

Hochschule Darmstadt  
Fachbereich ET  
Schöfferstraße 3  
64295 Darmstadt

SS 2007

# Diplomarbeit

## Aufbau und Untersuchung einer breitbandigen Phasenkalibrationseinheit für Interferometriemessungen

von Steffen Zimmermann

Abgabetag: 28.8.2007

Durchgeführt am:

Verfasser: Steffen Zimmermann

Max Planck Institut für Radioastronomie

Betreuender Professor: Prof. Dr. Heinz Schmiedel

Auf dem Hügel 69

Betreuer im Institut: Dr. Ing. Reinhard Keller

53121 Bonn

## Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung .....	1
1.1	Zielstellung der Diplomarbeit .....	1
1.2	Was ist VLBI.....	1
1.3	Funktionsbeschreibung Phase Cal.....	3
2	Theoretische Grundlagen .....	5
2.1	Theoretische Beschreibung Phase Cal .....	5
2.2	Spektrum Rechteckimpuls.....	5
2.3	Spektrum Trapezimpuls .....	6
3	Konzeptauswahl .....	10
3.1	Vorhandenes Konzept .....	10
3.1.1	Probleme des vorhandenen Konzepts .....	10
3.1.2	Instandsetzung der vorhandenen Phase Cal Einheit.....	11
3.2	Tunneldiodenaufbau.....	12
3.2.1	Theorie .....	12
3.2.2	Probleme.....	15
3.2.3	Aussonderung dieses Konzepts.....	17
3.3	Kammgenerator mit Step recovery dioden (SRD) .....	18
3.3.1	Theorie .....	18
3.3.2	Aussonderung dieses Konzepts.....	19
3.4	Kammgenerator mit nicht linearen Leitungen (NLTL).....	20
3.4.1	Theorie .....	20
3.4.2	Probleme.....	22
3.4.3	Auswahlkriterium.....	22
4	Realisiertes Konzept.....	23
4.1	Aufbau.....	23
4.2	Signalerzeugung.....	23
4.3	Hochfrequenzpfad .....	25
4.4	Austastpfad.....	26
4.4.1	Theorie .....	26
4.4.2	Technische Realisierung .....	28
4.4.3	Konzeptauswahl Pulsweite & Delay Logik .....	28
4.4.4	Finales Konzept des Austastpfades .....	32
5	Messergebnisse und Verfahren .....	35
5.1	Messergebnisse Signalerzeugung.....	35
5.2	Messergebnisse Hochfrequenzpfad.....	37
5.2.1	Messergebnisse und Messverfahren Verstärker.....	37
5.2.2	Messergebnisse Kammgenerator.....	40
5.3	Messergebnisse Austastpfad .....	47
5.4	Messergebnisse Phase Cal.....	50
5.5	Vergleich mit vorhandenem Konzept .....	54
5.6	Messgeräte Frequenzbereich.....	55
6	Fazit und mögliche Verbesserungen .....	56
7	Literaturverzeichnis.....	57
8	Abbildungsverzeichnis .....	58
	Anhang .....	60

## Verwendete Abkürzungen

Abkürzung	Formel / SI Einheit	Engl. Bedeutung	Dt. Bedeutung
AS		Advanced Schottky	
AVG		Average	Mittelung
$\tilde{\Delta}_T(t)$			Periodische Dirac Impulsfolge
Div			Pro Kästchen
NAND		Not and	Nicht Und
NLTL		Nonlinear transmission line	Nicht lineare Übertragungsleitung
Phase Cal		Phase calibration	Phasenkalibration
PLL		Phase Lock Loop	Phasen Regel Schleife
pin			positiv intrinsic negative
RBW		Resolution Bandwidth	Bandbreitenauflösung
SPST		Single pole Single through	Schalter mit einem Eingang und einem Ausgang
SRD		Steprecoverydiode	Speicherschaltodiode
SSB		Single-sideband	Einseitenband
THD		Total harmonic distortion	Gesamte harmonische Verzerrung
TTL		Transistor Transistor Logic	Transistor TransistorLogik
VLBI		Very long baseline interferometry	Interferometrie mit überlangen Basislinien
ZF			Zwischenfrequenz
$a_v$	$\frac{2T}{T_0} \int_0^T (f(t) \cdot \cos(v \cdot \omega_0 \cdot t)) dt$		Reelle Fourierkoeffizienten
$b_v$	$\frac{2T}{T_0} \int_0^T (f(t) \cdot \sin(v \cdot \omega_0 \cdot t)) dt$		Imaginäre Fourierkoeffizienten
$E_c$	[eV]		Energielevel
$E_f$	[eV]		Energielevel
$f_{in}$	[Hz]		Eingangsfrequenz
$G_x$	[S]		Leitwert
$I$	[A]		Strom
$P_C$	[dBm]		Pegel des Trägers
$P_{H2}$	[dBm]		Pegel der 1. Oberwelle
$R_x$	[ $\Omega$ ]		Widerstand
$SI(x)$	$SI(x) = \frac{\sin(x)}{x}$		Spaltfunktion
$S_v$	$S_v = \sqrt{a_v^2 + b_v^2}$		Amplitudendichtespektrum
$T_L$	[sec]		Minoritätsträgerlebenszeit
$U$	[V]		Spannung
$\epsilon_r$			Dielektrizitätskonst.
$\pi$	3.14159265		Konstante
$\tau$	[sec]		Pulsbreite
$T$	[sec]		Periodendauer
$v$			Ganzzahlige Variable
$\omega$	$\omega = 2\omega\pi f$		Kreisfrequenz

