas befindet eingekoppelt nach dem sie zuvor über einen Modulator gewobbelt wird, um so überhaupt ein Minimum an der Photozelle feststellen zu können. Die Modulationsfrequenz beträgt zum Beispiel 82 Hz um keine Beeinflussungen durch Netzfrequenzen (50/60Hz) zu bekommen. An dem Ausgang der Photodiode mit phasenselektiver Gleichrichtung läßt sich durch die Höhe der Amplitude und deren Phasenlage die Frequenzablage bestimmen. Bei Übereinstimmung von Atomresonanzfrequenz mit der Mikrowellenfrequenz ist das Signal klein und hat die doppelte Frequenz. Das Signal steht nach einer Siebung dem Quarzoszillator zur Nachstimmung zur Verfügung.

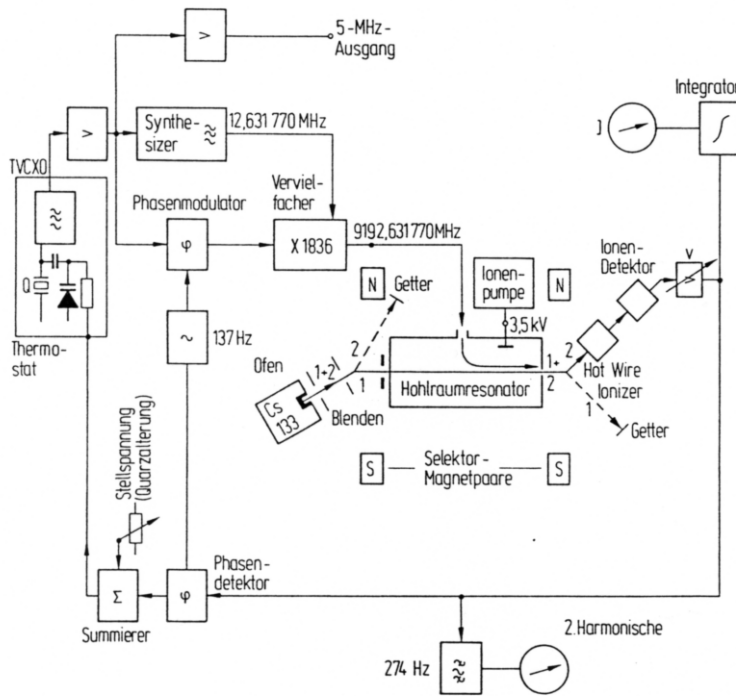
Eigenschaften:Die Güte eines Rubidium Resonators kann mit $1*10^8$ angegeben werden. Das Rubidiumnormal, es sind die Lampe die Filterzelle und das Resonatorglasgefäß gemeint, sind temperaturabhängig und müssen daher thermostatisiert werden. Gegen die bei üblichen Betrieb geringe Luftdruckabhängigkeit kann nichts unternommen werden. Der Magnetfeldabhängigkeit wird mit einer Magnetischen Abschirmung gegenüber getreten. Zudem muß ein sehr schwaches Gleichmagnetfeld (1/100 der Erde) zu Erzeugung der beiden Energiestufen A und B (E_0 in zwei Hyperfeinstrukturzustände) vorhanden sein, mit dem auch eine feine Frequenzkorrektur ($1*10^{-9}$) möglich ist. Die Frequenzdrift von ca. $2*10^{-11}$ /Monat entsteht durch Änderungen der Lampen-, Filtereigenschaften und des Gases.

22.1.3 Cäsiumnormal

Noch geringere Frequenzdriften als beim Rubidiumnormal lassen sich mit dem Cäsiumnormal erreichen. Diese kommen in den Standardlabors zur Frequenzerzeugung und bei der Präzisionszeitbestimmung zur Anwendung.

Aufbau: Beim Cäsiumnormal wird das Cäsium in Form eines gasförmigen Strahls verwendet. Dazu heißt man in einem etwa 100 °C heißen Ofen das Metall auf so, dass es langsam über Jahre verdampft. Dieser dünne Gasstrahl (CS133) mit einer Geschwindigkeit von 100m/s wird in Blenden gebündelt und kommt so zu einem Selektiermagneten an dem alle Atome mit dem Energieniveau E_2 in einem Getter (Teilchenfänger) abgefangen werden und nur die Atome mit dem Energieniveau E_1 werden in den Resonator abgelenkt. Wenn nun der Hohlraumresonator genau mit der Energiebandfrequenz von 9,192631770 Ghz angeregt wird, können die einige Atome den höheren Energiezustand E_2 einnehmen. Auch hier gilt wieder die Gleichung 22.10. Der Hohlraumresonator ist eine luftleere Glasröhre, der wegen der starken Magnetfeldabhängigkeit von einem sehr homogenen, schwachen Gleichmagnetfeld umgeben ist. Dieses Zeemann-Feld (C-Feld) hat eine Stärke von etwa 5A/m. Am Ausgang des Resonators werden wieder über einen Magneten die zwei Atomzustände selektiert. Diesmal werden die Atome, die sich noch im Zustand E_1 befinden und nicht von Interesse sind auf einen Teilchenfänger geleitet. Die Atome des Energiezustandes E_2 treffen auf den heißen

Draht eines Langmuir-Taylor-Detektors werden dort ionisiert und über eine Gegenkathode abgesaugt. Der Ionenstrom wird in einen Elektronenstrom konvertiert und der maximale beobachtete Strom ist ein Maß für die Richtigkeit der Mikrowellenfrequenz.



Cäsiumnormal

Ähnlich wie beim Rubidionormal sorgt ein phasenempfindlicher Gleichrichter, eine schwach modulierte Mikrowelle, ein Quarzofen und ein Regelkreis für eine stabile Ausgangsfrequenz.

Eigenschaften: Die Drift bei Cäsiumnormalen liegt über mehrere Jahre bei üblicherweise $5 \cdot 10^{-12}$. Die PTB erreicht mit ihrem selbstgebauten Normal Werte um $1 \cdot 10^{-14}$. Auf Grund der starken Magnetfeldabhängigkeit ist besonders nach Standortwechsel eine Überprüfung des C-Feldes angebracht. Auch durch Stoß kann es zu

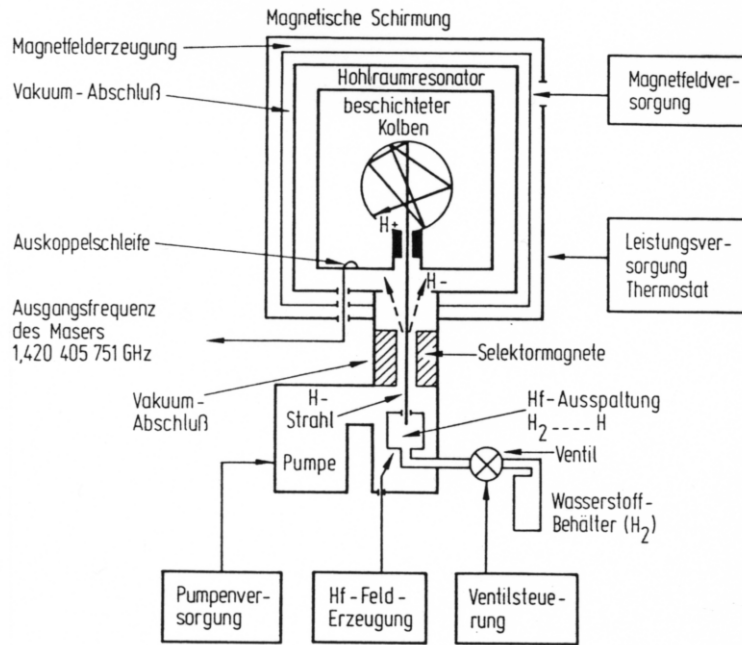
Frequenzänderungen kommen. Durch Temperaturänderungen kann durch die Längenänderung des Resonators ein Frequenzfehler auftreten. Daher ist der Betrieb in einem klimatisierten Raum erwünscht. Ein Nachteil des Normals ist, daß sein Cäsiumrohr einer Alterung aber ohne Frequenzänderung unterliegt und nach 5 Jahren oder später ausfallen kann. Da dies das teuerste Teil ist, sind zusätzlich zu dem hohen Anschaffungspreis auch die Unterhaltskosten nicht zu vernachlässigen. Wegen der äußerst geringen Drift und der geringen Betriebswachstum haben Cäsiumnormale doch ihren Markt.

