

Studienarbeit

# Selbstabgleichender, driftarmer Phasendetektor

Jost Müller

**Betreuer:** Prof. Dr.-Ing. Arne Jacob  
Technische Universität Hamburg-Harburg

Dr. Frank Ludwig  
Deutsches Elektronen-Synchrotron (DESY)

**beendet am:** 18. August 2006

# Inhaltsverzeichnis

|  |           |
|--|-----------|
| <b>1. Einleitung</b>   | <b>3</b>  |
| 1.1. FLASH und XFEL . . . . .  | 3         |
| 1.2. Aufgabenstellung und Ziel . . . . .   | 4         |
| <b>2. Theorie</b>  | <b>5</b>  |
| 2.1. Konzept . . . . .   | 5         |
| 2.2. Phasenrauschen und Phasendriften . . . . .  | 5         |
| 2.3. Hochfrequenzverteilung . . . . .  | 6         |
| 2.3.1. Leistungsteiler und HF-Schalter . . . . .   | 6         |
| 2.4. Phasendetektion . . . . .   | 7         |
| 2.4.1. Ringmischer als rauscharmer Phasendetektor . . . . .                              | 7         |
| 2.4.2. HMC439 als driftarmer Phasendetektor . . . . .                                    | 9         |
| 2.4.3. Beziehung zwischen Ausgangsspannung und Phasendifferenz - $k_{\varphi}$ . . . . . | 9         |
| 2.5. Kombination beider Phasendetektoren . . . . .                                       | 10        |
| <b>3. Entwurf</b>  | <b>12</b> |
| 3.1. Der selbstkalibrierende, driftarme Phasendetektor . . . . .                         | 12        |
| 3.2. Taktsignalerzeugung . . . . .   | 14        |
| <b>4. Phasendriftmessungen</b>   | <b>16</b> |
| 4.1. Messaufbau . . . . .  | 16        |
| 4.2. Messung bei Umgebungstemperatur . . . . .   | 18        |
| 4.3. Messung in der Klimakammer . . . . .  | 20        |
| 4.4. Temperaturabhängigkeiten der Elektronik . . . . .                                   | 22        |
| 4.5. Anpassungsprobleme der Hochfrequenzschalter . . . . .                               | 23        |
| 4.6. Phasenrauschmessungen . . . . .   | 25        |
| <b>5. Zusammenfassung und Ausblick</b>   | <b>26</b> |
| <b>A. Platinenlayout</b>   | <b>28</b> |
| <b>B. Schaltpläne und Verschiedenes</b>  | <b>30</b> |
| B.1. Gesamtschaltplan der Platine . . . . .  | 30        |
| B.2. Digitalteil zur Erzeugung der Schaltsignale . . . . .                               | 31        |
| B.3. PSpice Simulationsschaltung . . . . .   | 32        |
| B.4. Kalibrierung der Elektronik . . . . .   | 32        |
| B.5. Inbetriebnahme und Probleme . . . . .   | 33        |

# 1. Einleitung

## 1.1. FLASH und XFEL

Diese Arbeit wurde durchgeführt und betreut beim Deutschen Elektronen-Synchrotron (DESY) am Standort Hamburg, das sich seit 1959 mit der Entwicklung und dem Betrieb von Teilchenbeschleunigern zur Untersuchung fundamentaler Eigenschaften von Materie und Kräften befasst. Aktuell wird der Linearbeschleuniger XFEL (X-Ray Free-Electron-Laser) zur Erzeugung kohärenter Strahlung im weichen Röntgenbereich entwickelt. Als Testumgebung für den 3.4km langen XFEL, dessen Baubeginn 2007 erfolgt und der 2013 den Betrieb aufnehmen soll, wird derzeit beim DESY der 250m lange Beschleuniger FLASH (Free Electron LASer in Hamburg) betrieben. Mit der Erzeugung von kohärenter, gepulster Röntgenstrahlung mit Wellenlängen im Bereich einiger Nanometer und Pulsbreiten unter 100fs soll die Möglichkeit geschaffen werden, chemische Reaktionen dynamisch zu messen und Materialstrukturen im Bereich von einigen Nanometern zu untersuchen.

Abbildung 1.1 zeigt den prinzipiellen Aufbau von FLASH. Die Erzeugung der Röntgenstrahlung beruht auf dem SASE-Effekt (Self-Amplified Spontaneous Emission). Dabei werden vorbeschleunigte Elektronenpakete im sogenannten Undulator auf Slalombahnen gelenkt und erzeugen so kohärente Synchrotronstrahlung. Durch Wechselwirkung dieser Strahlung mit den Ladungen werden diese teilweise wieder beschleunigt, andere strahlen erneut und reduzieren so ihre Geschwindigkeit. Auf diese Art entstehen kleine Elektronenpakete (microbunches) im Abstand einer Wellenlänge der entstehenden Strahlung und erzeugen wiederum Synchrotronstrahlung, die sich sukzessive selbst verstärkt und so kohärentes, hochintensives Licht erzeugt. Aktuell wird mit FLASH eine Wellenlänge von 13nm erreicht. Über die Energie der Elektronen kann die Wellenlänge variiert werden, was eine hohe Strahlqualität voraussetzt. Die in den Beschleunigermodulen erzeugten Hochfrequenzfelder müssen daher mit höchster zeitlicher Genauigkeit und Stabilität erzeugt und verteilt werden. Hierzu werden Phasendetektoren benötigt, die diesen hohen Anforderungen genügen müssen.

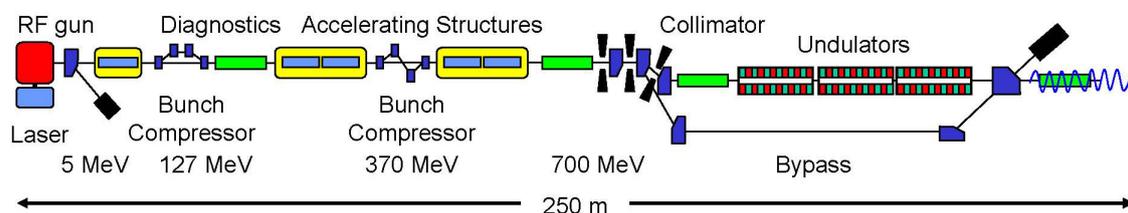


Abbildung 1.1.: Der Linearbeschleuniger Flash

## 1.2. Aufgabenstellung und Ziel

Im Rahmen dieser Studienarbeit sollte ein drift- und rauscharmer Phasendetektor entwickelt werden. Herkömmlich erhältliche Detektoren genügen bezüglich ihrer Rausch- und Drifteigenschaften nicht den hohen Anforderungen beispielsweise eines ‘Freie Elektron Lasers‘ (FEL), wie er derzeit beim Deutschen Elektronen-Synchrotron (DESY) entwickelt wird. Die hier eingesetzten Phasendetektoren werden u.a. zur Frequenzerzeugung und -verteilung in PLL’s (Phase locked Loop’s) eingesetzt und erfordern höchste Langzeitstabilität.

Bei einer Arbeitsfrequenz  $f_0 = 1.3GHz$ , der Schwingfrequenz der beim FLASH verwendeten Beschleunigerresonatoren, soll der hier entwickelte Phasendetektor nicht mehr als

$$\Delta t_{eff} = 10fs \quad (1.1)$$

driften, was bei dieser Frequenz einer Phasendifferenz

$$\Delta\varphi = 0.005^\circ \quad (1.2)$$

entspricht.

Rauscharme Phasendetektoren wie z.B. herkömmliche Ringdiodenmischer bieten nicht die gewünschten Drifteigenschaften [5]. Auch integrierte Bauteile wie der AD8302 von Analog Devices oder der HMC439 von Hittite Microwave Corporation erreichen nicht die geforderten Werte [7]. Zur Verbesserung der Drifteigenschaften wurde deshalb ein neues Verfahren entwickelt, welches in dieser Arbeit aufgebaut und getestet wurde [3].

## 2. Theorie

### 2.1. Konzept

Ein Phasendetektor misst die relative Phasenlage zweier Signale üblicherweise gleicher Frequenz  $f_0$  als eine zu dieser Phasendifferenz proportionale Gleichspannung.

Das Prinzip des hier entwickelten Phasendetektors ist in Abbildung 2.1 dargestellt. Die Eingangsphasendifferenz  $\varphi_{LO} - \varphi_{HF}$  zweier sinusförmiger Hochfrequenzsignale gleicher Frequenz wird nach der Teilung durch zwei Leistungsteiler jeweils drift- bzw. rauscharm gemessen und im Basisband mit Hilfe eines komplementären Filters kombiniert. Dieses Filter besteht aus einem Hochpass für das rauscharme und einem Tiefpass für das driftarme Detektorsignal und hat eine Eckfrequenz von einigen  $Hz$ , wodurch Rauscheigenschaften des driftarmen sowie Drifteigenschaften des rauscharmen Detektors vernachlässigt werden können. Voraussetzung für eine getreue Nachbildung des Messsignals nach Addition beider Detektorsignale ist eine komplementäre Filtercharakteristik dieser Filter bei gleicher Eckfrequenz.

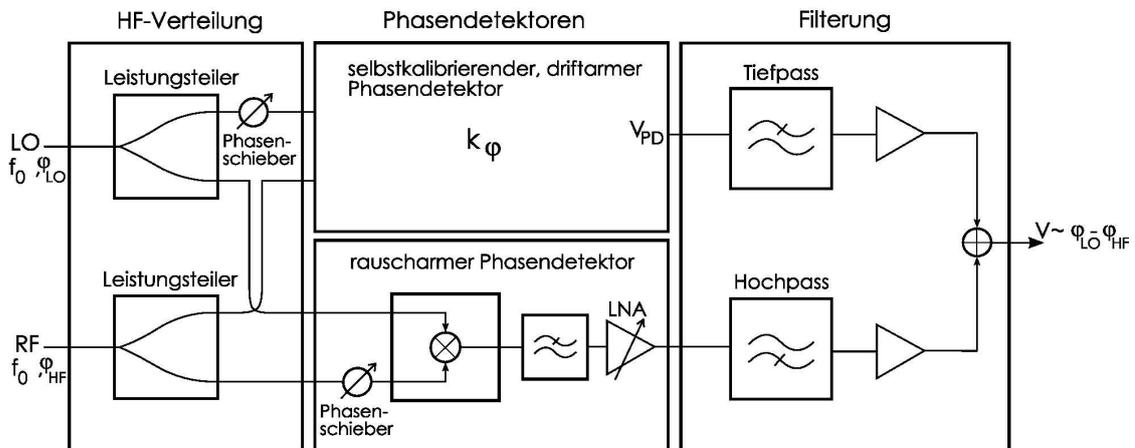


Abbildung 2.1.: Messaufbau eines kombinierten Phasendetektors, bestehend aus einem drift- und einem rauscharmen Detektor

### 2.2. Phasenrauschen und Phasendriften

Phasenrauschen ist die zeitliche Phasenfluktuation  $\Delta\varphi(t)$  eines harmonischen Signals

$$u(t) = \hat{U} \cos [2\pi f_0 + \Delta\varphi(t)] \quad (2.1)$$

und lässt sich in der spektralen Leistungsdichte durch Frequenzanteile neben der Trägerfrequenz beobachten. Als Maß der Phasenschwankungen innerhalb einer bestimmten Bezugs-

bandbreite  $B$  wird die (bezogene) spektrale Leistungsdichte des Phasenrauschens

$$S_\varphi(f_m) = \frac{\Delta\varphi_{eff}^2}{B} \left[ \frac{RAD^2}{Hz} \right] \quad (2.2)$$

mit der Ablagefrequenz  $f_m$  vom Träger verwendet. Sie beschreibt die Leistung bei der Frequenz  $f_m$  im Verhältnis zur Leistung bei der Trägerfrequenz  $f_0$  bezogen auf eine 1Hz Bandbreite. Innerhalb der Bandbreite  $[f_1, f_2]$  erhält man den integrierten Zeitjitter  $\Delta t_{eff}$  bzw. Phasenjitter  $\Delta\varphi_{eff}$  des Signals über  $S_\varphi(f_m)$ :

$$\Delta t_{eff} = \frac{1}{2\pi f_0} \Delta\varphi_{eff}, \quad \Delta\varphi_{eff} = \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} 2S_\varphi(f_m) df}. \quad (2.3)$$

Das Phasenrauschen der Eingangssignale an den Detektoren wird zusätzlich zu deren Eigenrauschen über den Konversionskoeffizienten des Detektors  $k_\varphi$  auf Amplitudenrauschen umgesetzt. Weitere Rauschbeiträge, beispielsweise durch Verstärken des Phasendifferenzsignals, erhöhen das gesamte Amplitudenrauschen, das am Ausgang schließlich als Phasenrauschen der Eingangssignale interpretiert wird.