Abkürzung	SI-Einheiten	Bedeutung	Beschriebene Größe
A	Basiseinheit	Ampere	Elektrischer Strom
dB	$1dB = \frac{\ln(10)}{20} Np$	Dezibel	Pegel
dBc	$dBc = 10 \cdot \log\left(\frac{P_{H2}}{P_C}\right)$	Dezibel mit Bezug auf Träger	Pegeldifferenz
dBm	$dBm = 10 \cdot \log\left(\frac{P_1}{1mW}\right)$	Dezibel mit Bezug auf 1mW	Relativer Pegel
eV	$1,602\ 176 \cdot 10^{-19} \text{ J}$	Elektronen Volt	Natürliche Basiseinheit
GHz	$1 \cdot 10^9 \text{ Hz} = 1 \cdot 10^9 \text{ sec}^{-1}$	Gigahertz	Frequenz
MHz	$1 \cdot 10^6 \text{ Hz} = 1 \cdot 10^6 \text{ sec}^{-1}$	Megahertz	Frequenz
mW	$1 \cdot 10^{-3} \text{ W}$	Milliwatt	Leistung
nsec	$1 \cdot 10^{-9} \text{ sec} = 1 \cdot 10^{-9} \text{ Hz}^{-1}$	Nanosekunde	Zeit
nW	$1 \cdot 10^{-9} \text{ W}$	Nanowatt	Leistung
psec	$1 \cdot 10^{-12} \text{ sec} = 1 \cdot 10^{-12} \text{ Hz}^{-1}$	Picosekunde	Zeit
S	$S = \frac{A}{V}$	Siemens	Elektrischer Leitwert
sec	Basiseinheit	Sekunde	Zeit
V	$1V = 1 \frac{W}{A}$	Volt	Elektrische Spannung
W	$1W = \frac{J}{\text{sec}} = 1Va$	Watt	Leistung
$\Omega$	$1\Omega = 1 \frac{V}{A}$	Ohm	Widerstand

## **Vorwort**

Diese Diplomarbeit wurde zum Abschluss des Studiengangs Elektrotechnik, Fachrichtung Telekommunikation, mit der Vertiefungsrichtung Übertragung geschrieben.

Ich bedanke mich an dieser Stelle bei allen Personen, die zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben.

Mein besonderer Dank gilt Herrn Dr. Reinhard Keller, sowie Herrn Dipl.-Ing. Michael Nalbach und Herrn Dipl.-Ing. Thomas Berenz.

Seitens der Hochschule Darmstadt bedanke ich mich bei Prof. Dr.-Ing. Heinz Schmiedel für die ständige Beratung und Betreuung während dieser Diplomarbeit.

Des Weiteren gilt mein Dank den Herren Dipl.-Ing. K. Müller, Dipl.-Ing. B. Hammen, Dipl.-Ing. K. Grypstra, G. Bestgen, Peter Winkelmann, H. Kronenberg sowie den Frauen Dipl.-Ing. Sonja Lenz und Dipl.-Ing. Ute Teuber.

Zum Schluss gilt mein besonderer Dank meinen Eltern, die mir das Studium ermöglicht und mich während der gesamten Zeit unterstützt haben, sowie meiner Freundin Daniela Schmitt für die aufgebrauchte Geduld.

Bonn, den 22.08.2007

# 1 Einleitung

## 1.1 Zielstellung der Diplomarbeit

Die Zielstellung der vorliegenden Diplomarbeit ist die Analyse verschiedener Konzepte und der anschließende Aufbau sowie die Untersuchung einer neuen breitbandigen Phasenkalibrationseinheit für VLBI Messungen.

## 1.2 Was ist VLBI<sup>1</sup>

Seit der Erfindung des Mikroskops vor etwa vierhundert Jahren wird versucht, das Auflösungsvermögen solcher Instrumente zu steigern. In diese Gruppe einzuordnen ist auch das Interferometerprinzip, welches in einer Erhöhung der Winkelauflösung resultiert. Unter Auflösungsvermögen versteht man allgemein die Fähigkeit, zwei nahe beieinander liegende Objekte zu separieren. Das Winkelauflösungsvermögen eines Radioteleskops wird durch die Fähigkeit beschrieben, die Beugungsbilder zweier gleichartiger benachbarter Punktquellen zu unterscheiden. Vorausgesetzt wird dabei, dass sie einen größeren gegenseitigen Abstand haben als die Halbwertsbreite der Hauptantennenkeule.