22.1.4 Wasserstoff-Maser

Der Wasserstoffmaser hat als Frequenznormal keine so große Bedeutung und ist auch nicht käuflich zu erwerben. Er hat jedoch wegen seiner hervorragenden Kurzzeitstabilität in Frequenzlabors seinen Platz.

Aufbau: Auch sein Aufbau hat viele Ähnlichkeiten mit den beiden vorher beschriebenen Normalen. Man unterscheidet zwei Formen, den aktiven und den passiven H-Maser. Die Abkürzung Maser bedeutet Microwave amplification by stimulated emission of radiation. Genutzt wird die Tatsache, daß das Elektron des Wasserstoffatoms (H) zwei Energiezustände besitzt. Die Differenz dieser Zustände entspricht einer Frequenz von 1,420405751 GHz. Die Funktionsweise der beiden Arten dieses Normals unterscheiden sich nur gering. Molekularer Wasserstoff (H_2) strömt aus einem Behälter an einem Hochfrequenzfeld vorbei und wird dort zum Teil in atomaren Wasserstoff (H) aufgespaltet. Dadurch entstehen Atome mit dem Energiezuständen E1 und E2. Die Atome mit dem Energiezustand E1 (H) werden an einem

starken Magneten aussortiert. Die übriggebliebenen Atome mit dem Energiezustand E2 (H₊) gelangen in eine Auffangflasche (teflonbeschichtete Quarzglasflasche), die in einem Hohlraumresonator liegt. Die Atome fliegen für etwa 1 Sekunde mit ca 2,5 km/s in der Auffangflasche umher und stoßen dabei rund 10⁴ mal mit dem Glasgefäß zusammen. Beim



Wasserstoff-Maser-Normal

aktiven Modell sorgt ein Rauschen des Hochfrequenzfeld des Resonators für das anschwingen des atomaren Schwingkreises. Dabei gehen die Atome vom Zustand E2 in den Zustand E1 über und strahlen dabei die charakteristische Frequenz (1,4 Ghz) ab. Diese HF-Strahlung wird dann mit einer kleinen Schleife ausgekoppelt. Beim passiven Modell wird der Resonator als selektiver Filter bzw. Verstärker gebraucht, der das eingekoppelte HF-Signal verstärkt (Resonanz), wenn es die richtige Frequenz hat. Über einen Regelkreis wird die Oszillatorfrequenz so eingestellt, daß Resonanz

auftritt und erhalten bleibt.

Eigenschaften: Die Güte der Atomresonanz ist mit $1 \cdot 10^9$ sehr hoch. Die Magnetfeldabhängigkeit ist größer als beim Rubidium oder Cäsium. Daher muß eine besonders gute Magnetfeldabschirmung ausgewählt werden. Der Abhängigkeit von der Temperatur begegnet man mit einer Temperaturstabilisierung. Die Entwicklung einer Atomstrahlquelle mit im Dauerbetrieb gleichbleibenden Eigenschaften ist schwierig. So setzen sich an der Innenseite der Auffangflasche Gase und Atome ab, die den ungestörten atomaren Übergang der zwei Zustände beeinträchtigen. Von seiner Bauform ist der Maser der größte, schwerste und teuerste aller Normale, aber wegen der guten elektrischen Daten wird er in kleiner Stückzahl eingesetzt.

22.1.5 DCF-77 Normal

Das DCF-77 Normal stellt kein Frequenznormal im üblichen Sinne dar, sondern ist eine Kombination von Normalfrequenzempfänger und Frequenzstandard, das von dem Empfänger nachgeregelt wird. Als Frequenzstandard bieten sich Quarz- oder Rubidium-Normale an. Aber auch das Cäsium kann auf diese Weise zwar nicht nachgesteuert jedoch in seinem Langzeitverhalten kontrolliert werden. Der DCF-77 Sender ist natürlich nicht der einzige Normalfrequenzsender in Europa oder in der Welt. Für Deutschland ist dies aber das beste Frequenznormal. Auch bestimmte Rundfunksender zeichnen sich durch sehr stabile Trägersignale aus. Die wohl härtesten Anforderungen gelten im normalen Senderbetrieb für die Bildträger der Fernsehsender, die eine Frequenzkonstanz von $1 \cdot 10^{-9}$ einhalten müssen.

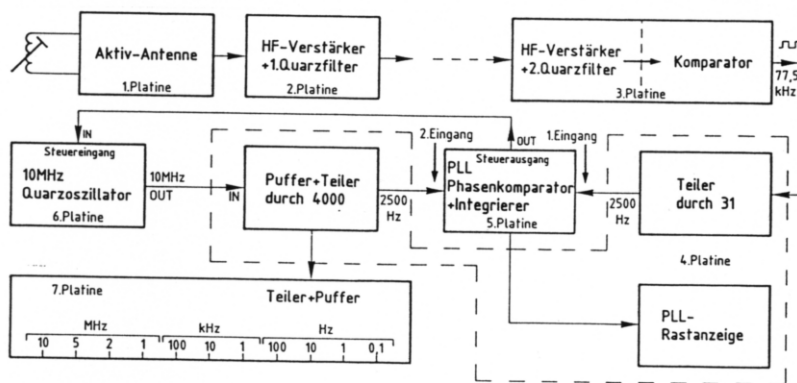
Sender: Der bei der Telekom gemietete Sender steht in Mainflingen bei Frankfurt (50/9). Die Senderfrequenz von genau 77,5 kHz ist abgeleitet von den PTB-Atomuhren. Die Uhren haben

eine Abweichung von $2 \cdot 10^{-14}$, die jedoch so nicht für den Sendebetrieb gelten. Hier kann man mit folgenden relativen Abweichungen der Trägerfrequenz vom Nennwert rechnen: $1 \cdot 10^{-12}$ /Tag und $2 \cdot 10^{-13}$ /100Tage. Die abgestrahlte Leistung (P) beträgt etwa 25 kW bei einer Sendeleistung von 50 kW. Als Abstrahler dient eine 150m hohe vertikale Rundstrahlantenne mit Dachkapazität. Die Sendezeit beträgt im Normalfall 24 Stunden pro Tag. Es ist eine Ersatzantenne vorhanden, die bei Bedarf eingeschaltet werden kann und beim Empfänger einen Phasensprung verursacht. Der Träger ist amplitudenmoduliert um so die Zeitsignale für die Funkuhren zu übertragen. Dabei wird der Träger zu Beginn jeder Sekunde (außer 59.) für 0,1s (Null) oder 0,2 s (Eins) auf 25% abgesenkt. Der Zeitcode für die Steuerung der Funkuhren ist für die Normalfrequenzüberwachung ohne Bedeutung.