Phasendriften können als Phasenrauschen von Oszillatoren in einem Band sehr nahe am Träger  $f_0$  interpretiert werden, beschreiben also sehr langsame Änderungen der Phase. Eine Messung der Phasendrift über das Leistungsdichtespektrum ähnlich der Phasenrauschmessung ist jedoch aufgrund der Nähe zum Träger im Spektralbereich messtechnisch aufwendig und kann im Zeitbereich instantan gemessen und durch

$$\Delta t(t) = \frac{1}{2\pi f_0} \Delta\varphi(t) \quad (2.4)$$

beschrieben werden.

Zur Umrechnung in eine Phasendifferenz  $\Delta\varphi$  wird die Ausgangsspannung  $V_{PD}$  eines Phasendetektors durch eine Proportionalitätskonstante  $k_\varphi$  dividiert. Die Phasendifferenz am Ausgang eines Phasendetektors ist gegeben durch

$$\Delta\varphi = \frac{V_{PD}}{k_\varphi}, \quad (2.5)$$

bzw. der instantane Zeitjitter

$$\Delta t = \frac{V_{PD}}{k_\varphi \cdot 2\pi f_0}. \quad (2.6)$$

## 2.3. Hochfrequenzverteilung

Das gesamte Hochfrequenzsystem ist für den Betrieb bei einer Frequenz von  $1.3GHz$  ausgelegt und optimiert. Die Leistungsteiler, Hochfrequenzschalter, Filter, Phasenschieber und -detektoren sind modular und werden über SMA-Verbindungen miteinander verschraubt.

### 2.3.1. Leistungsteiler und HF-Schalter

Die zu vergleichenden Eingangssignale werden zunächst symmetrisch an zwei Leistungsteilern auf jeweils drei Ausgänge geteilt, wobei der nicht benötigte dritte Ausgang am HF-Pfad mit

$50\Omega$  abgeschlossen wird. Um die Temperaturabhängigkeit der Leistungsteiler möglichst klein zu halten, werden Teiler mit Widerstandsnetzwerken anstelle von Transformatoren verwendet.

Wie später gezeigt wird, werden zum Aufbau des driftkompensierten Detektors Hochfrequenzschalter benötigt. Der hier ausgewählte HMC349 von Hittite wurde auf einem sogenannten Evaluationboard verwendet, das eine bequeme Nutzung durch SMA-Verbindungen bietet. Um die Isolation von ca.  $40dB$  eines Schalters zu erhöhen, wurden drei Schalter entsprechend Abbildung 2.2 konfiguriert. Die Isolation beträgt so  $67dB$  bei  $1.3GHz$ .

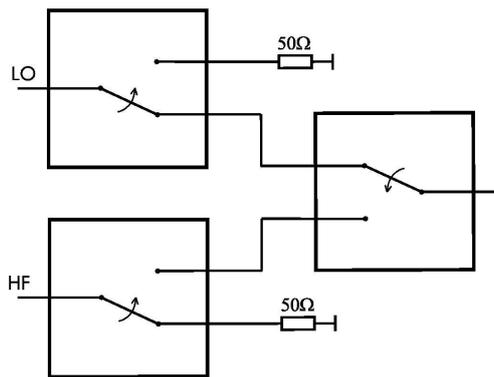


Abbildung 2.2.: Konfiguration der HF-Schalter zu Erhöhung der Isolation

## 2.4. Phasendetektion

### 2.4.1. Ringmischer als rauscharmer Phasendetektor

Zur rauscharmen Detektion der schnellen Phasenänderungen wurde ein Level-7 Ringmischer als Phasendetektor betrieben, wie er in Abbildung 2.3 zu sehen ist. Gegenüber anderen passiven Mixern haben Ringmischer einen höheren Gewinn und die Eigenschaft der Entkopplung der drei Signalkreise voneinander [1].

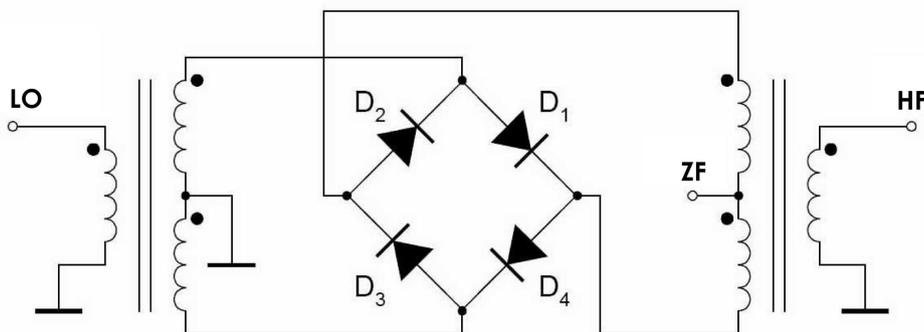


Abbildung 2.3.: Ringmischer

Die vier Dioden werden mit dem Lokaloszillatorsignal periodisch angesteuert, wodurch

sich ein Leitwert der Dioden ergibt:

$$G(\omega_L t + \phi_L) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g_n \cdot e^{j(n(\omega_L t + \phi_L))} \quad (2.7)$$

mit

$\omega_L \equiv$  Lokaloszillatorfrequenz

$\phi_L \equiv$  Phasenlage Lokaloszillator

Wird der Mischer nun am RF-Tor mit einem Signal beschaltet, beträgt die Kleinsignalspannung über jeder Diode  $V_{HF}(\omega_R t + \phi_R)$ . Der Diodenstrom ist demnach

$$i_D = G(\omega_L t + \phi_L) \cdot V_{HF}(\omega_R t + \phi_R) \quad (2.8)$$

$V_{HF}$  ausgedrückt durch

$$V_{HF} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} v_m \cdot e^{j(m(\omega_{HF} t + \phi_{HF}))}, \quad (2.9)$$

führt mit 2.5, 2.6 und 2.7 auf

$$i_D = \sum_{m,n=-\infty}^{\infty} g_n v_m \cdot e^{j(n(\omega_L t + \phi_L) + m(\omega_{HF} t + \phi_{HF}))} \quad (2.10)$$

Ein Ringmischer gemäß Abbildung 2.3 besitzt am ZF-Tor den Strom

$$i_D = \frac{1}{2} \cdot (i_{D2} - i_{D1} + i_{D4} - i_{D3}) \quad (2.11)$$

mit  $i_{Dk}$  durch die Diode k. Setzt man Gleichung 2.8 in 2.9 ein, so erhält man mit ungeraden n,m

$$I_{ZF} = - \sum_{n,m=-\infty}^{\infty} 2g_n v_m \cdot e^{j(n(\omega_L t + \phi_L) + m(\omega_{HF} t + \phi_{HF}))} \quad (2.12)$$

Bei der Verwendung als Phasendetektor ist es nun notwendig, alle Mischprodukte mit  $n * m \neq -1$  herauszufiltern. Besitzen beide Eingangssignale gleiche Frequenzen, d.h.  $\omega_R = \omega_L$  und gilt  $g_{-1} = g_1$  bzw.  $v_1 = v_{-1}$ , dann ergibt sich der Strom

$$I_{ZF} = -2g_1 v_1 \cdot [e^{j(\phi_L - \phi_{ZF})} + e^{-j(\phi_L - \phi_{HF})}]$$

$$I_{ZF} = 4g_1 v_1 \cdot \cos(\phi_L - \phi_R) \quad (2.13)$$

bzw.  $V_{IF}$  bei einer Last R

$$V_{ZF} = 4g_1 v_1 R \cdot \cos(\phi_L - \phi_R) \quad (2.14)$$

Wenn nun als Kleinsignalarbeitspunkt eine Phasendifferenz der Eingangssignale von  $\Delta\phi = 90^\circ$  bzw.  $270^\circ$  gewählt wird, ergibt sich für die Ausgangsspannung

$$V_{ZF} \approx \pm 4g_1 v_1 R \cdot (\phi_L - \phi_R - 90^\circ). \quad (2.15)$$

Durch entsprechende Anpassung der Kabellängen lässt sich diese Differenz grob einstellen und anschließend mit Hilfe eines Phasenschiebers, wie in Abbildung 2.1 ersichtlich ist, genau abgleichen, wobei der hier verwendete Schieber bei 1.3GHz einen Einstellbereich von  $30^\circ$  bietet.

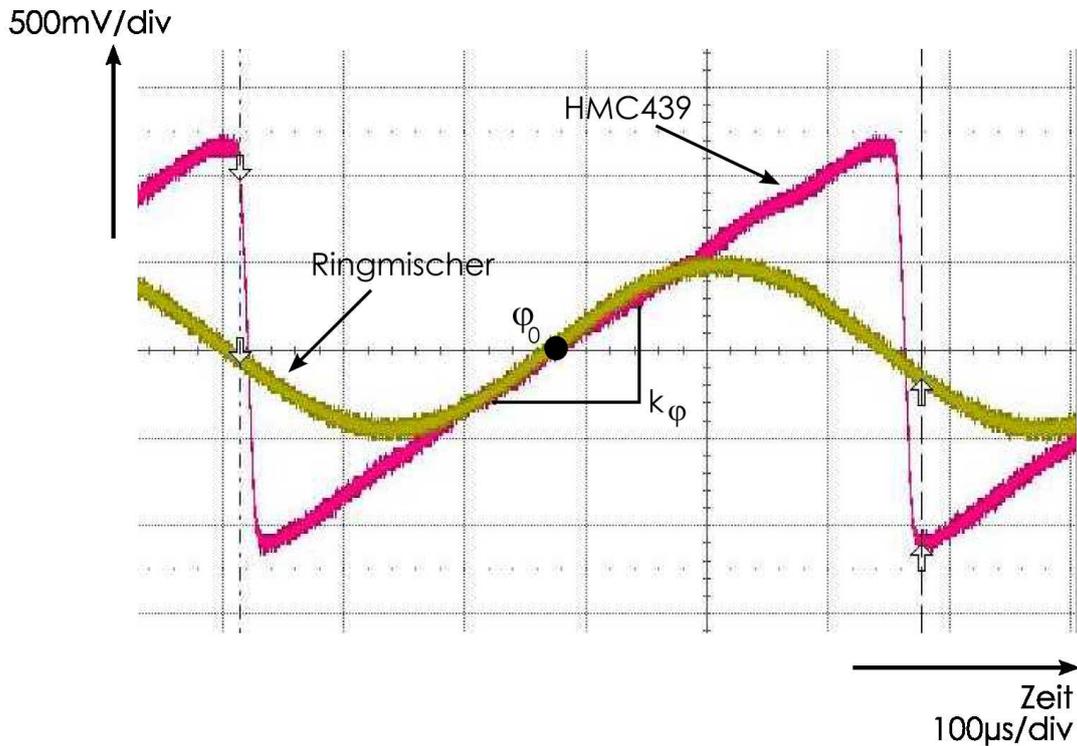
### 2.4.2. HMC439 als driftarmer Phasendetektor

Für den driftarmen Phasendetektor wurde der HMC439 von Hittite auf einem Evaluation-board verwendet. Dieser digitale Phasendetektor kann in einem Bereich von  $-\pi < \Delta\varphi < \pi$  bei einer maximaler Eingangsfrequenz von  $1.3GHz$  arbeiten und lässt sich mit Eingangsleistungen von  $\pm 10dBm$  beschalten. Die Funktion eines digitalen Phasendetektors beruht auf dem Prinzip der Erzeugung eines gepulsten Signals, dessen Pulsbreite proportional zur Phasendifferenz ist [2]. Hierzu werden aus zwei Hochfrequenzsignalen gleicher Frequenz rechteckförmige Signale erzeugt und an einem D-Flip-Flop miteinander verglichen. Das so generierte Ausgangssignal wird anschließend über einen Integrator als Phasendifferenzspannung ausgegeben.

### 2.4.3. Beziehung zwischen Ausgangsspannung und Phasendifferenz - $k_\varphi$

Der rauscharme als auch der driftarme Phasendetektor aus Abbildung 2.1 messen die Phasendifferenz bei gleicher Frequenz und beinahe gleicher Phasenlage. Die beiden Kennlinien sind in Abbildung 2.4 gezeigt. Die Ausgangsspannung im Kleinsignalarbeitspunkt  $\varphi_0$  befindet sich in einem kleinen Spannungsintervall um Null herum. Zu große Phasenabweichungen würden, hauptsächlich verursacht durch den Mischer, zu starken Verzerrungen führen, da die Kennlinien zunehmend nichtlinear werden. Das Verhältnis von Ausgangsspannung zur Phasendifferenz in diesem Bereich wird durch die Proportionalitätskonstante  $k_\varphi$  beschrieben. Da diese Steigungen beider Detektoren unterschiedlich sind, ist es notwendig vor der Addition des driftkompensierten mit dem rauscharmen Differenzsignal eine der beiden Kennlinien anzupassen. Hierzu wird das Mischerausgangssignal mit einem rauscharmen Verstärker angepasst.

Zur eigentlichen Messung von  $k_\varphi$  werden zwei Signale bei  $f_1 = 1.3GHz$  und  $f_2 = f_1 + 2kHz$  miteinander verglichen. Die beiden Kennlinien sind in Abbildung 2.4 gezeigt. Das Mischerausgangssignal mit der Differenzfrequenz wurde hier bereits zur Anpassung verstärkt.