Das aus der Optik bekannte Interferometerprinzip besagt, dass nicht die volle Öffnung eines Fernrohrs mit dem Durchmesser  $d$  erforderlich ist (s. Abbildung 1-1), um ein bestimmtes Auflösungsvermögen zu erreichen,

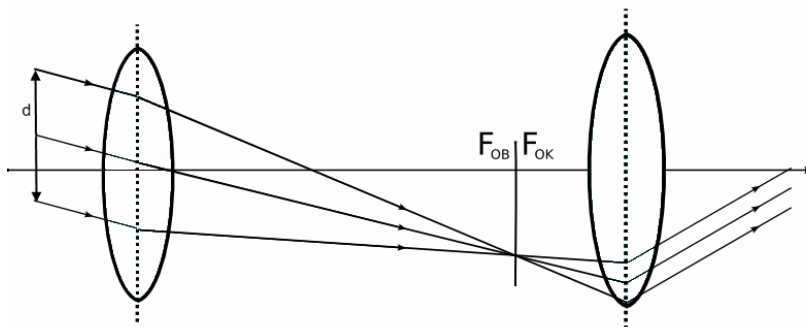


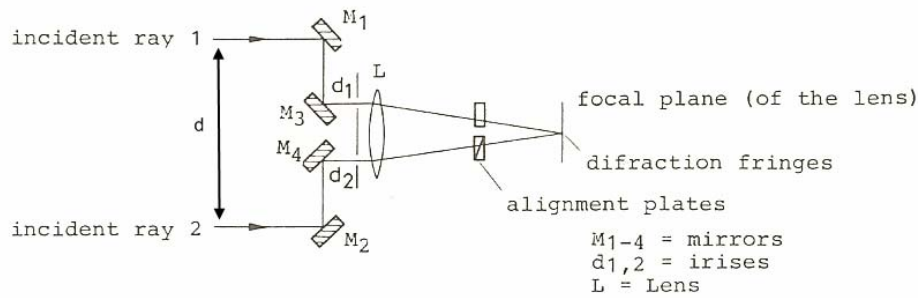
Abbildung 1-1 Keplersches Fernrohr

Es genügt, wenn man aus der Öffnung zwei kleine Ausschnitte verwendet, welche einen bestimmten Abstand zueinander haben. In Abbildung 1-2 ist als Beispiel für ein optisches Interferometer ein *Michelson'sches Interferometer* dargestellt,

---

<sup>1</sup> VLBI : Very Long Baseline Interferometry, Interferometrie mit überlangen Basisliniene

welches zusätzliche Spiegel zur Verbreiterung des Basisabstands verwendet.

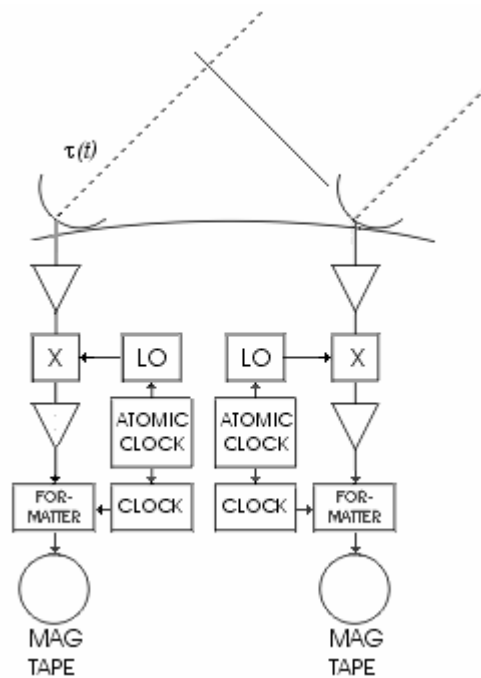


**Abbildung 1-2** Michelsonsches Stellar-Interferometer

Dadurch wird das Brennpunktbild einer punktförmigen Strahlungsquelle durch die Beugung nicht mehr in eine kreisförmige Beugungsscheibe, sondern in ein System von Interferenzstreifen verwandelt. Dieses Streifensystem kann leicht zur Bestimmung des Ortes einer Strahlungsquelle verwendet werden. Zur Verbesserung des Auflösungsvermögens bedarf es einer Änderung des Abstandes zwischen den Öffnungen. Der neue Abstand der Öffnungen bestimmt das Auflösungsvermögen dieses Interferometers. Eine erste Anwendung fand dieses Verfahren am Stellar Interferometer am *Mt.-Wilson-Observatorium*. Dort konnte mit einem 2,5m Spiegel eine einem 6m Spiegel entsprechende Auflösung erreicht werden.