Empfänger: Der DCF-77 Empfänger bekommt an seine Antenne je nach Tageszeit/Jahreszeit und Entfernung des Senders das Signal einer Bodenwelle oder/und Raumwelle. Besonders stark ist dieser Effekt nachts, wo die Raumwelle sich mit der Bodenwelle überlagert. Dies hat unangenehme Phasensprünge zur Folge. Für eine wirklich stabile Normalfrequenzübertragung ist nur die Bodenwelle zu gebrauchen.

$$E_B = (3 \cdot 10^5 / D[\text{km}]) \cdot \sqrt{P(\text{kW})} \text{ [}\mu\text{V/m]} \quad (22.11)$$

Die Laufzeit der Bodenwelle ist über mehrere hundert Kilometer hinweg auf eine zehntel Mikrosekunde konstant. So lassen sich Feldstärkeschwankungen, die ab etwa 300 km auftreten als Folge einer Überlagerung mit der Raumwelle deuten. Die Raumwelle ist eine an der ionosphärischen D-Schicht reflektierte Welle, die oberhalb von etwa 1000 km Entfernung dominant ist. Auch atmosphärische und industrielle Störungen erschweren den Empfang. Deswegen ist ein schmalbandiger Empfänger zu benutzen. Als Antennen werden meistens magnetische Antennen wie die Rahmen- oder Ferritantenne verwendet. Diese sind gegenüber den elektrischen Langdrahtantennen nicht so empfindlich bei Störfeldern. Der Empfänger sollte als schmalbandiger Geradeempfänger konzipiert werden, da ein ZF-Verfahren



DCF-77 Empfänger mit PLL und Quarzoszillator

unnötige Phasendifferenzen verursachen kann. Für einen reinen 77,5 kHz Empfang muß natürlich durch eine Amplitudenregelung das Absenken des Trägers verhindert werden. Die so gewonnene Frequenz kann dann direkt oder nach Teilung zur Messung oder für die Oszillatornachregelung verwendet werden.

Ein Tiefpaßfilter am Ausgang eines Phasenkomparators bestimmt die Zeitkonstante mit der das Frequenznormal an den DCF-77 Sender gekoppelt werden soll. Um ein gutes Langzeitverhalten zu erreichen ist eine sehr lange Zeitkonstante erwünscht ($\gg 50$ Tage). Jedoch ist für einen normalen Quarzoszillator diese Zeit zu lang. Für einen Präzisionsquarznormal mit einer Zeitkonstante von 1 Tag kann ein Frequenzfehler von kleiner $1 \cdot 10^{-10}$ erreicht werden. Mit einem Rubidiumnormal und einer Zeitkonstante von 72 Tagen ist der Fehler kleiner als $5 \cdot 10^{-12}$. So erreicht ein DCF-77 gesteuertes Frequenz-Rubidiumnormal etwa die Drift eines fast doppelt so teuren Cäsiumnormals.

22.1.6 GPS Normal

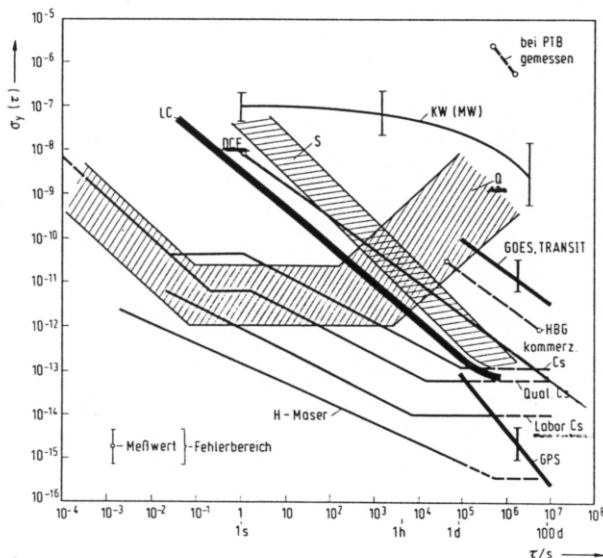
Da GPS Frequenznormal wird ähnlich wie ein DCF-77 Normal über Funk nachgesteuert.
Text folgt

22.1.7 Vergleich der Normale

Anhand einer Tabelle sollen die verschiedenen Normale verglichen werden. Bei den Angaben handelt es sich um Mittelwerte, die zum Teil erheblich besser sein können.

Type	Quarz 1	Quarz 2	Quarz 3	Rubidium	Cäsium	Wasserstoff
Frequenz Mhz	1 bis 10	1 bis 10	1 bis 10	6834	9192	1420
Aufbau	RTXO	TCXO	Ofen	Ofen	Ofen	Ofen
Kurzzeitstab. 1s	$2 \cdot 10^{-9}$	$5 \cdot 10^{-10}$	$5 \cdot 10^{-12}$	$1 \cdot 10^{-11}$	$5 \cdot 10^{-12}$	$1 \cdot 10^{-12}$
Langzeitstab. 1d			$2 \cdot 10^{-10}$	$1 \cdot 10^{-12}$	$1 \cdot 10^{-13}$	$1 \cdot 10^{-14}$
Drift	$3 \cdot 10^{-7}/\text{mo}$	$1 \cdot 10^{-7}/\text{mo}$	$1 \cdot 10^{-7}/\text{a}$	$1 \cdot 10^{-11}/\text{mo}$	$2 \cdot 10^{-12}/8\text{a}$	$1 \cdot 10^{-13}/\text{a}$
Temp. 0° bis 50°	$2,5 \cdot 10^{-6}$	$5 \cdot 10^{-7}$	$5 \cdot 10^{-9}$		0	
Luftdruck /at				$3 \cdot 10^{-10}$	0	$5 \cdot 10^{-11}$
Magnetfeld				$2 \cdot 10^{-13}/\text{Am}$	$1 \cdot 10^{-13}/\text{Gs}$	$1 \cdot 10^{-13}/\text{Gs}$
Betriebskosten	gering	gering	gering	mittel	hoch	hoch
Kalibrier Aufwand	hoch	hoch	hoch	mittel	gering	mittel

Hersteller von kompletten Frequenznormalen sind R&S, Efraton und HP. Je nach dem geforderten Anwendungsfall muß nach den Kriterien in der Tabelle und anderen wie zum Beispiel Größe und Gewicht oder auch Anschaffungspreis entschieden werden. Bei der Entscheidung für ein DCF 77 gesteuertes Normal gelten außer der Langzeitstabilität jeweils die Werte des angeschlossenen Normals.



Unsicherheit / Meßzeit für Frequenznormale

Unter dem Vergleichen zweier Frequenzen soll eine Messung verstanden werden bei der man den Absolutwert der Frequenzen kennt, aber beispielsweise die Driftrate des Prüflings bestimmen will. Diese Messung läuft über einen längeren Zeitraum, da hier die Frequenzablage über der Zeit bestimmt wird. Es werden die verschiedenen Verfahren dargestellt und die Unsicherheiten betrachtet.

22.2 Frequenzmessung

Unter der Frequenzmessung wird sowohl das direkte Messen einer Frequenz als auch das Vergleichen zweier Frequenzen verstanden. Im ersten Fall wird zum Beispiel eine unbekannte Frequenz eines Oszillator mit einem Frequenzzähler bestimmt und direkt in Hz angezeigt. Diese Messung geht schnell und zeigt den augenblicklichen Zustand des Oszillators an.