Abbildung 2.4.: Kennlinienverläufe der Detektoren zur Bestimmung von  $k_\varphi$ 

## 2.5. Kombination beider Phasendetektoren

Voraussetzung für die verzerrungsfreie Überlagerung beider Signale ist eine absolut identische, jedoch komplementäre Charakteristik beider Filter.

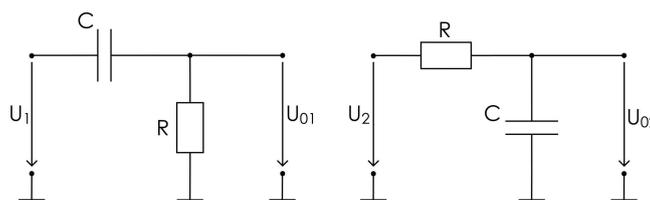


Abbildung 2.5.: Hoch- und Tiefpass-Filter erster Ordnung

Die Ausgangsspannungen werden durch

$$U_{01} = U_1 \cdot \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC} \quad \text{und} \quad U_{02} = U_2 \cdot \frac{1}{1 + j\omega RC} \quad (2.16)$$

beschrieben. Bei identischen Bauteilen ergibt sich für beide Filter die gleiche Eckfrequenz

$$f_c = \frac{1}{RC}$$

So müssten beispielsweise für Filter erster Ordnung gemäß Abbildung 2.5 zwei vollkommen identische Kondensatoren und Widerstände gefunden werden, was praktisch nicht realisierbar ist. Alternativ zur Filterung und anschließender Addition ist eine Anordnung gemäß Abbildung 2.6 möglich. Die Ausgangsspannung beträgt in diesem Fall

$$U_0 = \frac{U_1 j\omega RC + U_2}{1 + j\omega RC} = U_{01} + U_{02}. \quad (2.17)$$

In dieser Konfiguration werden also beide Filter und die anschließende Addition mit nur zwei diskreten Bauelementen realisiert, wobei eine vollkommen komplementäre Charakteristik gewährleistet ist, gleichgültig ob die verwendeten Bauteile in ihren absoluten Werten schwanken.

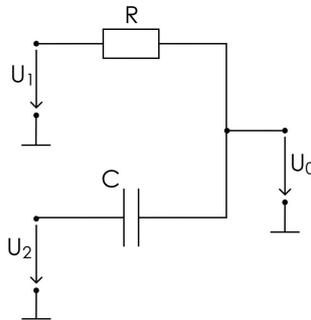


Abbildung 2.6.: Hoch- und Tiefpass-Filter erster Ordnung in komplementärer Anordnung

## 3. Entwurf

### 3.1. Der selbstkalibrierende, driftarme Phasendetektor

Mit Hilfe des selbstkalibrierenden Prinzips soll nun ein driftarmer Phasendetektor gemäß Abbildung 3.1 untersucht werden.

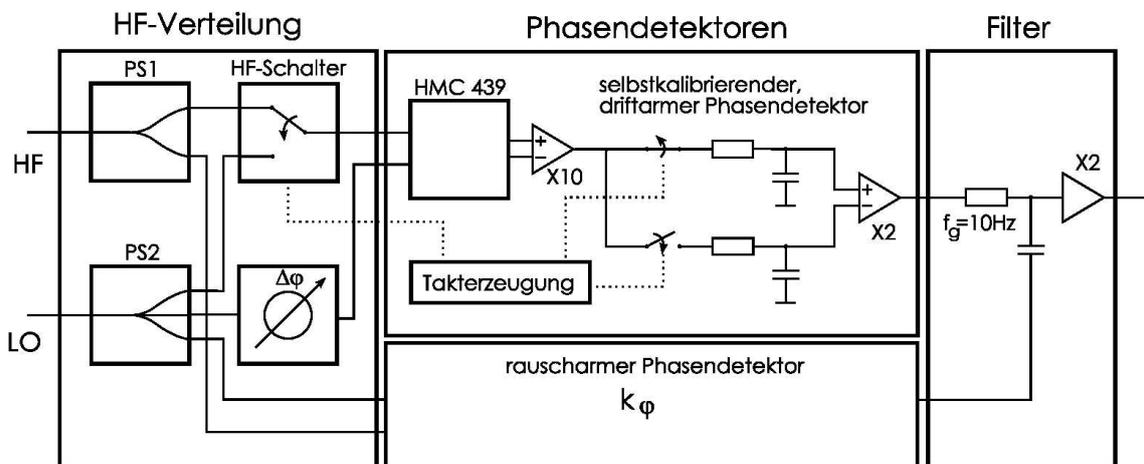


Abbildung 3.1.: Prinzipschaltbild des Aufbaus mit Selbstabgleichschaltung und Komplementärfilter

Die zwei an den Leistungsteilern PS1, PS2 geteilten Hochfrequenzsignale werden während einer Messphase am digitalen Phasendetektor HMC439 miteinander verglichen und das gemessene Signal mit Hilfe einer Sample-And-Hold Stufe gespeichert. Anschließend wird der Detektor in einer Abgleichphase mit zwei voll korrelierten Signalen beschaltet. Bleibt am Ausgang des Detektors dennoch eine von Null verschiedene Ausgangsspannung, so ist u.a. dies bei voll korrelierten Eingangssignalen auf Driften des Detektors z.B. durch Temperaturschwankungen zurückzuführen. Die so entstandene Fehlerspannung wird von der zuvor gemessenen Messspannung subtrahiert, wodurch der Phasendetektor weitestgehend driftkompensiert ist, da Temperatureinflüsse im Vergleich zur Abgleichfrequenz langsame Prozesse darstellen.

Die Abgleichschaltung mit den Sample-And-Hold-Stufen zeigt Abbildung 3.2. Über zwei invertiert getaktete Sperrschicht-Feldeffekttransistoren werden die Speicherkondensatoren der beiden Sample-And-Hold-Stufen geladen. Ein schnelles Entladen verhindern die beiden FET-Eingangsstufen der folgenden Impedanzwandler, während die Transistoren hochohmig sind [4]. Zur Kompensation der durch die FETs verursachten Schalteffekte werden zusätzlich zwei weitere Transistoren mit den gleichen Taktsignalen getaktet. Liegt am Source-Kontakt dieser Transistoren Nullpotential, so sind am Kondensator lediglich durch das Takten entstandene

Pulse zu erkennen. Durch Subtraktion wiederum können diese Schalteffekte dann im eigentlichen Signal kompensiert werden.

Gleichzeitig kann diese Schaltung dazu genutzt werden, Offsets z.B. durch unterschiedliche Längen der beiden Kabel zwischen HF-Schalter und Leistungsteiler und einer damit verbundenen Phasendifferenz zu kompensieren, indem ein von Null verschiedenes Potential an den Source-Kontakten der beiden zusätzlichen Transistoren anliegt.

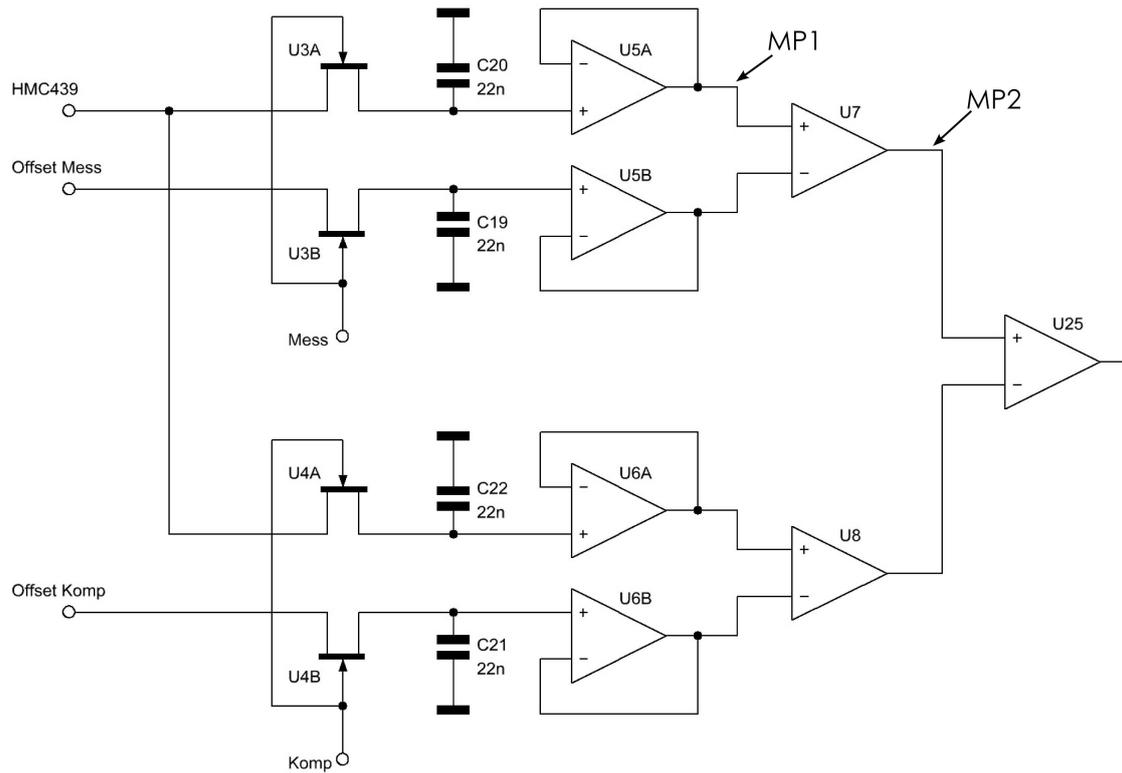


Abbildung 3.2.: Abgleichschaltung und Sample-And-Hold-Stufe

Die Schaltung für den Selbstabgleich wurde vor der Fertigung mit der Software PSpice simuliert und entwickelt. Probleme, wie die Schalteffekte der Feldeffekttransistoren, konnten so erkannt und minimiert werden, wie am Beispiel der Simulationsergebnisse in Abbildung 3.3 zu sehen ist. Die diesen Simulationen zugrundeliegenden Messpunkte MP1 bzw. MP2 ergeben sich aus Abbildung 3.2, ein detaillierter Schaltplan der Simulation befindet sich im Anhang.

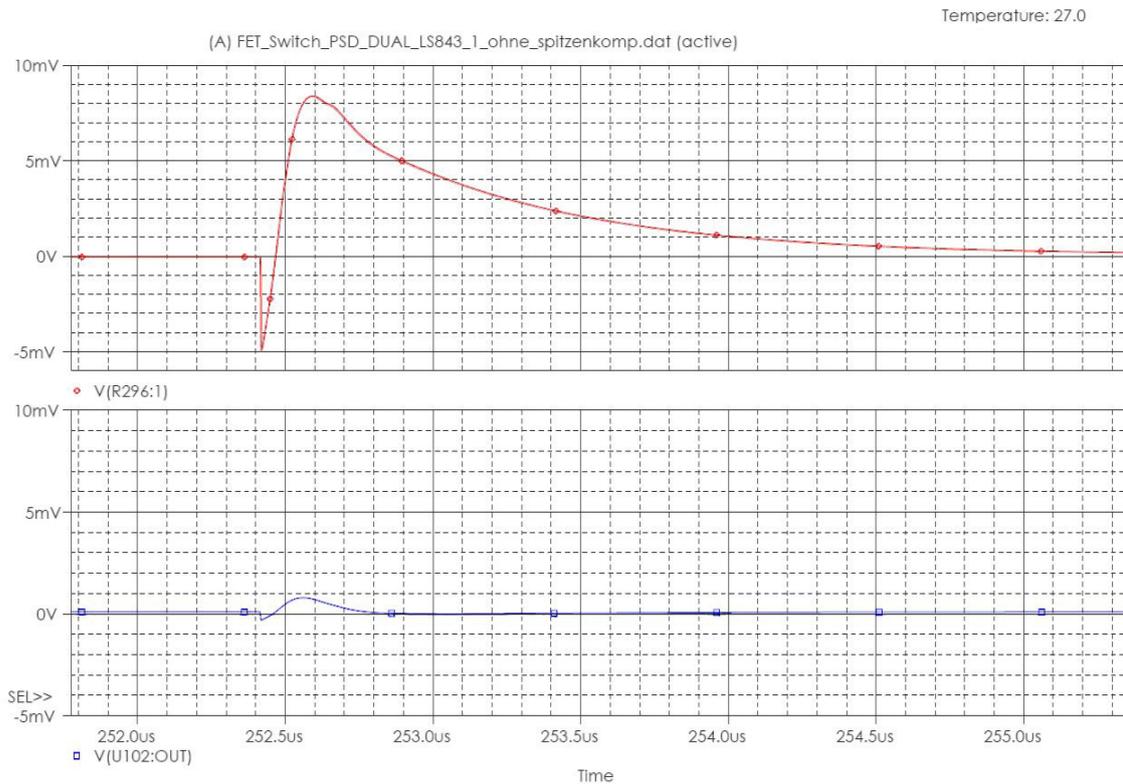


Abbildung 3.3.: Ergebnis der Simulation, oben: Schalteffekte der Transistoren (MP1), unten: Signal nach Kompensation dieser Effekte (MP2)

## 3.2. Taktsignalerzeugung

Um die Ansteuerung der HF-Schalter sowie der Feldeffekttransistoren möglichst variabel gestalten zu können, werden die Taktzeiten auf ein EEPROM gebrannt und durch repetitives Auslesen des Speichers abgerufen. Somit ist eine große Flexibilität beim Testen unterschiedlicher Frequenzen gewährleistet.