Analog ist die Interferometrie im radioastronomischen Bereich zu sehen, wobei räumlich getrennte Teleskope miteinander verschaltet werden und der Abstand  $d$  (Basislinie) durch die Entfernung der Teleskope zueinander realisiert ist. Mit der Methode der Interferometrie ist ein Auflösungsvermögen von bis zu 0,0001 Bogensekunden, abhängig von der Wellenlänge, zu erreichen. In der Radioastronomie ist es möglich, die vollständige Welleninformation nach Phase und Amplitude jedes Teleskops aufzuzeichnen. Durch hinzufügen exakter, an ein Atomnormal angebundener Zeitmarken ist es später möglich, die aufgenommenen Daten mittels Korrelation zusammenzufügen. Es ergibt sich somit ein virtuelles Teleskop mit einem Reflektor-Durchmesser entsprechend der längsten Basislinie.

(s. Abbildung 1-3)



**Abbildung 1-3** VLBI System mit unabhängigen Standard-Atomoszillatoren

Ein weiteres Einsatzgebiet von VLBI ist die Geodäsie<sup>2</sup>. Bei dieser Anwendung wird die Position des bekannten Referenzobjekts, zum Beispiel eines Quasars<sup>3</sup>, verwendet, um die Plattentektonik oder auch die Verschiebung der Erdachse zu beobachten. Dabei wird die bekannte Position bestimmter astronomischer Quellen (Fixsterne) zur exakten Positionsbestimmung der Teleskope genutzt. Es ist eine Auflösung bis in den Zentimeter-Bereich möglich.

### 1.3 Funktionsbeschreibung Phase Cal

Um die mit einem Radioteleskop empfangenen Signale weiter verarbeiten zu können, wird eine Bandunterteilung in mehrere Subbänder durchgeführt. Die maximale Breite beträgt dabei 16 MHz. Diese Grenze resultiert aus den in den Anfängen des VLBI verwendeten single-sideband Mischern<sup>4</sup>. In der Radioastronomie werden bis zu 16 SSB Wandler gleichzeitig verwendet, um eine Bandbreite von 256 MHz abzudecken. Digitalisiert man diese Daten mit zwei Bit Tiefe, ergibt sich eine Datenrate von 1024 Mbit/s.

Nachdem das Signal in dem jeweiligen SSB Wandler verarbeitet wurde, ist die Phase stabil, sie hat aber einen undefinierten Nullpunkt. Die Wandler sind analog aufgebaut und haben folglich individuelle Toleranzen.

<sup>2</sup> Wissenschaft von der Ausmessung und Abbildung der Erdoberfläche

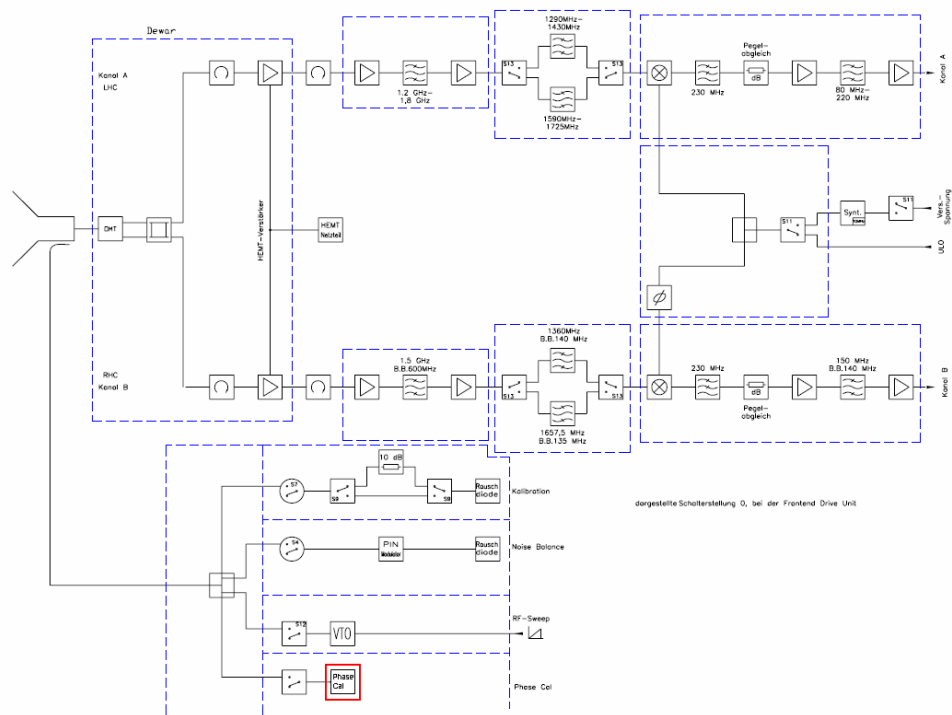
<sup>3</sup> Sehr leuchtstarke weit entfernte Galaxie

<sup>4</sup> Einseiten-Band (SSB)



## Einleitung

Die Lösung ist, ein Signal mit bekanntem Phasenzustand und einem spektralen Kamm mit einem MHz Abstand in den Signalpfad einzuspeisen: das Phasenkalibrationssignal (Phase Cal Signal). Da auch die vor den Wandlern im Empfänger verbauten Komponenten eine Phasenverschiebung verursachen, ist es erstrebenswert, das Phase Cal Signal möglichst direkt in der ersten Stufe einzuspeisen. Bei kurzen Wellenlängen stellt sich dieses problematisch dar, denn es ist schwierig, ein Signal im Millimeter-Wellenbereich aus dem Referenzsignal von 5 MHz zu erzeugen. Daher wird aktuell bei kurzen Wellenlängen das Phase Cal Signal erst in der Zwischenfrequenz-Ebene (ZF) eingespeist. In Abbildung 1-4, ist ein Blockschaltbild eines kompletten Empfängers dargestellt.