22.2.1 Messdefinitionen

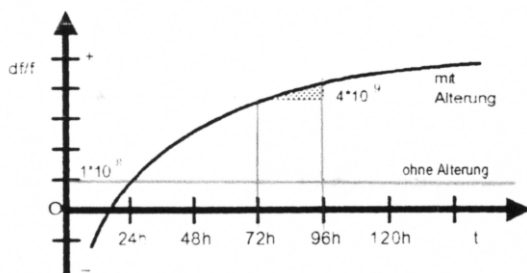
Allgemein ist die Frequenz über die Zeit definiert. Die Zeit leitet sich aus der Bewegung der Erde um die Sonne und um sich selbst ab. Für die genauen Messungen auf der Erde sind jedoch die Schwankungen der astronomischen Zeit zu groß. Daher wird die Zeit über die Frequenz, die im Cäsiumnormal (Einheiten) erzeugt wird, bestimmt und gelegentlich der astronomischen Zeit angepaßt. Nun gilt nach Definition: eine Sekunde ist gleich ein Hertz. Dieses Hertz ist auf Grund sehr genauer Normale auf $1 \cdot 10^{-14}$ bekannt. Die interessanten Messungen an einem Frequenzerzeuger sind die absolute Frequenzabweichung, die Langzeit- und die Kurzzeitstabilität. Letzteres wird meist einmalig vom Hersteller bestimmt und bleibt dann meist konstant über der Betriebsdauer wenn keine Bauteilealterungen verstärkt einsetzen. Die Frequenzabweichung und Langzeitstabilität auch Drift oder Alterungsrate genannt müssen üblicherweise immer wieder gemessen werden. Für die absolute und relative Frequenzabweichung gelten die Gleichungen 22.12 und 22.13.

$$df = f_x - f_0 \text{ [Hz]} \quad (22.12) \quad r = df/f_0 \quad (22.13)$$

f_x =Messfrequenz; f_0 =Bezugsnennfrequenz; r =relative Frequenzabweichung

$$A = (f_{x2} - f_{x1}) / (t_2 - t_1) \text{ [Hz]} \quad (22.14) \quad a = (r_2 - r_1) / (t_2 - t_1) \text{ [1/24h]} \quad (22.15)$$

A =absolute Alterungsrate (Drift); a =relative Alterungsrate; $t_2 \gg t_1$. Zur Berechnung und zur Messung der Alterungsrate sind zwei Messungen zu unterschiedlichen Zeitpunkten nötig. Oft werden diese Messungen nach 72 Stunden über ein Zeitintervall von 24 Stunden durchgeführt. Allgemein kann für die Frequenz zum Zeitpunkt t_2 angegeben werden.



Frequenzdrift

$$f_{x2} = f_{x1} + a \cdot f_0 \cdot (t_2 - t_1) \text{ [Hz]} \quad (22.16)$$

Beispiel: $f_x = 1000\ 001 \text{ Hz}$; $f_0 = 1000\ 000 \text{ Hz}$ mit Gl.22.12: $df = 1 \text{ Hz}$ mit Gl. 22.13: $r = 1 \cdot 10^{-6}$
 $f_{x2} = 1000\ 003 \text{ Hz}$; $f_{x1} = 1000\ 001 \text{ Hz}$; $t_2 - t_1 = 24 \text{ h}$; mit Gl. 22.15: $a = (3 \cdot 10^{-6} - 1 \cdot 10^{-6}) / 24 = 2 \cdot 10^{-6} \text{ [1/24h]}$
 Mit Gl. 22.16: $1000\ 001 + 2 \cdot 10^{-6} [1/24h] \cdot 1000$

$$000 \cdot 24h = 1000\ 003 \text{ Hz}$$

Allgemein gilt $24h = 24 \cdot 3600 = 86\ 400 \text{ s}$. Aus dem Integral über r oder das Differential der Frequenz läßt sich die Gleichung 22.17 herleiten; ähnlich für die Phase.

$$df_x/f = -dt_x/t = -d_x/ \quad (22.17)$$

$$df_x = f_{x2} - f_{x1} \quad dt_x = t_{x2} - t_{x1} \quad (22.18)$$

Zu Gl. 22.17: $f = 1/t \sim df/dt = -1/t^2 \sim df = -1/t \cdot f \cdot dt \sim df/f = -dt/t$

Mit der Gleichung 22.16 kann man auch das Intervall einer Kalibrierung bestimmen, wenn man die Drift kennt und den maximal gewünschten Frequenzfehler angibt. Es gilt dann $t_{x1} = 0$: Zeitpunkt der Kalibrierung.

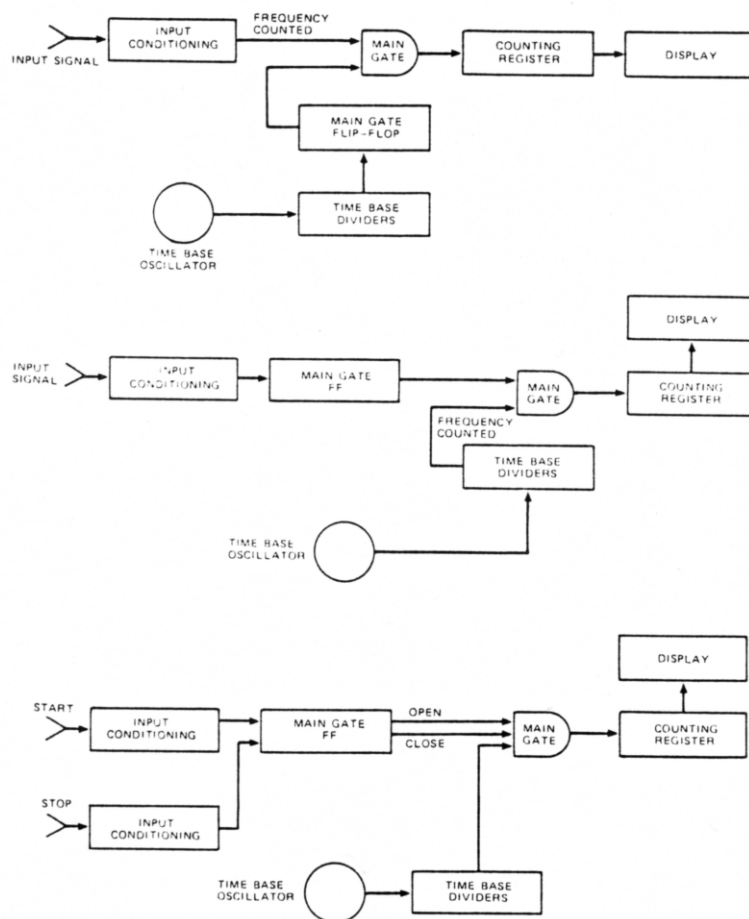
$$t_{x2} = (f_{x2} - f_{x1}) / a \cdot f_0 \quad (22.19)$$

Beispiel: $f_0 = 5 \text{ Mhz}$; $a = +2 \cdot 10^{-10} / 24h$; $f_{max} = f_{x2} - f_{x1} = 200 \text{ mHz}$. Bei linear ansteigender Frequenz (+a) muß der Oszillator um $f_{max}/2 = 100 \text{ mHz}$ zu gering eingestellt werden. Für die Zeit bis t_{x2} gilt: $0,2 / (2 \cdot 10^{-10} \cdot 5 \cdot 10^6) = 200 \cdot 24h$ das entspricht 200 Tage.

22.2.2 Meßverfahren

Es werden nun die verschiedenen Meßverfahren und die benötigten Geräte mit den zu beachtenden Besonderheiten vorgestellt. Manche der Meßmethoden werden heute kaum noch angewendet oder sind nur in ganz besonderen Fällen sinnvoll.

Frequenzzähler: Hierunter versteht man ein direkt anzeigendes digital messendes Gerät. Die Frequenz wird als Zahlenreihe angezeigt und kann so direkt und schnell abgelesen werden. Es ist bei einigen Zählern auch möglich die Periodendauer (1/Frequenz) oder Frequenzverhältnisse direkt darzustellen. Die Periodendauer ist für die Messung kleiner Frequenzen von Bedeutung. Die Auflösung eines Zählers ist entscheidend durch die Messdauer bestimmt. So müßte die Torzeit, das heißt die Wartezeit bis alle Impulse gezählt wurden, bei 1 Mhz und einer Auflösung von 0,01Hz 100 Sekunden betragen und das würde erst einer Genauigkeit von $1 \cdot 10^{-8}$ entsprechen. Auf diese Art können also keine Frequenznormale bestimmt werden.