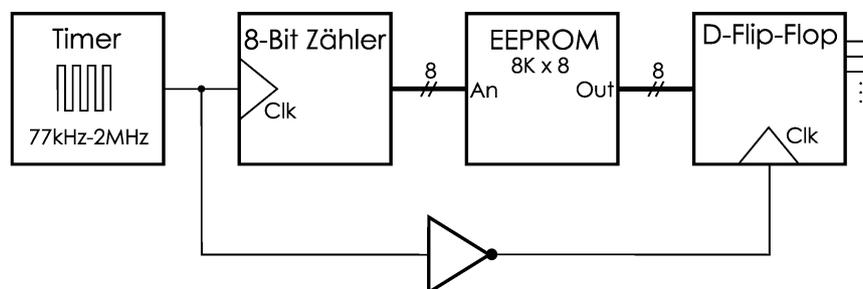


Abbildung 3.4.: Erzeugung der Schaltsignale

Wie Abbildung 3.4 zeigt, wird dazu zunächst ein unsymmetrischer Takt mit einem Timer-

IC erzeugt, dessen Frequenz sich über einen Bereich von  $77\text{kHz}$  bis  $2\text{MHz}$  verstimmbar lässt. Ein so getakteter 8-Bit Binärzähler ist mit den Adresseingängen des EEPROM verbunden und liest damit die ersten  $2^8 = 256$  Speicherzellen aus. Das hier verwendete ROM besitzt eine Wortbreite von 8Bit, wodurch sich theoretisch 8 Ausgangskanäle ergeben. Um die Frequenz nochmals zu verdoppeln, wird ein Taktdurchlauf an den Ausgängen mit 128 Taktzyklen des Timers realisiert. Somit kann eine Schaltfrequenz von  $600\text{Hz}$  bis  $16\text{kHz}$  bei einer Auflösung von  $13\mu\text{s}$  bis  $500\text{ns}$  eingestellt werden. Die Ausgänge des Speichers werden zu einem definierten Schaltzeitpunkt an einem D-Flip-Flop Gatter übernommen, das invertiert zum Binärzähler getaktet wird. Die Zugriffszeit des EEPROM darf daher die Zeit nicht überschreiten, die der Takt logisch 1 ist.

Insgesamt müssen drei Taktsignale bereitgestellt werden:

- Ansteuerung der HF-Schalter,
- Sample-And-Hold-Stufe für das Messsignal
- Sample-And-Hold-Stufe für das Kompensationssignal

Bedingt durch eine begrenzte Schaltzeit der Hochfrequenzschalter dürfen die Feldeffekttransistoren das entsprechende Signal nicht gleichzeitig mit der Schaltflanke übernehmen. Alle Messungen wurden bei einer Frequenz von ca.  $715\text{Hz}$  durchgeführt, wobei die Mess- und Abgleichsignale ca.  $90\mu\text{s}$  nach Änderung der Taktsignale übernommen werden. Die drei Signale sind mit TTL-Pegel in Abbildung 3.5 dargestellt.

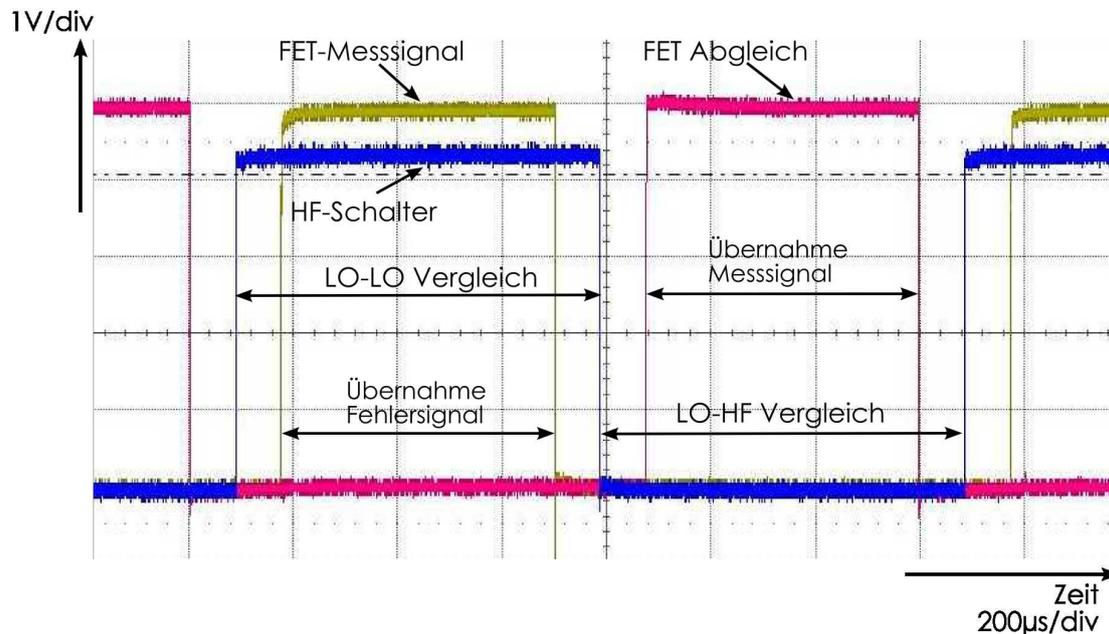


Abbildung 3.5.: Taktsignale zur Ansteuerung des driftarmen Phasendetektors

## 4. Phasendriftmessungen

### 4.1. Messaufbau

Der Messaufbau ist in Abbildung 4.1 dargestellt, ein Foto des Systems ohne Generatoren, Datalogger und Netzteile in Abbildung 4.2.

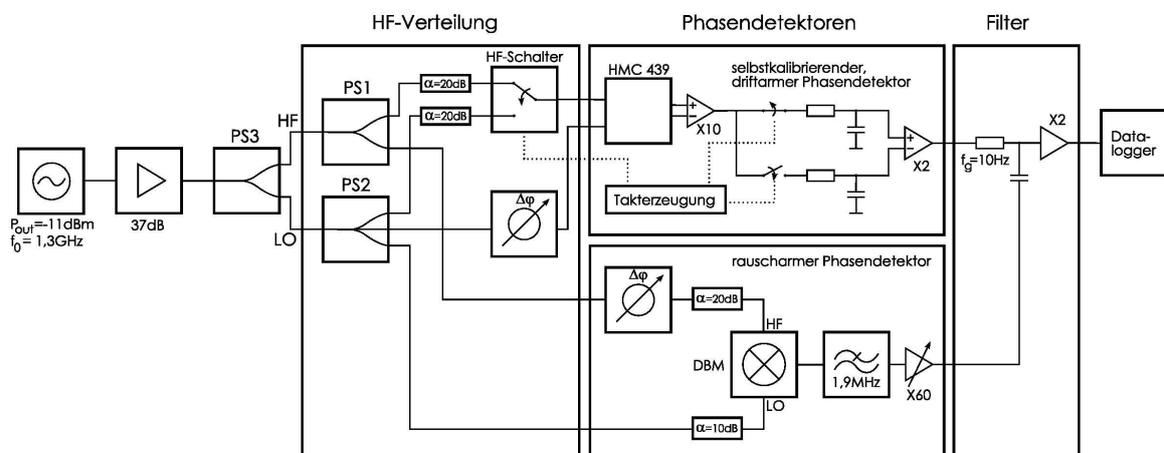


Abbildung 4.1.: Blockdiagramm des Messaufbaus zur Charakterisierung des Phasendetektors

Die beiden Eingangssignale wurden für die Driftmessungen mit nur einer Quelle erzeugt und anschließend an einem dritten Leisterteiler PS3 geteilt, womit die Phasenlage beider Signale zueinander weitestgehend gleich bleibt und die Driften des Generators nicht mit in die Messungen eingehen. Das den Messungen zugrundeliegende  $k_\varphi$  beträgt  $132\text{mV}/^\circ$ .

Zur Messung der temperaturabhängigen Phasendriften wurde der Ausgang des Systems an einem 24 Bit Datenschreiber mit einem Messintervall von 10 Sekunden betrieben. Zusätzlich wurden an bestimmten Messpunkten auf der Platine Spannungen erfasst, um die Temperatureigenschaften der Elektronik charakterisieren zu können. Die Temperaturmessungen erfolgten ebenfalls durch den Schreiber mittels Sensoren, die an der Aluminiumplatte und auf dem digitalen Phasendetektor angebracht wurden. Alle Ergebnisse der Messungen sind mit der auf der Aluminiumplatte gemessenen Temperatur dargestellt, die am Detektor gemessene Temperatur lag konstant um  $2.5^\circ\text{C}$  darüber.

Vor Beginn der Messungen muss der gesamte Aufbau zunächst abgeglichen werden. Dazu wird die Phasenlage der Mischereingangssignale auf  $90^\circ$ , die des digitalen Detektors auf  $0^\circ$  gestellt. Zusätzlich müssen die durch die Elektronik verursachten Offsets abgeglichen werden. Eine ausführliche Beschreibung dieses Abgleichs befindet sich im Anhang.

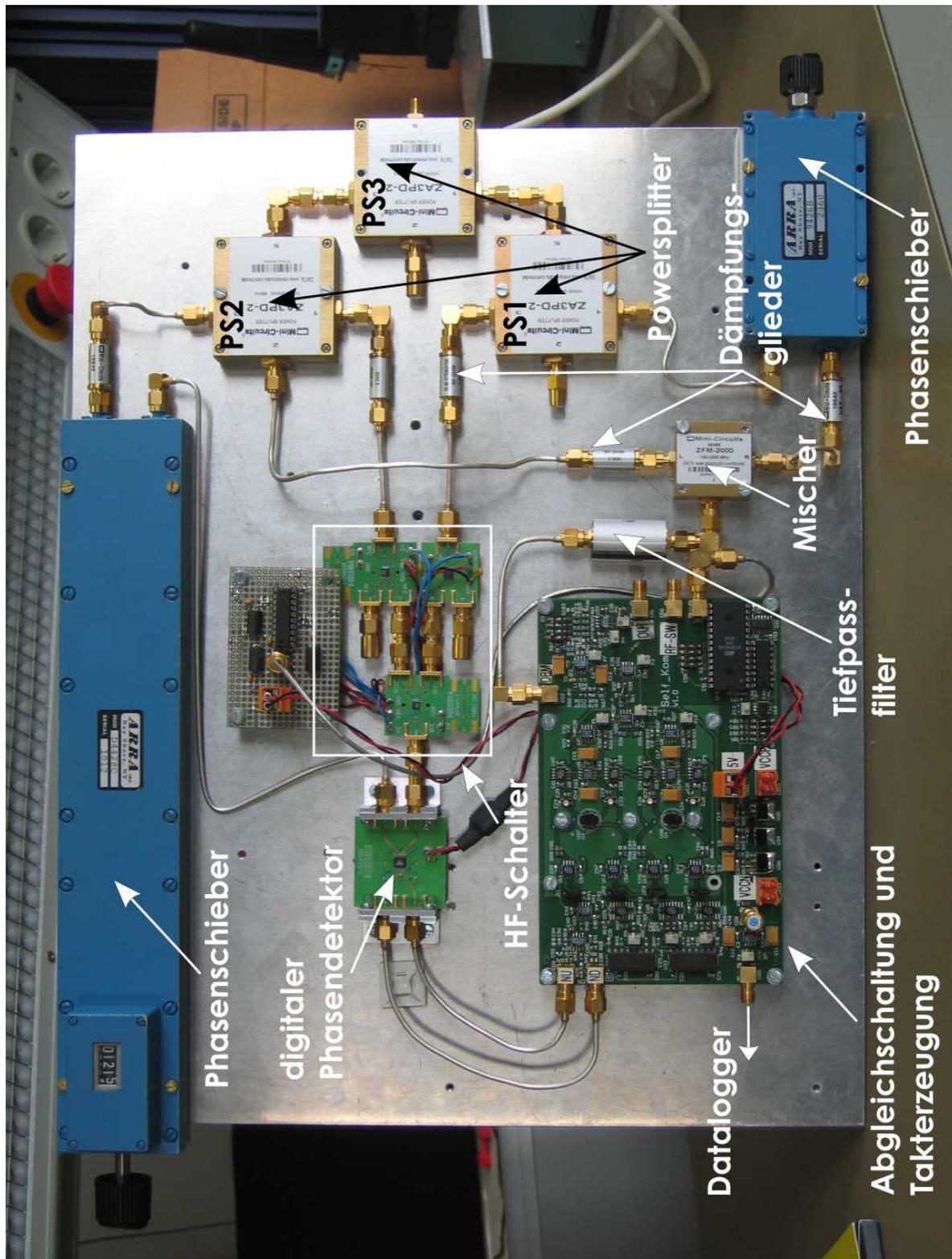


Abbildung 4.2.: Messaufbau zur Charakterisierung des Phasendetektors

Da die Anpassungsprobleme der Schalter noch nicht vollständig beseitigt werden konnten, sind alle Messungen zunächst ohne den rauscharmen Phasendetektor durchgeführt worden. Der Kondensator des Komplementärfilters wurde hierzu mischerseitig mit Nullpotential verbunden. Schnelle Änderungen der Phasenlage beider Eingangssignal blieben somit zwar unberücksichtigt, jedoch war die Temperaturkompensation ohne Einschränkung betriebsfähig.