**Abbildung 1-4** Empfänger Blockschaltbild

Die Phase Cal Einheit ist rot umrahmt dargestellt. Aus Gründen der besseren Übersicht ist dem Anhang Abbildung 1-4 in Originalgröße beigelegt.

Die Phase Cal Signale werden später entweder von dem Recording Terminal<sup>5</sup> oder durch den Korrelator extrahiert und die Daten der verschiedenen Teleskope entsprechend synchronisiert. Der Korrelator kann anhand dieser Signale auch Phasenschleifen zwischen den einzelnen Subbändern feststellen und korrigieren.

<sup>5</sup> Magnetband oder Festplatten Rack

## 2 Theoretische Grundlagen

Das Prinzip der Phase Cal beruht auf der Vervielfachung eines, von einem Wasserstoffmaser, gewonnenen Referenzsignals mit 5 MHz Grundfrequenz und anschließender Austastung auf ein 1 MHz Signal. Das Spektrum der periodischen Pulsfolge soll bis 50 GHz spektrale Anteile im 1 MHz Abstand haben.

### 2.1 Theoretische Beschreibung Phase Cal

Ein ideales Phase Cal Signal wäre eine periodische Pulsfolge von Dirac-Impulsen (Schah Funktion)

$$\tilde{\Delta}_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) \quad (2-1)$$

Transformiert man diese Funktion in den Frequenzbereich, so folgt ein

$$\text{Leistungsdichtespektrum: } S\{\tilde{\Delta}_T\}(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} 1 \cdot e^{-j2\pi f n T} \quad (2-2)$$

Das bedeutet in der Frequenzebene einen Kamm mit Linien im Abstand T über den gesamten Frequenzbereich [1].

Da ein idealer Dirac-Impuls nur ein theoretisches Modell und technisch nicht zu realisieren ist, wird in den folgenden zwei Abschnitten eine schrittweise Annäherung an die technische Realität vorgenommen.

### 2.2 Spektrum Rechteckimpuls

Der erste Schritt stellt den Unterschied zwischen realer Pulsbreite  $\tau$  und unendlich kurzer Pulsbreite beim Dirac-Impuls dar.

Betrachtet man im Zeitbereich eine Funktion,

$$f(t) = \begin{cases} U_0 & \text{für } 0 < t < \tau \\ 0 & \text{für } \tau < t < T \end{cases} \quad (2-3)$$

so erhält man mit einer Fourier Transformation die Fourier Koeffizienten.

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^{\tau} U_0 dt = U_0 \frac{\tau}{T} \quad (2-4)$$

$$a_v = \frac{2}{T} * \int_0^{\tau} U_0 \cos(v\omega_0 t) dt = \frac{U_0}{v\pi} \sin\left(2\pi v \frac{\tau}{T}\right) \quad (2-5)$$

$$b_v = \frac{2}{T} * \int_0^{\tau} U_0 \sin(v\omega_0 t) dt = -\frac{U_0}{v\pi} \left( \cos\left(2\pi v \frac{\tau}{T}\right) - 1 \right) \quad (2-6)$$

Daraus folgt das Amplitudenlinienspektrum

$$S_v = \sqrt{a_v^2 + b_v^2} = \frac{U_0}{\pi v} \sqrt{2 - 2 \cos\left(2\pi v \frac{\tau}{T}\right)} \quad (2-7)$$

Nach Bildung des Betrages folgt

$$|S_v| = \left| \frac{2U_0}{v\pi} \sin\left(\pi v \frac{\tau}{T}\right) \right| \quad (2-8)$$

Wie man sieht, ändert sich durch die Pulsbreite ( $\frac{1}{\text{Pulsbreite}}$  = erste Nullstelle) der

Verlauf des Spektrums.

Die Einhüllende der Linien verläuft nach einer SI Funktion

$$SI(x) = \frac{\sin(x)}{x} \quad (2-9)$$

(Spaltfunktion) folgend.

### 2.3 Spektrum Trapezimpuls

Wie in Abbildung 2-1 zu sehen ist, ist der Trapezimpuls eine gerade symmetrische Zeitfunktion ( $u(t)=u(-t)$ ).