Frequenz-,Perioden- und Start-Stop-Messung mit Zählern

Hierzu bieten sich andere Verfahren an, die noch beschrieben werden. Doch nun wieder zum Frequenzzähler. Dieser besteht aus einem präzisen Quarzoszillator der seine Rechtecktaktimpulse über einen steuerbaren Teiler an ein Meßtor gibt. Das Meßsignal wird an einer Eingangsstufe zu einem sauberen Rechteck verarbeitet, bei Bedarf geteilt und auch an das Meßtor gegeben. Hier wird nun mit dem Rechteck des Quarzoszillators das Tor für die Eingangssignale auf und zu gemacht (Gate Time), bei der Periodendauermessung ist dies umgekehrt. Der hinter dem Tor (Undgatter) nachgeschaltete Zähler zählt die Anzahl der Impulse (Schwingungen) gibt sie an einen Speicher ab, der sie dann zur Anzeige bringt. Das Tor kann bei manchen Zählern zum Beispiel für Start-Stop Messungen oder Frequenzver-

hältnisbestimmungen auch von außen beeinflusst werden. Das Hauptproblem für den Zähler stellt das Eingangssignal dar. Durch Rauschen, Störspitzen, Gleichspannungsüberlagerung, Modulation und einen unsauberen Kurvenverlauf (zum Beispiel langsame Flanken) kann es trotz hohem technischen Aufwand der Eingangsstufe nicht immer gelingen der Torschaltung ein sauberes Rechtecksignal zur Verfügung zustellen. Es ist deswegen bei

Präzisionsmessungen darauf zu achten an die Eingangsstufe, die aus einem Abschwächer, einem Verstärker und einem Schmitt-Trigger besteht, einen sauberen Sinus oder ein Rechtecksignal von mittlerer Amplitude anzulegen. In diesem Fall sollte der Triggerlevel bei 0 stehen und es können so Fehleinflüsse die von der Eingangsschaltung herrühren können ausgeschlossen werden. Die Meßunsicherheiten für Frequenz und Periodenmessungen mit Frequenzzählern ohne Triggerfehler (gutes Signal) sind die Zählunsicherheit und die Genauigkeit der Zeitbasis. Die Zeitbasisgenauigkeit wurde schon vorher bei den Quarznormalen betrachtet. Die Zählunsicherheit beträgt ± 1 Schwingung (Count), weil die Torschaltung immer nur ganzzahlige Schwingungen zählen kann. So kann je nach Zeitpunkt das Schwingungspaket so in dem Torfenster verschoben liegen, daß eine Schwingung mehr oder weniger mit berücksichtigt wird.

$$f_x = N/T_g \quad (22.20) \quad T_x = (N/n) \cdot T_n = 1/f_x \quad (22.21)$$

Formel 22.20 gilt für die Frequenzmessung mit N =Zählerergebnis und T_g =Toröffnungszeit. $N=100$; $T_g=1$ s dann ist $f_x=100$ Hz. Formel 22.21 gilt für die Periodendauermessung mit n =Teilungsfaktor für Eingang und T_n =Periodendauer des Zähleroszillators.

Da die Zählunsicherheit eine absolute Größe ist, wächst der Fehler mit sinkender Meßfrequenz bei der Frequenzmessung und verhält sich umgekehrt bei der Periodendauermessung. (kleine Frequenz=kleiner Fehler da große Periode). Eine Frequenzmessung von 100,0 Hz bei 10s Torzeit ergibt $\pm 1 \cdot 10^{-3}$ Fehler, jedoch eine Periodendauermessung ergibt 10 000,00 μ s. Mit einem Count ist das $\pm 1 \cdot 10^{-6}$ Unsicherheit. Dazu wurde auch die Meßzeit um den Faktor 100 erniedrigt. Der Gesamtfehler bei der Frequenzmessung beim Zähler ergibt sich durch:

$$df = f_x \cdot (a \cdot t_{xk} + k) + 1 \text{ Count} \quad (22.22)$$

f_x =Meßfrequenz; t_{xk} =Zeit nach der letzten Kalibrierung der Zeitbasis; k =andere konstante relative Einflüsse auf die Zeitbasis. $df=10\text{MHz} \cdot (1 \cdot 10^{-7}/\text{mo} \cdot 10\text{mo} + 1,1 \cdot 10^{-6}) + 1\text{Hz} = 22\text{Hz}$ bei einer Toröffnungszeit von 1 Sekunde (1Hz). Für r ergibt sich $2,2 \cdot 10^{-6}$. Mit einer wesentlich besseren Zeitbasis wird df zu 1,212 Hz und der Gesamtfehler bestimmt sich hauptsächlich durch die Auflösung von 1 Sekunde. Der Wert des Counts (Torzeitfehler) kann intern durch Mittelungsmessungen verbessert werden ähnlich wie bei der Periodenmessung. Es wird davon ausgegangen, daß die Anzeigenauflösung der Meßauflösung entspricht.

Auch für die Periodenmessung können wir eine Unsicherheitsbetrachtung durchführen. Wie sich aus der Formel zeigen läßt kann durch eine Messung über mehrere Perioden der Fehler verringert werden obwohl dann auch die Meßzeit ansteigt.

$$dt = t_x \cdot (a \cdot t_{xk} + k) + t_z/P \quad (22.23)$$

t_x =zu messende Periode; $t_z=1/f_z=1/\text{Frequenz der Zeitbasis}$; P =Anzahl der Perioden über die gemessen wird. Für $t_x=1\text{ms}$ (1kHz); $f_z=10$ Mhz (100ns); $P=1000$ ergibt sich $dt=1\text{ms} \cdot 2,1 \cdot 10^{-6} + 100\text{ns}/1000 = 2,2$ ns und $r=2,2 \cdot 10^{-6}$. Mit der besseren Zeitbasis gilt für $dt=0,12\text{ns}$ wobei 0,1ns von t_z , dem Zählertor stammen. Um diesen Effekt zu verringern müßte $P=10000$ gewählt werden.

Um kleine Frequenzen mit hoher Auflösung, das heißt viele Stellen in der Anzeige, messen zu können gibt es reziproke Zähler die eine Periodenmessung als Frequenzmessung anzeigen. Auch gibt es die Möglichkeit über Kondensatorentladungen Einfluß auf die Torzeiten zu nehmen und so 1 Sekunde mit 1ns Auflösung zu messen oder 1kHz mit 1 μ Hz. Die Zeitintervallmessung mit Frequenzzählern ist für Präzisionsmessungen von Bedeutung und wird daher hier behandelt, obwohl nur wenige Zähler mit zwei gleichen Eingängen dafür vorbereitet sind. Es handelt sich um eine Start-Stop Messung bei der ein Startimpuls das Tor öffnet und ein Stopimpuls am anderen Eingang das Tor schließt. Zwischen diesem Intervall werden die Rechteckimpulse des interner Oszillators an die Zählerstufe weitergeleitet. Je größer das Intervall zwischen Tor auf (Start) und zu (Stop) ist, desto mehr Impulse zeigt der Zähler an. Auf

Grund der bekannten Oszillatorfrequenz des Zählers können die Impulse zwischen den beiden Triggerzeiten direkt in Sekunden angegeben werden.

$$dt_i = t_{XI} * (a * t_{XK} + k) + 1 \text{ Count} / \sqrt{Z_I} + t_{SYS} \quad (22.24)$$

Beispiel: $t_{SYS} = 2 \text{ ns}$; 1 Count = 2 ns Auflösung; $Z_I = \text{Anzahl der Intervallmessungen} = 100$; $t_{XI} = 1 \text{ ms}$; Zeitbasis wie oben; dann gilt für die Gesamtunsicherheit: $dt_i = 1 \text{ ms} * 2,1 * 10^{-6} + 2 \text{ ns} / 10 + 2 \text{ ns} = 4,3 \text{ ns}$ und $r = 4,3 * 10^{-6}$.