Zur Verdeutlichung des Selbstabgleichs ist es möglich, sowohl temperaturkompensiert als auch unkompensiert zu messen, indem per Jumper der Abgleichteil eingangsseitig genullt wird und somit wirkungslos bleibt.

## 4.2. Messung bei Umgebungstemperatur

Erste Messungen wurden im Labor unter Einfluss der Umgebungstemperatur durchgeführt, wobei zunächst die Temperaturdrift des Detektors ohne die Schalter und mit ungetaktetem System gemessen wurde. Das Ergebnis dieser Messung ist in Abbildung 4.3 zu sehen. In einem Bereich von einigen Grad Celsius ändert sich die Ausgangsspannung bei konstanter Phasenlage der Eingänge um 5ps während einer Messdauer von 16 Stunden.

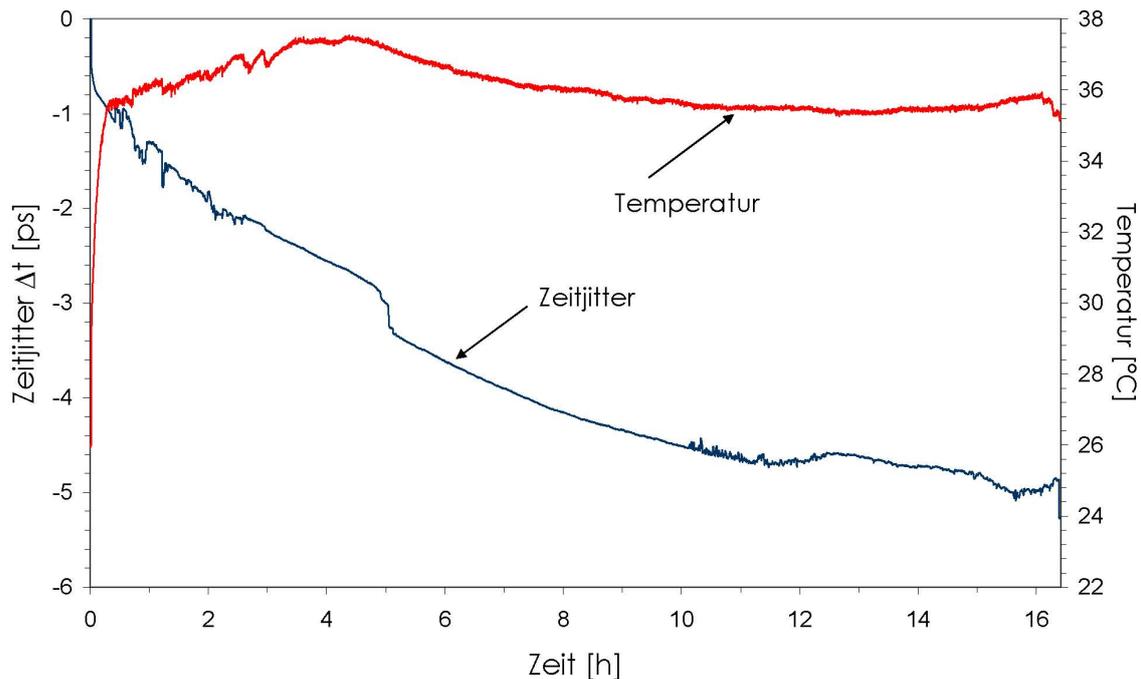


Abbildung 4.3.: Driftmessung ohne Selbstabgleich

Diese Messung wurde für weitere 20 Stunden mit eingeschalteter Kompensation wiederholt. Das Ergebnis zeigt Abbildung 4.4. Bei annähernd konstanter Temperatur wurde hier ein Zeitjitter von  $\Delta T = 3,3fs$  erreicht.

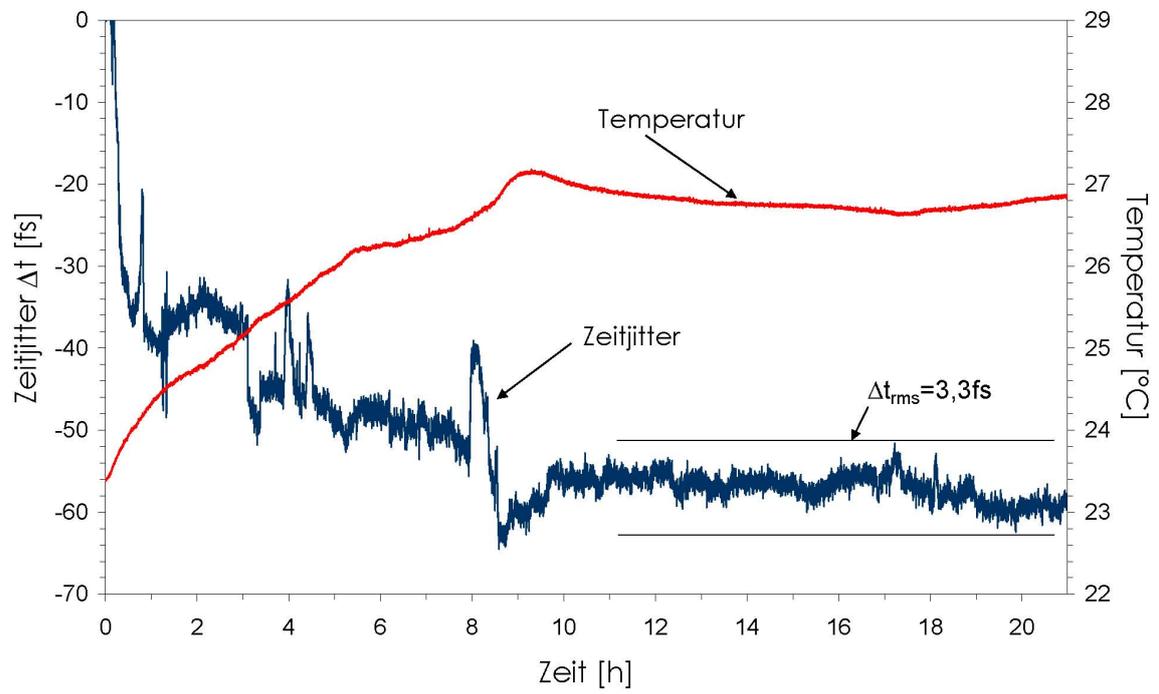


Abbildung 4.4.: Driftmessung mit Selbstabgleich

### 4.3. Messung in der Klimakammer

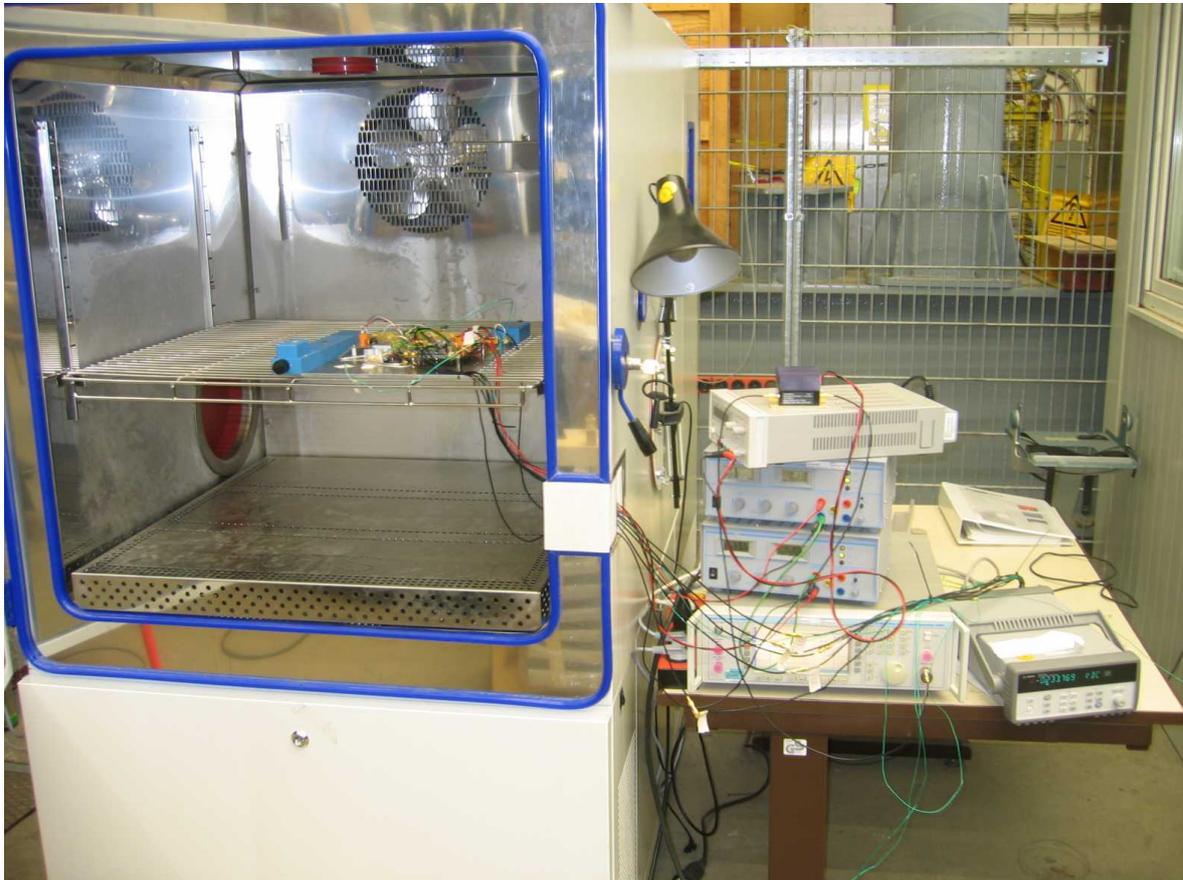


Abbildung 4.5.: Messaufbau temperaturabhängiger Phasendriften in der Klimakammer

Um die Temperaturabhängigkeit zu untersuchen, wurden alle weiteren Messungen in einer Klimakammer durchgeführt, in der sich Feuchte und Temperatur über lange Zeiträume einstellen lassen. Für die Messungen wurde ein Temperaturprofil erstellt, wie es in Abbildung 4.6 zu sehen ist (rote Kurve). Innerhalb der Klimakammer befanden sich die HF-Verteilung, die Detektoren sowie die Abgleichschaltung. Ein Signalgenerator, ein Hochfrequenzverstärker, die Spannungsversorgung sowie der Datenschreiber wurden außerhalb der Kammer aufgebaut.

In Abbildung 4.6 ist ein Vergleich der Ergebnisse dargestellt, wobei eine Verbesserung der Driften für einen  $30^{\circ}\text{C}$  Temperatursprung deutlich zu erkennen ist. Bei unkompensierter Messung bewegen sich die Änderungen in einem Bereich von 8ps, wogegen bei eingeschalteter Kompensation die Werte nur noch um 200fs variieren. Zum Vergleich sind zusätzlich die Phasendriften des AD8302 bei gleichem Temperaturprofil dargestellt.