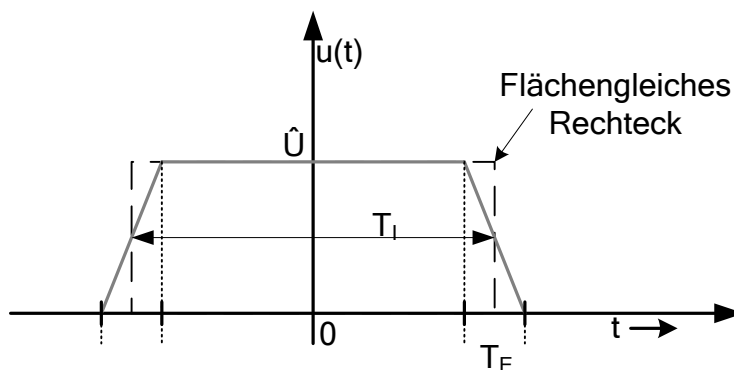


Abbildung 2-1 Trapezimpuls

Die Zeitfunktion des Trapezimpulses ist

$$u(t) = \begin{cases} \hat{u} & 0 < t < \frac{T_I}{2} - \frac{T_E}{2} \\ -\frac{U}{T_E} \cdot t + \frac{U}{2} \cdot \left[ \frac{T_I}{T_E} + 1 \right] & \frac{T_I}{2} - \frac{T_E}{2} < t < \frac{T_I}{2} + \frac{T_E}{2} \end{cases} \quad (2-10)$$

Um die folgenden Gleichungen übersichtlicher zu gestalten, werden im weiteren Verlauf folgende Definitionen festgelegt

$$m = \frac{U}{T_E} \quad b = \frac{U}{2} \cdot \left[ \frac{T_I}{T_E} + 1 \right] \quad (2-11)$$

Wenn man von dieser Zeitfunktion das Amplitudendichtespektrum betrachten möchte, kann aufgrund der Symmetrie folgender vereinfachender Ansatz verwendet werden.

$$\underline{S}(f) = 2 \cdot \int_0^{\infty} u(t) \cdot \cos(2\pi ft) dt \quad (2-12)$$

Angewendet auf Formel (2-10) folgt

$$= 2 \cdot \int_0^{\frac{T_1 - T_E}{2}} \hat{u} \cdot \cos(2\pi ft) dt + \int_{\frac{T_1 - T_E}{2}}^{\frac{T_1 + T_E}{2}} (-m \cdot t + b) \cdot \cos(2\pi ft) dt \quad (2-13)$$

Wenn die Integrale aus (2-13) gelöst werden, ergibt sich

$$= 2 \frac{U}{2\pi f} \cdot \sin(2\pi ft) \Big|_0^{\frac{T_1 - T_E}{2}} - m \cdot \left[ \frac{\cos(2\pi ft)}{(2\pi f)^2} + \frac{t \cdot \sin(2\pi ft)}{2\pi f} \right] \Big|_{\frac{T_1 - T_E}{2}}^{\frac{T_1 + T_E}{2}} + \frac{b}{2\pi f} \cdot \sin(2\pi ft) \Big|_{\frac{T_1 - T_E}{2}}^{\frac{T_1 + T_E}{2}} \quad (2-14)$$

Nach weiteren Vereinfachungen, die nicht im Detail dargestellt, sind folgt:

$$\boxed{S(f) = \hat{u} \cdot T_1 \cdot \text{si}(\pi f T_1) \cdot \text{si}(\pi f T_E)} \quad (2-15)$$

Wie aus Formel (2-15) ersichtlich ist, hängt das Spektrum sowohl von der Anstiegszeit  $T_E$  als auch von der mittleren Pulsbreite  $T_1$  abhängig

Dieser Sachverhalt ist in Abbildung 2-2 und in Abbildung 2-3 dargestellt.