Es ist zu beachten das die Formel 22.22 bis 22.24 nur ohne Triggerfehler gültig sind. Wenn dieser beachtet wird, so muß dieser linear zu den vorhandene Fehlertermen addiert werden. Je schlechter die Signale sind, desto stärker tritt dieser in Erscheinung. Kurz soll hier auf eine besondere Klasse von Frequenzzählern eingegangen werden, die Mikrowellenzähler. Hierunter versteht man Zähler, die oberhalb der direkt meßbaren 2 GHz über spezielle Vorstufen oder eine besonderen Aufbereitung der Signale, die angelegte Frequenz bestimmen können. Es gibt verschieden Verfahren mit Verzerrern für die Oberwellenerzeugung, Mischen, Samplern, Filtern und YIG-Filtern die Eingangssignale so aufzubereiten, daß eine normale Zählerstufe in der Lage ist die Frequenz zu bestimmen. Meist ist bei diesen Zählern die Eingangsdynamik eingeschränkt und auch auf das Rauschen, AM und FM ist zu achten. Die Meßunsicherheit wird nach der Gleichung 22.22 bestimmt. Für die Messung von Frequenznormalen sind sie ohne Bedeutung, da der Meßbereich zu hoch ist.

Resonanzfrequenzmesser: Bei diesem Gerät, was aus einem Schwingkreis, einem Gleichrichter und einem Anzeigeelement besteht, wird durch das Verstimmen auf maximale Anzeige der Frequenzwert bestimmt. Amplitudenmodulation ist bei diesem Verfahren nicht störend, aber die Unsicherheit von ca 0,15% reicht in vielen Fällen nicht aus. Nur bei Höchsfrequenzen wird diese Prinzip in Form eines Hohlraumresonators hoher Güte angewendet. Mit einem verschiebbaren Kurzschlußkolben wird ein Dip von etwa -1 dB am Resonanzpunkt erzeugt. Der Frequenzmesser liegt dazu in Reihe mit dem Generator und einem selektiven Leistungsmesser, wie ihn der Netzwerkanalysator darstellt oder es wird ein Powermeter mit Sensor verwendet. So sind Frequenzbestimmungen ab 3 GHz und über 90 GHz möglich.

Spektrumanalysator: Beim Spektrumanalysator wird auf der X-Achse die Frequenz und auf der Y-Achse die Amplitude eines Signals dargestellt. Mit der Markerfunktion kann man nun bei Marker-Max und einem einzigen Grundwellensignal den Frequenzwert und auch die Amplitude der Wechselspannung bestimmen. Da die Spektrumanalysatoren interne Präzisionsgeneratoren haben, kann die Frequenz relativ genau bestimmt werden. Für $FS \ll 20 \text{ Mhz}$ gilt:

$$df = f_X * (a * t_{XK} + k) + 0,02 * FS + 10 \text{ Hz} \quad (22.25)$$

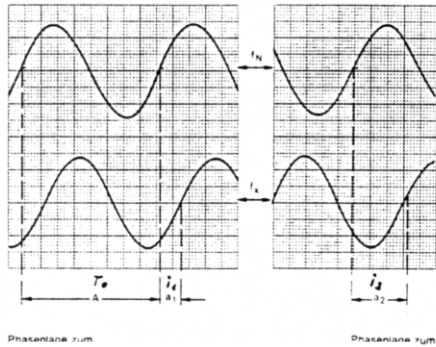
Beispiel: Siehe Gl. 22.22; $FS = \text{Frequency Span} = 10 \text{ kHz}$; $df = 10 \text{ Mhz} * (1 * 10^{-7} / \text{mo} * 10 \text{ mo} + 1,1 * 10^{-6}) + 200 \text{ Hz} + 10 \text{ Hz} = 231 \text{ Hz}$. Beim Vergleich mit einem Zähler ergibt dies ein um den Faktor 10 bis 100 schlechteres Ergebnis.

Ein großer Vorteil ist die Eingangsempfindlichkeit und das unkritische Verhalten gegenüber Modulationen.

Lissajousfiguren: Wenn man bei einem Einkanaloszilloskop die Normalfrequenz auf den vertikalen Kanal und die Prüflingsfrequenz mit gleicher Amplitude und gleicher Frequenz auf den horizontalen Kanal gibt, so ergibt sich eine Gerade beziehungsweise ein Kreis. Bei dieser XY-Darstellung gibt die Abweichung von der Geraden die Abweichung von der Referenzfrequenz an. Durch Messungen der Kreisnulldurchgänge an der X-Achse und der äußeren Kreisformabstände zu zwei verschiedenen Zeiten, lassen sich aus der Maßverhältnissen die Winkel und so die Frequenzabweichung bestimmen. Die Geschwindigkeit der Kreisverformung (Wanderung) ist so ein Maß für die Prüflingsfrequenz. Da die Messung von Längen auf dem Oszilloskopbildschirm recht umständlich ist, wird diese Verfahren üblicherweise nicht mehr angewendet, obgleich mit großer Sorgfalt und geschickt gewählten Meßzeiten eine

Genauigkeit der Messung selbst von $1 \cdot 10^{-10}$ erreicht werden kann. Nachteilig ist auch die niedrige Bandbreite des X-Einganges von einigen hundert Kilohertz.

Triggeroszilloskop: Bei dieser Methode wird ein extern triggerbares Oszilloskop benötigt. Dies kann bei einem Einkanaler über die externe Triggerbuchse mit der Normalfrequenz oder



Triggermessung

bei einem Zweikanaler über die Triggerung mit dem Kanal an dem die Normalfrequenz anliegt geschehen. In beiden Fällen ergibt sich für das Prüflingssignal bei Frequenzgleichheit ein stehendes Bild und bei Ungleichheit läuft die Prüflingsfrequenz nach links oder rechts horizontal durch. Der große Vorteil gegenüber der Lissajoufiguren ist das leichtes Ablesen und die Ausnutzung der vollen Bandbreite der Y-Eingänge. Auch müssen die beiden Frequenzen nicht gleich sein, wenn sie nur in einem festen Verhältnis zueinander stehen. Aus der Driftrichtung kann man ableiten, ob die zu messende Frequenz höher (nach links) oder niedriger (nach rechts) ist.

Ein angenehmer Nebeneffekt ist, daß man in Echtzeit den Frequenzabgleich eines Oszillators beobachten kann.

$$df_x/f_x = ((a_2 - a_1)/A) \cdot 1/t \cdot 1/f_x \quad (22.26)$$

Beispiel: Gleichung 22.26 gilt nur für zwei gleiche Frequenzen: $f_x = f_0$; $a =$ Abstände von Nulldurchgang von Bezugs- und Meßfrequenz zu zwei Meßzeiten; $A =$ Periodenlänge in cm; $t =$ Meßdifferenzzeit; $df_x/f_x = ((16,8\text{cm} - 6,8\text{cm})/41,8\text{cm}) \cdot 1/600 \cdot 5 \cdot 10^6 = 7,7 \cdot 10^{-11}$

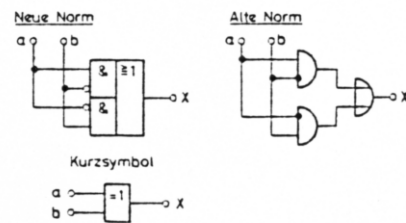
Besser mißt man direkt in den Sekundeneinheiten der Zeitbasis die Werte ab. Bei modernen Oszilloskopen ist das mit der Markerfunktion kein Problem und es ergibt sich die neue Auswerteformel zu.