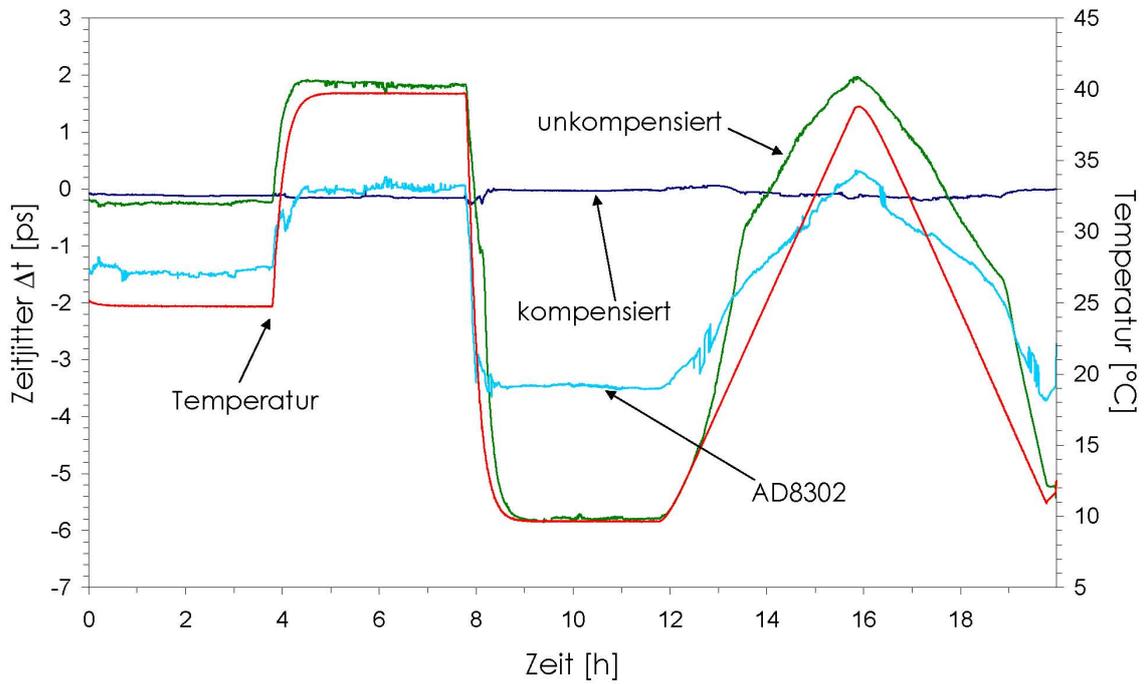


Abbildung 4.6.: Vergleich zwischen kompensierter und unkompensierter Driftmessung in der Klimakammer

Abbildung 4.7 zeigt eine leichte im Mittel verbleibende Korrelation zwischen Temperatur und Phasenänderung im kompensierten System.

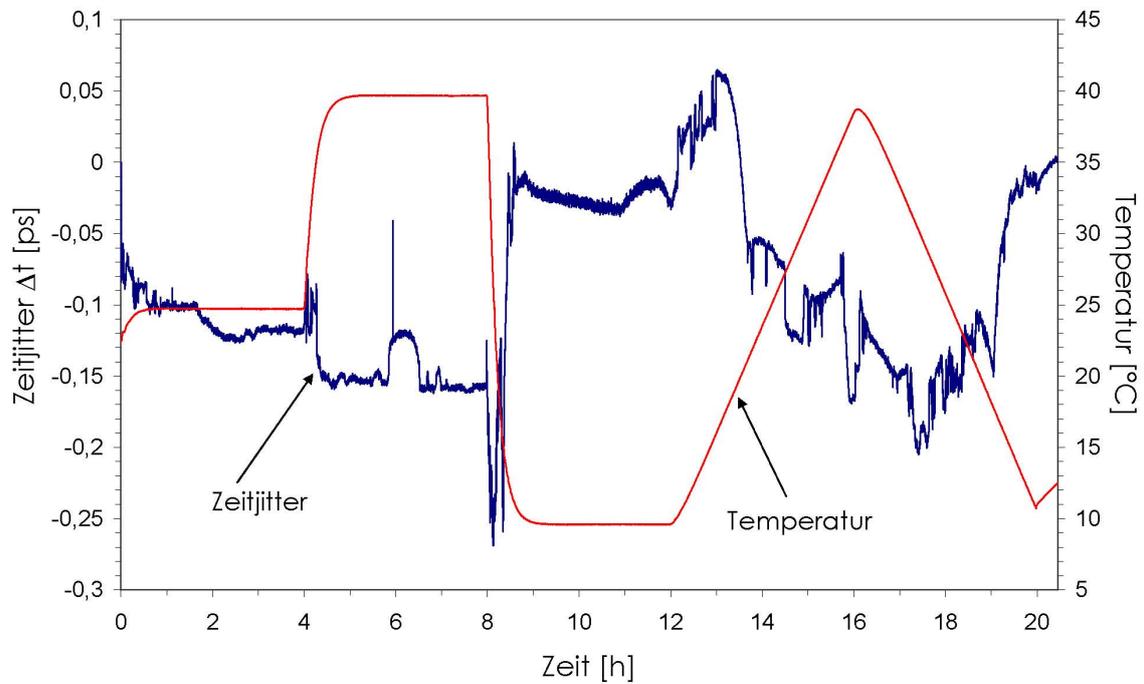


Abbildung 4.7.: Messung in der Klimakammer bei eingeschalteter Kompensation

Für die quadratischen mittleren Abweichungen in den Bereichen konstanter Temperatur, sowie die absoluten Änderungen bei Temperatursprüngen ergaben sich für beide Messungen zusammenfassend folgende Werte:

|   | unkompensiert | kompensiert | AD8302 |
|---|---------------|-------------|--------|
| $\Delta t$ , Sprung 40 $\rightarrow$ 10°C | 8ps           | 250fs       | 3.5ps  |
| $\Delta t$ , Sprung 10 $\rightarrow$ 40°C | 8ps           | 80fs        | 3.5ps  |
| $\Delta t_{eff}$ , konstant 25°C          | 46fs          | 3fs         | 110fs  |
| $\Delta t_{eff}$ , konstant 40°C          | 83fs          | 27fs        | 98fs   |
| $\Delta t_{eff}$ , konstant 10°C          | 48fs          | 13fs        | 58fs   |

#### 4.4. Temperaturabhängigkeiten der Elektronik

Um die Temperatureigenschaften der zur Kompensation benötigten Elektronik zu untersuchen, wurden die Messungen in der Klimakammer erneut durchgeführt, wobei der dem digitalen Phasendetektors folgende Differenzverstärker eingangsseitig kurzgeschlossen wurde. Die Ausgangsspannung ausgedrückt als Zeitjitter in fs ist in Abbildung 4.8 zu sehen. Wie zu erwarten war, trägt die Elektronik ihren Teil zur Temperaturdrift auch im kompensierten System bei. Gründe hierfür sind unter anderem die Temperaturabhängigkeit der

- verwendeten Operationsverstärker,
- deren Beschaltung durch Widerstände,
- Spannungsreferenzen,
- Leckströme von Elektrolytkondensatoren.

In einer weiteren Messung konnte gezeigt werden, dass der Einfluss der Referenzspannungen dabei verschwindend gering bleibt. Die mittlere quadratische Abweichung der zeitlichen Änderung beträgt  $3.5\text{fs}$  und entspricht einer Spannungsdifferenz von  $0.2\text{mV}$ . Einflüsse der Elektronik tragen einen erheblichen Teil zum Zeitjitter bei und sollten minimiert werden.

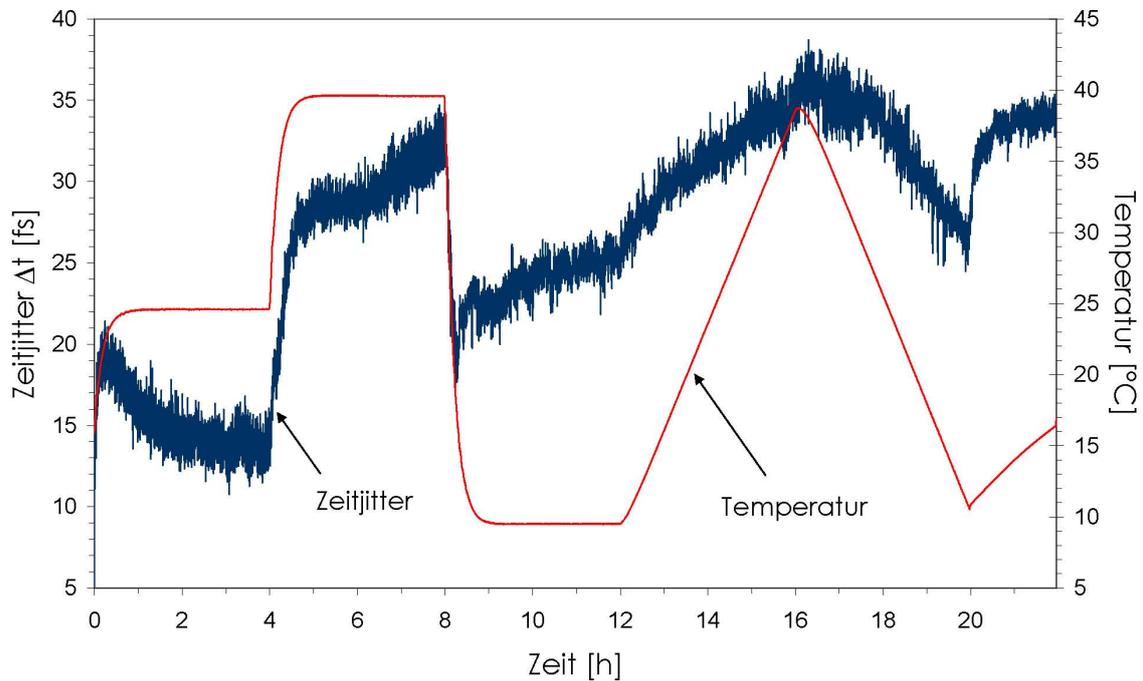


Abbildung 4.8.: Driften der Elektronik

#### 4.5. Anpassungsprobleme der Hochfrequenzschalter

Fehlanpassungen bei den Schaltern verursachen über die Leistungsteiler eine Überlagerung des reflektierten Signals und der Signale am Eingang des Ringmischers. Wenn der Reflexionsfaktor nun in beiden Schalterstellungen unterschiedliche Werte besitzt, wirkt sich dies auch in unterschiedlichen Phasenlagen der Signale je nach Schalterstellung aus. Eine Messung am Ausgang des Ringmischers zeigt Abbildung 4.9. Der Spannungsversatz zwischen beiden Schalterstellungen beträgt  $\Delta V = 20\text{mV}$ , was einem zeitlichen Jitter von  $\Delta t = 320\text{fs}$  entspricht.

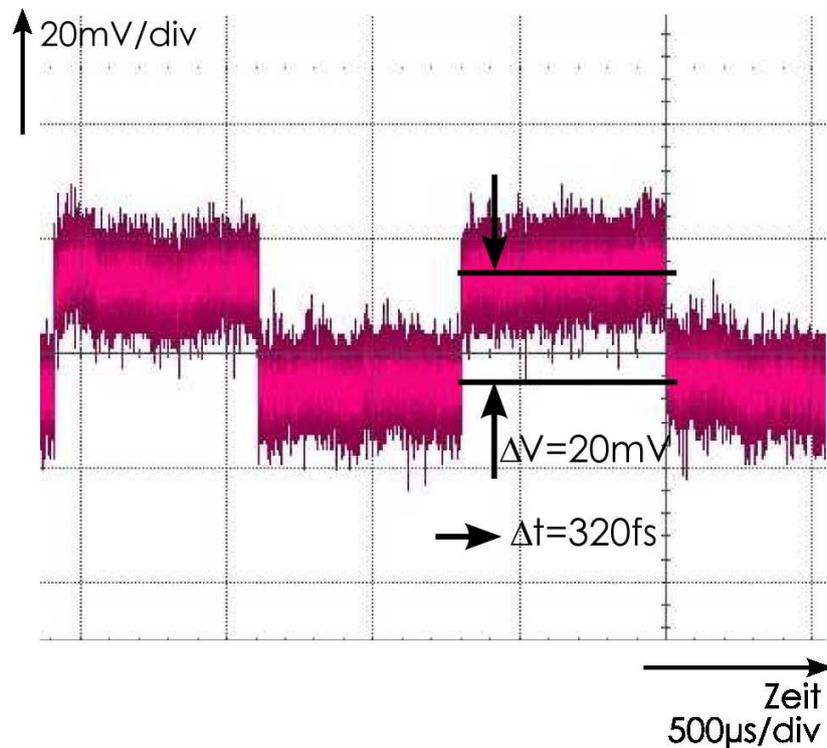


Abbildung 4.9.: Anpassungsprobleme der HF-Schalter

Die S-Parameter des Schalters bei  $1.3\text{GHz}$  gemessen vom RF-Eingang zum Ausgang betragen bei offenem Schalter

$$\begin{pmatrix} -17,1\text{dB} & -1,7\text{dB} \\ -1,9\text{dB} & -17\text{dB} \end{pmatrix}$$

und bei geschlossenem Schalter

$$\begin{pmatrix} -20,4\text{dB} & -66,7\text{dB} \\ -67,3\text{dB} & -17\text{dB} \end{pmatrix}.$$

Demnach variiert der Reflexionsfaktor zwischen  $-17,1\text{dB}$  und  $-20,4\text{dB}$ . Die zur Aussteuerung benötigten  $7\text{dBm}$  am LO-Eingang des Mixers erfordern aufgrund der Teilung an den Leistungsteilern eine Eingangsleistung von  $12\text{dBm}$ . Bei einer Isolation von  $25\text{dB}$  an den Splitttern addieren sich reflektierte Anteile von  $-10\text{dBm}$  bzw.  $-13\text{dBm}$  zu den  $7\text{dBm}$  Signalen. Beträgt die Phasendifferenz der Stör- zu den Nutzsignalen genau  $\frac{\pi}{2}$ , ergibt sich eine maximale Phasenänderung von  $\Delta\varphi = 4,6^\circ$ .