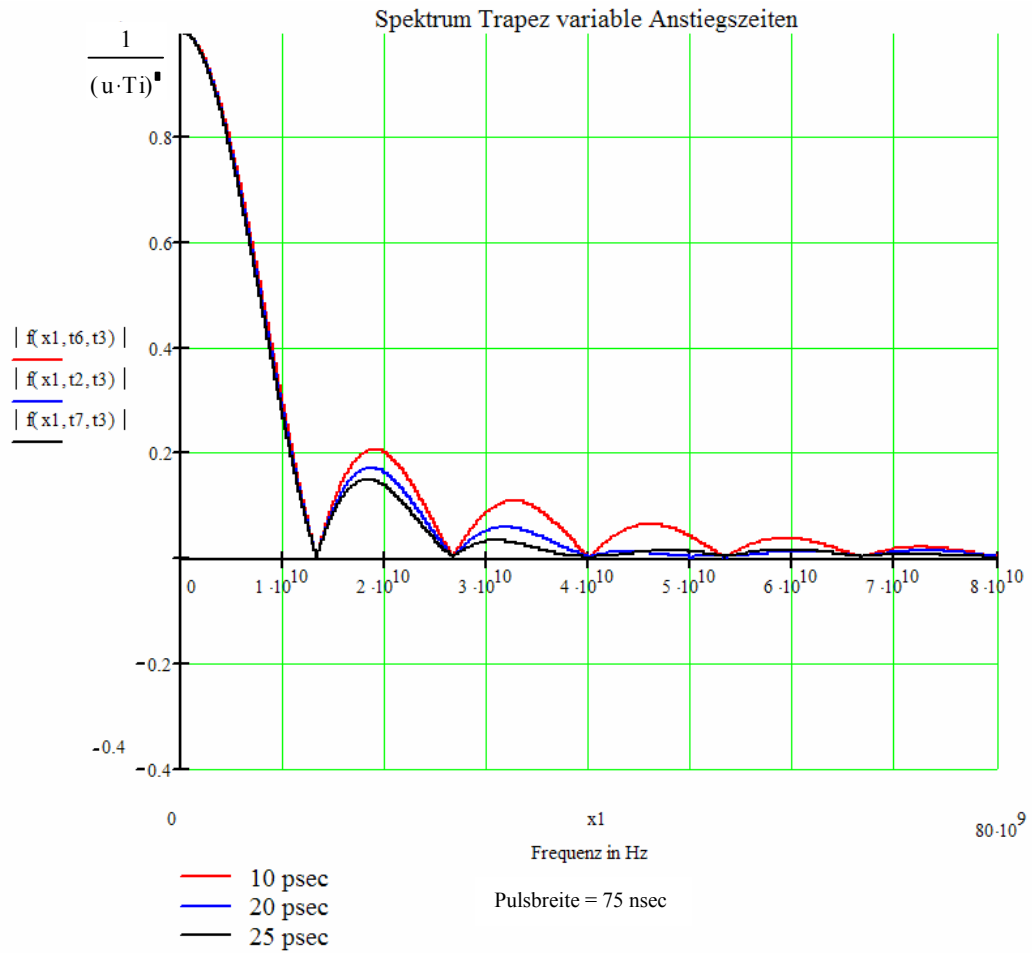
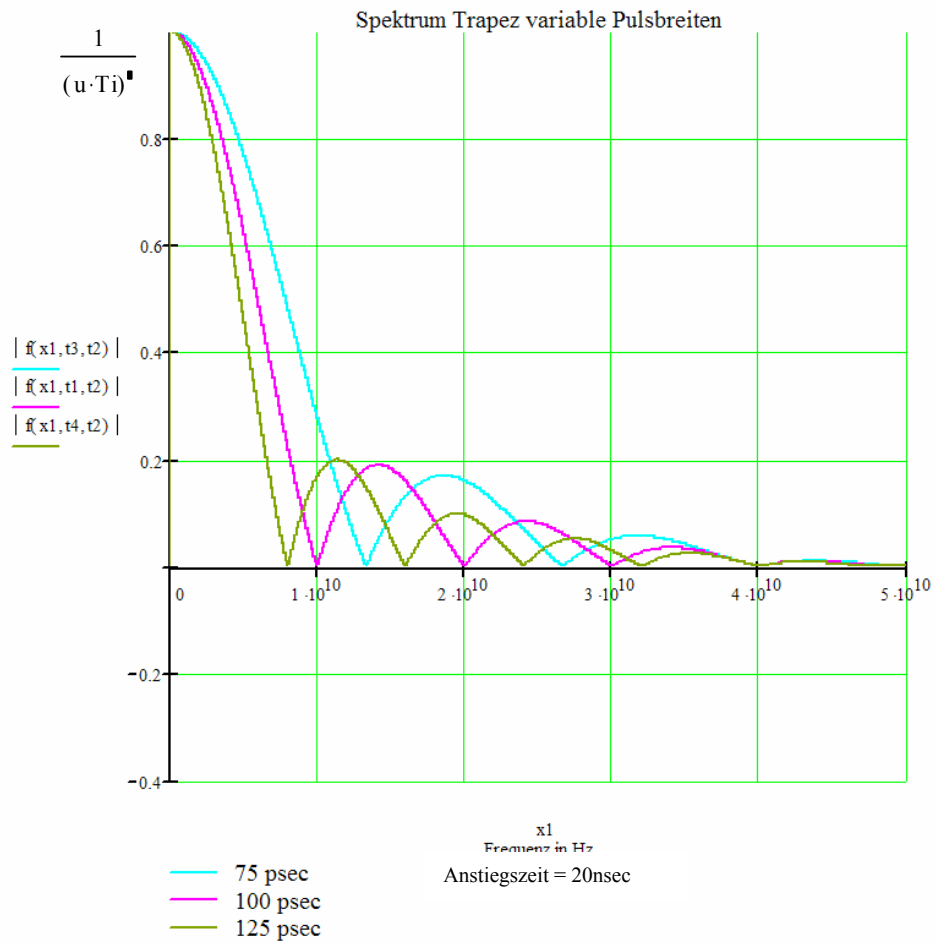


Abbildung 2-2 variable Anstiegszeiten  $T_E$



**Abbildung 2-3 variable Pulszeiten  $T_i$**

Aus den Abbildungen geht hervor, dass der Puls mit den meisten Oberwellen und der höchsten Leistungsdichte, der mit den steilsten Flanken und der kürzesten Pulsbreite ist. Er kommt dem Dirac-Impuls am nächsten

### 3 Konzeptauswahl

In diesem Kapitel werden die verschiedenen möglichen Konzepte zur Erzeugung eines möglichst breiten Frequenzspektrums im Einzelnen und im Vergleich zueinander dargestellt.