$$df_x/f_x = (i_2 - i_1)/t \quad (22.27)$$

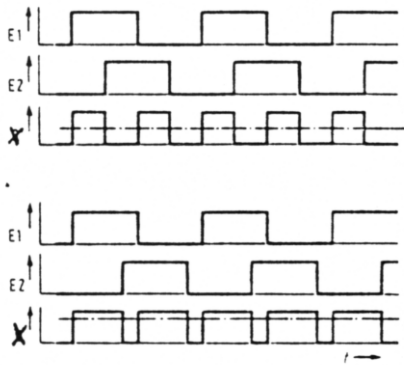
$$df_x/f_x = x \text{ cycle per second} / f_x \quad (22.28)$$

Beispiel: i ähnlich a in s; $i_2 = 54\text{ns}$; $i_1 = 20\text{ns}$; $t = 600\text{s}$; $df_x/f_x = (54 - 20) \cdot 10^{-9} \cdot 1/600 = 5,7 \cdot 10^{-11}$; Mit Gl. 22.28 One cycle = ein 360° Phasendurchlauf; oc in 10s: $0,1/10\text{Mhz} = 1 \cdot 10^{-8}$; oc in 100s: $0,01/10\text{Mhz} = 1 \cdot 10^{-9}$

Phasenregistrierung: Bei dieser häufig angewendeten und äußerst präzisen Methode wird mit einer geeigneten Schaltung die Phasenverschiebung der beiden Signale über der Zeit registriert. Ein großer Vorteil ist die beliebig genaue Frequenzabweichungsbestimmung und ein daraus folgender Nachteil ist die sehr lange Meßzeit. Üblicherweise beträgt sie einige Tage bis zu einem Monat. Zur Bestimmung der Phasenabweichung benötigt man einen digitalen Phasenkomparator, einen Phasenmesser oder ein Vektorvoltmeter. Um nun diese Phasenlage der beiden Eingangsspannungen, die die gleiche Frequenz haben müssen, über der Zeit zu bestimmen, werden die Ergebnisse entweder mit einem x-t Schreiber registriert oder in einen Rechner eingelesen. Über die Änderung der Phasenlage über der Zeit läßt sich eine Aussage über die Frequenzdrift der Prüflingsfrequenz im Verhältnis zur Referenzfrequenz machen. Die Phasenmesser und Vektorvoltmeter werden von verschiedenen Herstellern angeboten und haben Ausgänge deren Spannungen proportional zu

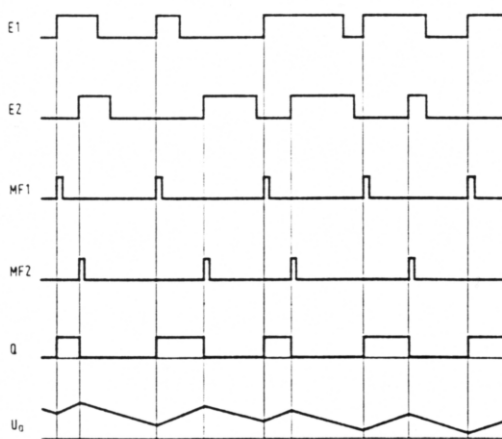
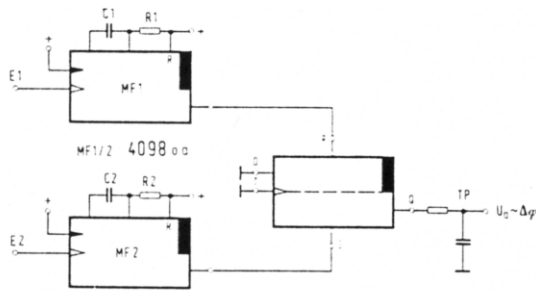


Exklusiv-Oder-Schaltung



Exor bei 90° und 135°

ch e beschrieben werden. Bei der Exklusiv-Oder Schaltung, die nur funktioniert wenn beide Rechtecksignale ein Tastverhältnis von 1:1 haben, wird auf Grund der Binärlogik hinter einem Tiefpaß eine Spannung zwischen 0V (-180°), 5V (0°) und 0V (180°) erzeugt. Die Bestimmung welche Phase vorläuft ist nur mit einer

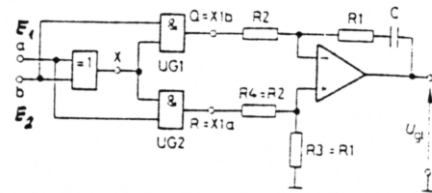


RS-Schaltung mit Signalen

folgen, daß das Flipflop sie nicht mehr trennen kann, wird die Ausgangsspannung

den gemessenen Phasen sind. Der digitale Phasenkomparator ist eine leicht aufzubauende TTL-Schaltung, die auch Kern eines kommerziellen Gerätes sein kann. Es gibt verschiedene Schaltungsvarianten, die aber alle die beiden ankommenden Rechteckimpulse oder Signale über eine einfache Logik auswerten und dann über einen Tiefpaß die erzeugten Differenzsignale, die proportional zur Phasenlage der Signale sind, in eine Gleichspannung umglätten. Die Gleichspannung ist damit auch proportional zur Phasenlage und kann zur Nachsteuerung eines Quarzoszillators (PPL) oder zur Registrierung verwendet werden. Zwei Grundschaltungen von vielen Möglich-

keiten sollen hier etwas ausführli-



Exor mit Vorzeichenerkennung

Zusatzschaltung möglich. Allgemein ist zu beachten, daß die Zeitkonstante des RC-Gliedes ($R \cdot C = 1 / (2 \cdot \pi \cdot f)$) groß gegenüber der Meßfrequenz ist. Nur so steht eine geglättete Gleichspannung zur Verfügung. Die Exor-Schaltung ist als Detektortyp I im CMOS IC 4046 enthalten. Dem Detektortyp II diese ICs entspricht eine Schaltung mit D-Flipflops, die nicht nur phasen-, sondern auch frequenzempfindlich ist und zudem auch die Phasenrichtung erkennt. Eine weitere Schaltung in CMOS-Technik, die sich für unsere Messungen als ideal darstellt, besteht aus je einem Monoflop pro Eingang und einem RS-Flipflop (4013,4043,4044), welches die möglichst kurzen Impulse der Monoflops verarbeitet. Wie bei einem Start-Stop-Zähler schaltet die Anstiegsflanke des Signals an E1 den Ausgang Q des Flipflops an und E2 den Ausgang wieder aus. Die Monoflops dienen nur dazu die Anstiegsflanken der Eingangssignale zu detektieren und in kurze Schaltimpulse umzuwandeln. Daher sind die Tastverhältnisse der Eingangsfrequenzen nicht von Bedeutung und es reicht auch wenn sie nur im ganzzahligen Verhältnis zueinander stehen. Lediglich wenn die R- und S-Impulse so dicht aufeinander folgen, daß das Flipflop sie nicht mehr trennen kann, wird die Ausgangsspannung

unbestimmt. Daher auch die Forderung nach sehr kurzen Impulsen der Monoflops. Doch nun zur Auswertung von den so gewonnenen Informationen mit der Formel 22.29.