Eine Verbesserung der Anpassung wäre mit einem neuen Hochfrequenzdesign für die Schalter-IC's möglich. Ein anderer Ansatz zu Minimierung der aus der Fehlanpassung resultierenden Effekte ist die Beseitigung der reflektierten Anteile durch Richtkoppler oder Zirkulatoren als Richtungsleitungen.

Durch den Einbau von Richtungsleitungen zwischen den Leistungsteilern und den Schaltern konnten die Probleme um ein Vielfaches verringert werden.<sup>1</sup>

Die für die Messungen benutzte Methode beschreibt Abbildung 4.1. Zwischen den Leistungsteilern und dem Schalter wurden Dämpfungsglieder mit einer Dämpfung von jeweils  $20dB$  geschaltet. Die Eingangsleistung wird jetzt entsprechend erhöht, so dass am Schalterausgang immer noch die erforderlichen Pegel vorhanden sind. Der reflektierte Anteil wird erneut gedämpft und addiert sich hinter den Leistungsteilern zu einem wiederum großen Eingangssignal, wodurch die Phasenänderung des resultierenden Signals gering bleibt. Die Eingangsleistungen am Ringmischer sollten daher so groß wie möglich gewählt werden. Mit diesem Aufbau beträgt die Fehlspannung zwischen beiden Schalterstellungen noch  $2mV$ , was einer Phasendifferenz von  $0,015^\circ$  entspricht. Um eine nötige Eingangsleistung von ca.  $25dBm$  zu erreichen, sollte das Generatorsignal verstärkt werden.

## 4.6. Phasenrauschmessungen

Aufgrund der beschriebenen Anpassungsprobleme an den Hochfrequenzschaltern sind alle Messungen ohne den Ringdiodenmischer geschehen, was eine aussagekräftige Phasenrauschmessung nicht möglich machte. Verantwortlich für das Phasenrauschen des gesamten Aufbaus sind außer dem Mischer die Elektronikkomponenten zur Anpassung des  $k_\varphi$ .

---

<sup>1</sup>Nachteile ergaben sich jedoch in der enormen Temperaturabhängigkeit dieser mit Ferriten aufgebauten Zirkulatoren. Starke Veränderungen der Ausgangsspannung war ebenfalls bei Einbringen metallischer Gegenstände in die Nähe der Richtungsleitungen zu erkennen. Zwar besitzen die Richtkoppler nur eine geringe Temperaturabhängigkeit, jedoch schaffen sie nur bedingt Abhilfe.

## 5. Zusammenfassung und Ausblick

Die bisherigen Messungen haben gezeigt, dass der hier getestete Selbstabgleich deutliche Verbesserungen der Temperaturstabilität gegenüber einzelnen kommerziell erhältlichen Phasendetektoren brachte. Bei einer konstanten Temperatur von 25°C wurde ein zeitlicher Effektivwert-Jitter von  $\Delta t = 3fs$  erreicht, womit das Prinzip des Selbstabgleichs eine Verbesserung um einen Faktor 30 brachte.

Optimiert werden muss dieses System nicht nur bei der Anpassung der Hochfrequenzschalter, auch die Dimensionen des Aufbaus sind in der momentanen Form nicht praxistauglich. So sollte idealerweise das Hochfrequenzdesign zusammen mit den anderen Funktionen auf einer Platine mit allen verwendeten Bauelementen integriert werden.

Wird die Phasenverschiebung von 90° zwischen den beiden Signalen an den Eingängen des Mischers durch entsprechende Leitungslängen erzeugt, könnte so auf die großen Phasenschieber verzichtet werden. Verbleibende Offsets ließen sich mit Hilfe der Referenzspannungen abgleichen. Es würden zudem die Leitungen sowie Konnektoren zwischen den einzelnen Komponenten entfallen, was die Stabilität bezüglich Temperaturschwankungen erhöhen würde. Auf die Evaluationboards von Hittite für die Schalter- und Phasendetektor-IC's könnte ebenfalls verzichtet werden.

Um eine optimale Temperaturabhängigkeit der Elektronik zu erreichen, sind weitere Messungen erforderlich, um die Ursachen der gemessenen Schwankungen möglichst genau eingrenzen und beheben zu können. Ein weiterer Ansatz zur Reduzierung dieser Beiträge könnte die digitale Umsetzung der gemessenen Phasendifferenzsignale sein, wodurch die umfangreiche Elektronik für den Selbstabgleich entfallen würde.

Bei der Hochfrequenzverteilung könnten temperaturstabilere Widerstände in den Leistungsteilern Verbesserung bringen. Möglicherweise sind auch Teiler, deren Funktion ausschließlich auf der Verwendung von Mikrostreifenstrukturen basieren, die bessere Wahl.

Erweitert werden kann das Konzept außerdem dadurch, dass die zu vergleichenden Signale unterschiedliche Frequenzen aufweisen. Damit wäre das System beispielsweise in einer PLL zur Frequenzvervielfachung einsetzbar, wobei sich der nötige Frequenzteiler innerhalb des Abgleichs befindet und damit genau wie der Phasendetektor temperaturkompensiert wird.

## **Danksagung**

Ich möchte mich ganz herzlich bei allen bedanken, die mich bei dieser Arbeit unterstützt haben, insbesondere bei Herrn Prof. Dr. Jacob für die Übertragung dieser Aufgabe, Betreuung und das Interesse an meiner Arbeit.

Besonderer Dank gebührt Dr. F. Ludwig, der mich beim DESY betreut und maßgeblich bei der Umsetzung seiner Idee, natürlich aber auch bei der Entwicklung eigener unterstützt hat. Danken möchte ich auch I. Ludwig, der mir ganz besonders bei den praktischen Problemen zur Seite stand.

Für die Finanzierung des Projektes danke ich dem EUROFEL-Projekt unter dem Leiter der Low-Level-RF Gruppe von Dr. S. Simrock für die Einbindung in eine produktive wissenschaftliche Arbeitsatmosphäre, sowie für die Bereitstellung der Mittel und Räume für die praktische Umsetzung der interessanten Aufgabe.

Danken möchte ich auch H. Weddig für die Unterstützung durch zahlreiche Tips und B. Lorbeer, M. Hoffmann, A. Brandt und M. Felber für die zahlreichen Diskussionen und eine freundliche und angenehme Arbeitsatmosphäre.

# A. Platinenlayout

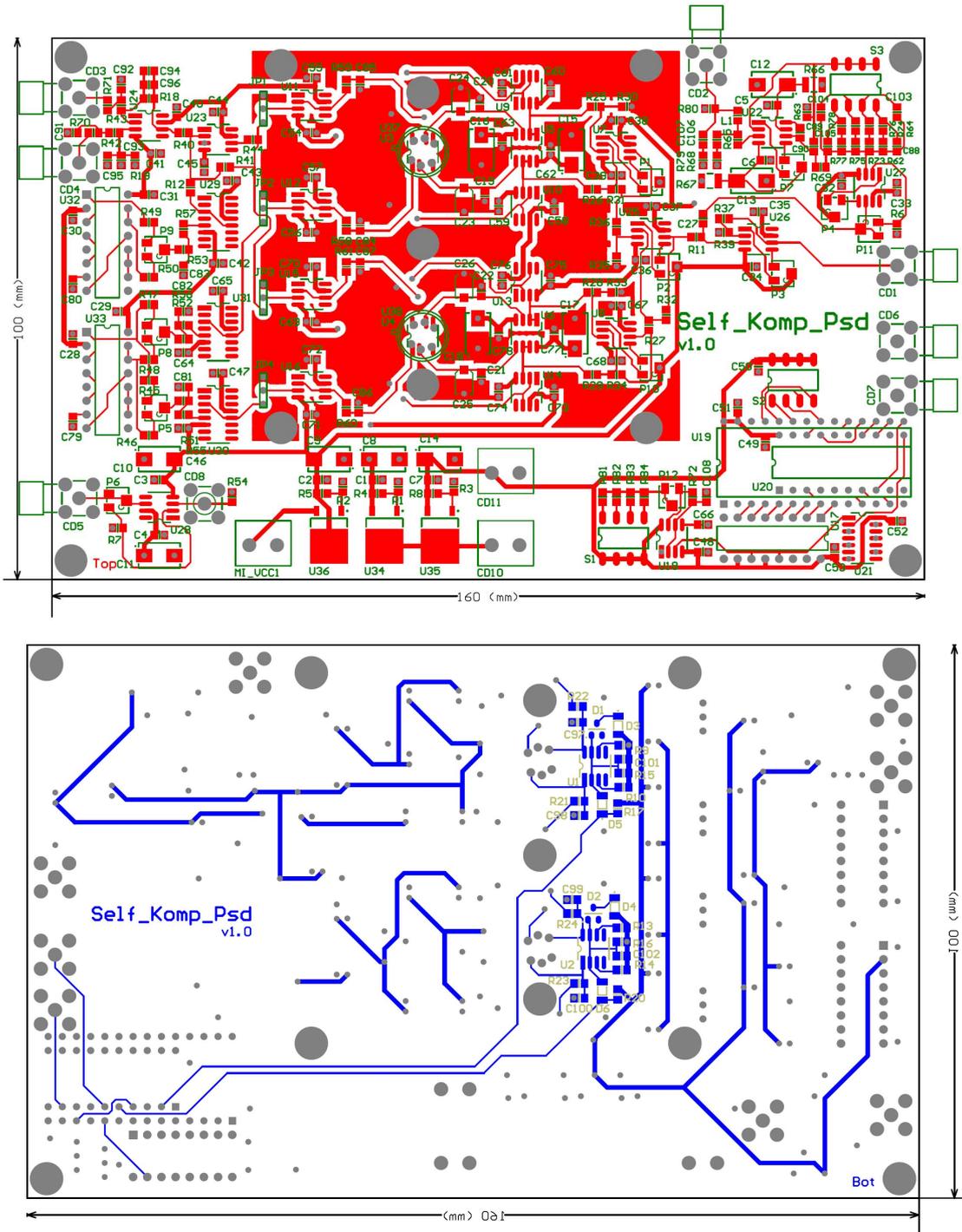


Abbildung A.1.: Top- und Bottomlayer der Platine

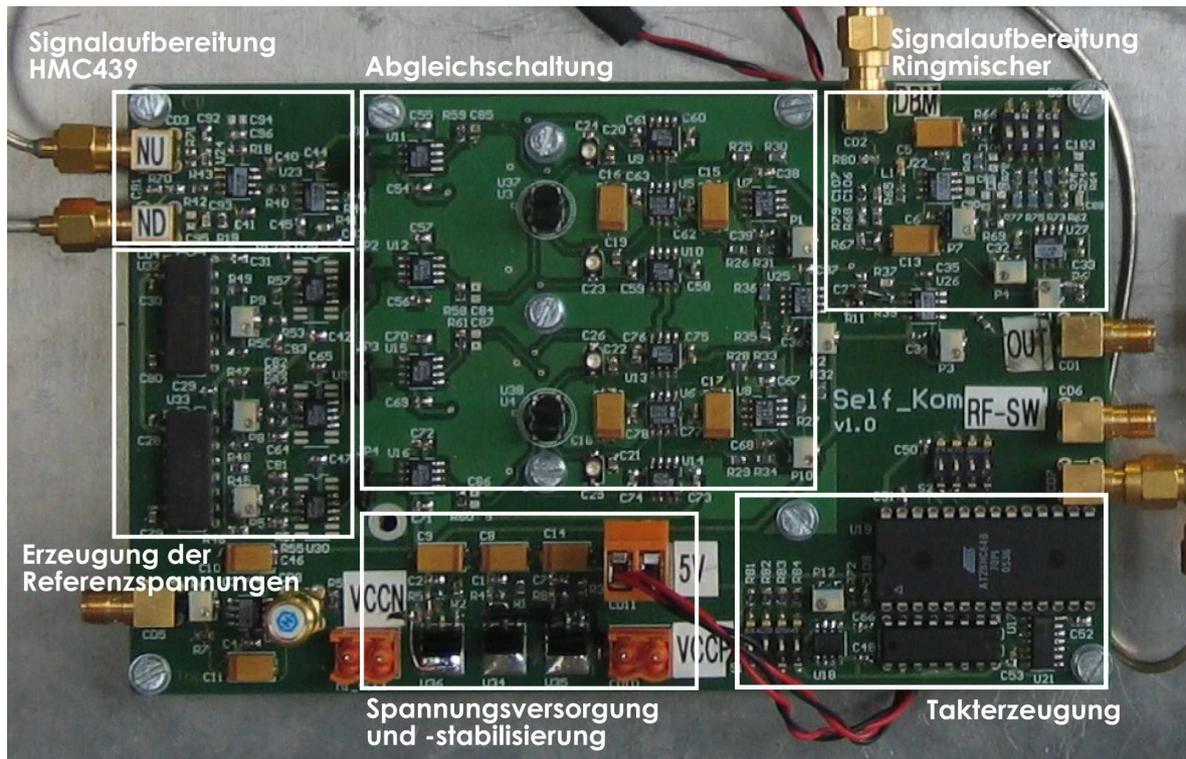


Abbildung A.2.: Oberseite der bestückten Platine

## B. Schaltpläne und Verschiedenes

### B.1. Gesamtschaltplan der Platine

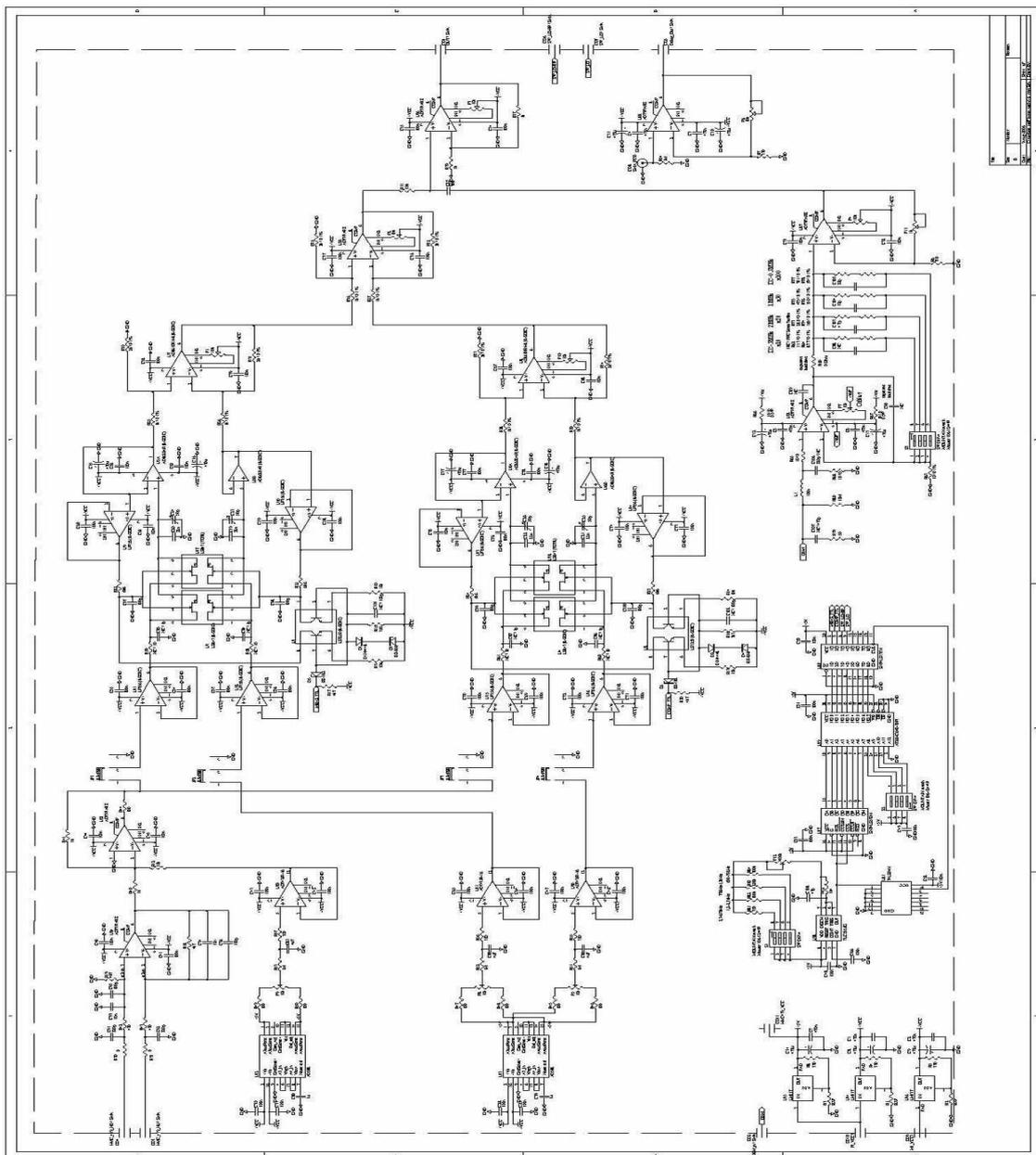


Abbildung B.1.: Protel-Schaltplan zur Erstellung des Platinenlayouts



### B.3. PSpice Simulationsschaltung

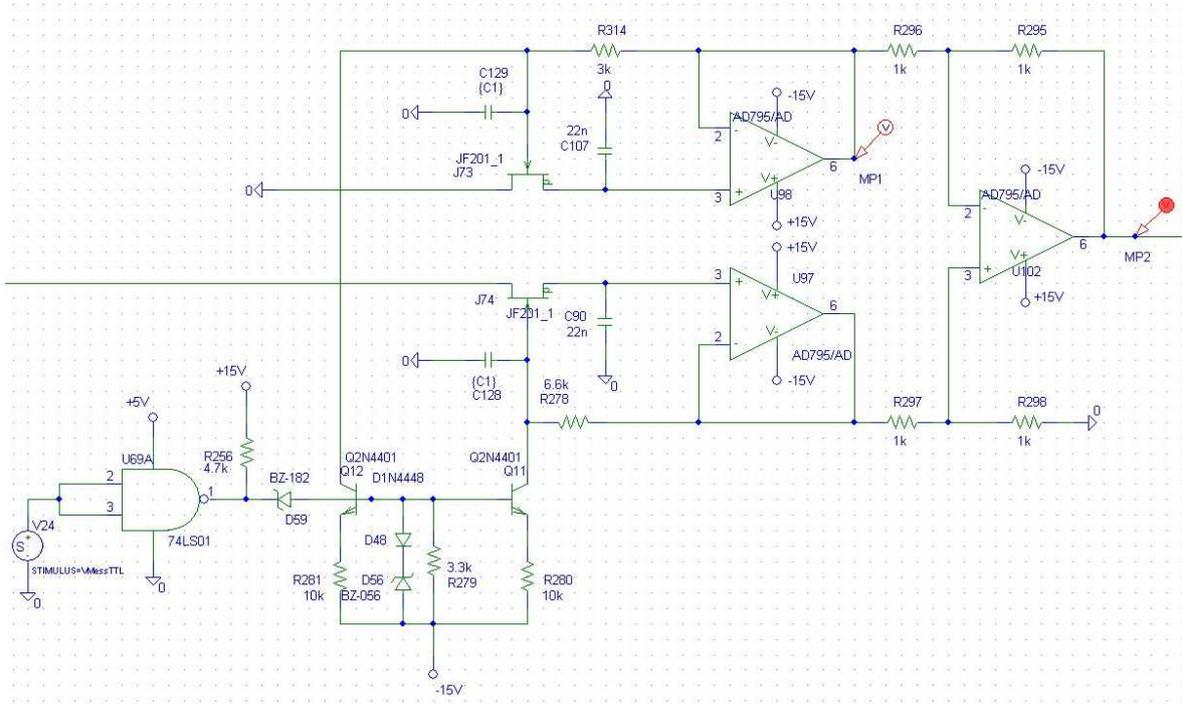


Abbildung B.3.: PSpice Simulationsschaltung

### B.4. Kalibrierung der Elektronik

Vor Beginn der Messungen muss der gesamte Aufbau folgendermaßen abgeglichen und kalibriert werden:

1.  $K_\phi$  angleichen: Dazu die Verstärkung an U22 und U27 bei kontinuierlicher, ungetakteter Messung mit zwei Signalen unterschiedlicher Frequenz einstellen.
2. Phasendifferenz während der Messphase zwischen den beiden Eingangssignalen am HMC439 mit Hilfe des Phasenschiebers auf Null stellen. Dazu an U24, Pin6 messen.
3. Noch vorhandene Fehlspannung während der Messphase am Eingang von U11 mit P9 auf Null drehen.
4. Offset am Ausgang von U7 korrigieren mit P8.
5. Offset am Ausgang von U8 korrigieren mit P5.
6. Offset am Ausgang von U25 korrigieren mit P2.
7. Offset am Ausgang von U26 korrigieren mit P3.
8. Eingang für DBM abschließen und Offsets an den Ausgängen von U22/U27 mit P7/P4 korrigieren.

9. DBM anschließen und Schaltung mit Signalen beschalten. Die Ausgangsspannung von U27 mit kleinem Phasenschieber auf  $90^\circ$  drehen, so dass  $U=0V$  an U27 Pin 6.

## B.5. Inbetriebnahme und Probleme

Vor der eigentlichen Inbetriebnahme des Aufbaus zur Messung von Phasendifferenzen musste zunächst die Platine auf Fehler untersucht werden. Insgesamt wurden 22 Änderungen im Schaltplan der Platine vorgenommen.

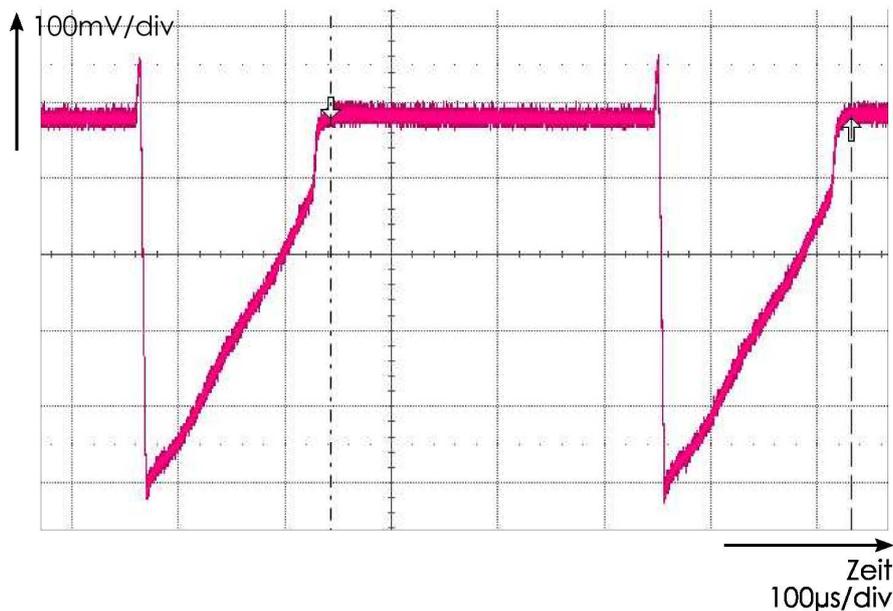


Abbildung B.4.: Durch Überkopplung der DUAL-FETs entstandene Fehler

Beispielsweise mussten die zunächst verlöteten Doppel-FETs ausgetauscht werden, da das gemeinsame Substrat eine Kopplung der beiden Transistoren verursachte. Den fehlerhaften Spannungsverlauf am Ausgang des zweiten FET zeigt Abbildung B.4. Die Transistoren, wie auch die HF-Schalter sind hier ungetaktet, es werden zwei Signale unterschiedlicher Frequenz miteinander verglichen. Am Eingang des ersten FET liegt das Phasendifferenzsignal, der zweite sollte ausgangsseitig die durch das Takten entstandenen Fehler aufzeigen, im ungetakteten Fall also nur einen Offset besitzen. In Abbildung B.4 ist jedoch klar die Überkopplung des sägezahnförmigen Verlaufs des ersten FET bis zu einer Spannung von ca.  $-0.7V$  zu erkennen, wodurch die beiden Transistoren in einem Gehäuse unbrauchbar sind.

Um einen möglichst geringen Temperatureinfluss der Elektronik zu gewährleisten, wurden Elektrolytkondensatoren durch Keramikkondensatoren getauscht und der Einstellbereich der Offsetspannungen klein gehalten, indem die stark temperaturabhängigen Potentiometer verkleinert wurden.

Weiterhin wurden etliche schwingende Verstärker ‚beruhigt‘ und prinzipielle Fehler im Platinenlayout behoben.

## Literaturverzeichnis

- [1] Stephan R. Kurtz, Mixers as Phase Detectors, Watkins-Johnson Company, 1978
- [2] D. W. Reid, Digital Phase Detector with 100kHz Bandwidth, IEEE Transactions on Nuclear Science Vol NS-28, No. 3, 1981
- [3] Dr. Frank Ludwig, Selbstabgleichender, driftfreier Hochfrequenzphasendetektor, laufende Patentanmeldung, 2006
- [4] Burr Brown, Application Note High Speed Data Conversion, 1991
- [5] Jonathan Cox, Drifts in Phase Detector Circuits, 2006
- [6] Bastian Lorbeer, Phase Noise Measurement Of The New Master Oscillator for TTF2, 2004
- [7] Carol Suchecki, Result of Phasedrift Measurement of Phase Detector AD8302, internal DESY LLRF-Logbook, 2006

## **Erklärung**

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Studienarbeit selbstständig und ohne fremde Hilfe verfasst habe und nur die angegebenen Quellen und Hilfsmittel benutzt habe.

Hamburg, den 5. Oktober 2006