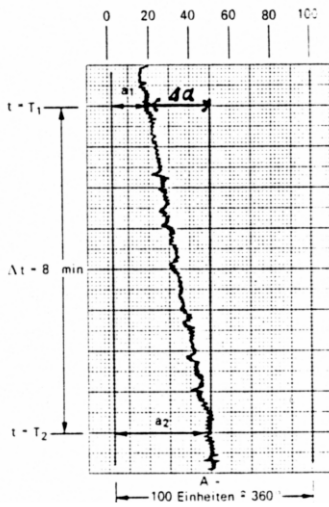
$$r = df_X/f_X = (a_2 - a_1) / (A * (T_2 - T_1) * f_0) \quad (22.29)$$

$$r = df_X/f_X = (-) / (360^\circ * (T_2 - T_1) * f_0) \quad (22.30)$$

$$r = df_X/f_X = 1 / (dt * f_0) \quad (22.31) \quad dt = 1 / (r * f_0) \quad (22.32)$$

$$r = df_X/f_X = dx / (X * dt * f_0) \quad (22.33)$$

Alle Formel von 22.29 bis 22.32 sagen das selbe unter etwas anderen Bedingungen aus. Mit Gleichung 22.29 werden Werte von einem Schreiber, der in Einheiten kalibriert ist, abgelesen. Ähnlich bei 22.33 mit einer cm-Skala. Die Gleichung 22.30 ist direkt in Grad anzuwenden, wobei ein kompletter Phasensprung von 0° bis 360° geht. Die Formel 22.31/32 gilt nur für den 360° Sprung. Es gilt, daß die volle Skalenbreite eines Phasenschreibers einer Periode=360° entspricht. Beim Vergleich von zwei 1Mhz Signalen sind das 1µs. Mit Gl. 22.17 gilt $r = 1\mu s / (60 * 60s * 1 * 10^6 \mu s Hz) = 3,2 * 10^{-10}$. Für die verschiedenen Formel folgen nun Beispiele. Beachte: 1 Std = 3600 s.



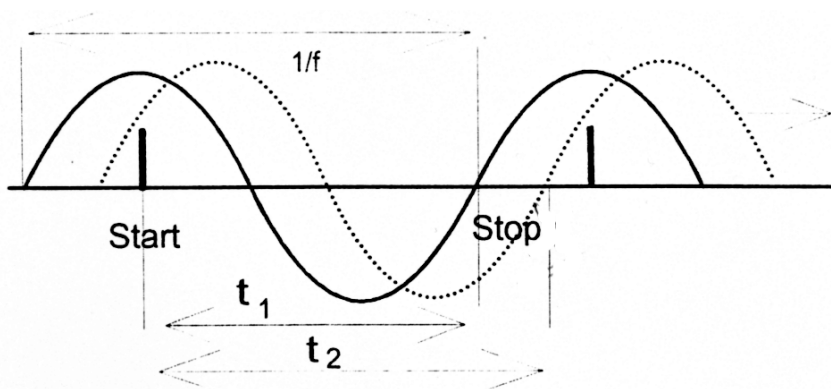
Phasenschreiberauswertung

Beispiele: Mit Bild $r_{22.29} = ((48-20)/(100 * 480s * 5 * 10^6 Hz)) = 1,17 * 10^{-10}$; mit einer Phasendiff. von 3° und 6Min und 1Mhz gilt $r_{22.30} = 3^\circ / (360^\circ * 6 * 60s * 1 * 10^6 Hz) = 2,3 * 10^{-11}$; oder $r_{22.30} = 1,3^\circ / (360^\circ * 60s * 5 * 10^6 Hz) = 1,2 * 10^{-11}$ mit 1,3 Grad Differenz 60s Meßzeit und 5Mhz. Allg. Herleitung $2f = f * 360^\circ = d/dt$ damit gilt $f = 1/360^\circ * (d/dt)$. Für den 360° Sprung mit 1Mhz; $dt = 40Std$: $r_{22.31} = 1 / (40 * 3600s * 1 * 10^6 Hz) = 6,94 * 10^{-12}$ Mit Gl. 22.32 gilt:

$r = 1 * 10^{-10}$	$1 * 10^{-10}$	$1 * 10^{-10}$	$1 * 10^{-9}$	$1 * 10^{-8}$
$f_0 = 100kHz$	10kHz	1Mhz	1Mhz	1Mhz
$dt = 28h$	280h	2,8h	17Min	1,7Min

Bei einer Auswertung mit dem Rechner ist das mühsame auswerten der Schreiberstreifen nicht nötig und über ein Sollfenster können Spezifikationen von Oszillatoren direkt überprüft werden.

Zeitintervallmessung: Diese Messungen können nur mit einem Frequenzzähler durchgeführt



Drift einer Frequenz $dt = t_2 - t_1$ mit fixem Startpunkt

werden, der die Zeitintervallmessung zuläßt. Es wird ein Signal an den einen Eingang zum Starten der Zeitmessung und ein Signal an den anderen Eingang zum Stoppen gelegt Dies geschieht entweder durch eine Flanke des Signals oder den Nulldurchgang. Die Differenzzeit wird zur

Anzeige gebracht. Wichtig ist, daß die Frequenzverschiebung der beiden Frequenzen so klein

ist, damit die Periode nicht mehrfach im Meßfenster verschoben wurde. So darf bei einem Startimpulser von 1 Sekunde die Frequenzabweichung maximal weniger als 1 Hz betragen. Wenn man nun diese Messungen alle 24 Stunden wiederholt, um ein Cäsiumnormal zu kontrollieren, so wird man eine Änderung des Zeitintervalls feststellen. Diese Änderung wird ausgewertet und graphisch dargestellt, um so die Frequenzablage bestimmen zu können. Vorzugsweise wird dazu der Sekundenimpuls des Cäsiumnormals gegen die 77,5 kHz des DCF-77 Normalfrequenzsenders genommen. Der Frequenzzähler darf in seinen Eingangsstufen nicht verändert werden, um so den Triggerfehler zum Beispiel durch Verschieben des Triggerfensters, auszuschließen. Mit Gleichung 22.13 und 22.17 gilt.

$$r = df_x/f_x = dt/dT = (t_2 - t_1)/(T_2 - T_1) \quad (22.34)$$

Beispiele: Mit t_x =Zählerdifferenzergebnisse und T =Meßzeitpunkte. $dt=0,5\mu s$; $dT=6,03h$; $r=0,5 \cdot 10^{-6}/(6,03 \cdot 3600) = 2,3 \cdot 10^{-11}$; $df=r \cdot f=2,3 \cdot 10^{-11} \cdot 1Mhz=23\mu Hz$; Periodendauer der Schwebungsfrequenz: $T_s=1/df=1/23\mu Hz=12,06h$ Für 30 Tage allg.: $r=((t_{30}-t_1) \cdot 1 \cdot 10^{-6} \mu s)/(30 \cdot 24 \cdot 3600)$ mit 24h und 3600s und dt in μs bei $10\mu s$ in 50Tagen ist $r=2,31 \cdot 10^{-12}$

Wie man sieht ist diese Meßart sehr zeitaufwendig aber dafür auch äußerst genau. Mit einer Zeitschaltuhr und einem Rechner ließe sich diese Methode mit Auswertung und Diagrammen praxisnah aufbauen.

Frequenzfehlervervielfacher: Die Firma Adret bietet ein Gerät an, was in kurzer Meßzeit die Frequenzdifferenz zweier Frequenzen mißt und anzeigt. So ist für eine Auflösung von $1 \cdot 10^{-11}$ nur eine Sekunde Meßzeit erforderlich. Es sind aber nur bestimmte ganzzahlige Frequenzen erlaubt und die Abweichung dieser darf nicht zu groß sein. Das Gerät besteht aus Vervielfacherstufen mehreren hintereinandergeschalteten Mischstufen und PPLs. Nur so ist die hohe Auflösung bei geringer Meßzeit zu erreichen. Auch läßt sich hiermit die Kurzzeitstabilität der Oszillatoren beobachten. Besonders für schnelle und genaue Justierungen an Oszillatoren ist dieses Gerät sehr nützlich, aber mit dem Schreiber Ausgang können auch Driftmessungen über einen größeren Zeitraum vorgenommen werden.

Zusammenfassung: Je nach Anwendungsfall und vorhandenen Gerätepark gibt es verschiedene Möglichkeiten Frequenzen zu messen oder zu vergleichen. In der heutigen Zeit ist auch mit den Satelliten des GPS-Systems eine Überwachung der Frequenznormale, wie sie für das DCF-77 beschrieben wurde, weltweit möglich.