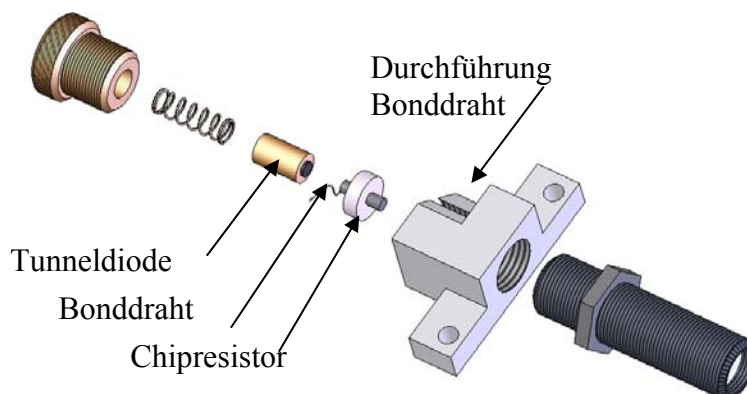
#### 3.1 Vorhandenes Konzept

Das aktuell am Institut verwendete Konzept realisiert das Phase Cal Signal mit einer Tunnelodiode des Herstellers *Tektronix*. Die Tunnelodiode wurde vom Hersteller in einem Sampling Oszilloskop mit integriertem Pulse Generator Head (Typ S-52) für die Pulserzeugung eingesetzt. Die Tunnelodiode wird mit sehr flankensteilen periodischen 5 MHz Rechteckpulsen hoher Leistung angesteuert.

##### 3.1.1 Probleme des vorhandenen Konzepts

Der ausschlaggebende Grund für die Erarbeitung eines neuen Konzepts im Rahmen der vorliegenden Arbeit liegt darin, dass der Hersteller die Produktion sowie die Ersatzteilversorgung für das oben aufgeführte Sampling Oszilloskop eingestellt hat und somit ein Schlüsselement der Schaltung nicht mehr zur Verfügung steht.

Die Problematik bei diesem Konzept ist die Anpassung der Diode an die Schaltung. In der Vergangenheit wurde dies über einen aufgeklebten Chip Widerstand realisiert. Erschwerend hinzu kommt, dass die Tunnelodiode über einen sehr dünnen Bonddraht angesteuert wird. Wenn der Bonddraht Kontakt mit dem Tunnelioden Halter (s. Abbildung 3-1) bekommt, entsteht ein Kurzschluss, wodurch die Tunnelodiode aufgrund ihres steilen U/I Kennlinienverlaufs beschädigt oder auch zerstört werden kann.



**Abbildung 3-1** Aufbau der Tunneliodenaufnahme

### **3.1.2 Instandsetzung der vorhandenen Phase Cal Einheit**

Eine im Institut vorhandene, leider defekte Phase Cal Einheit, wurde für diese Diplomarbeit als Referenz benötigt. Nach eingehender Fehleranalyse stellte sich heraus, dass die implementierte Tunneldiode defekt war. Da wie oben beschrieben keine Ersatzteilversorgung von *Tektronix* möglich ist, musste ein alternativer Beschaffungsweg gefunden werden. Nach Anfragen bei *Tektronix*, *Ebay* sowie diversen Elektronik Gebrauchthändlern fand sich ein kompletter Pulse Generator bei der Firma *HTB Elektronik*. Dieser wurde beschafft.

Nach Ausbau des Tunneldioden Moduls aus der *Tektronix* Einheit konnte nach Anbringen des Bonddrahts die vorhandene Phase Cal Einheit wieder instand gesetzt werden und erste Messungen durchgeführt werden. Die Messergebnisse entsprechen den im Archiv vorhandenen Messungen. Somit konnte auf eine weitere Analyse verzichtet werden und die Messergebnisse aus dem Archiv für den Vergleich mit dem neuen Aufbau in Kapitel 5 verwendet werden.



### 3.2 Tunneldiodenaufbau

Der erste Ansatz war, die vorhandene Schaltung von ihrem Grundkonzept zu übernehmen und mit aktuellen, besseren und leistungsfähigeren Komponenten neu aufzubauen. Zu diesem Zweck wurde als Ersatz für die *Tektronix* Tunneldiode ein sogenannter Tunnel Diode Pulsehead der Firma *Pico Second Pulse Labs* beschafft (s. Abbildung 3-2)



Abbildung 3-2 Tunnel Diode Pulse Head

#### 3.2.1 Theorie

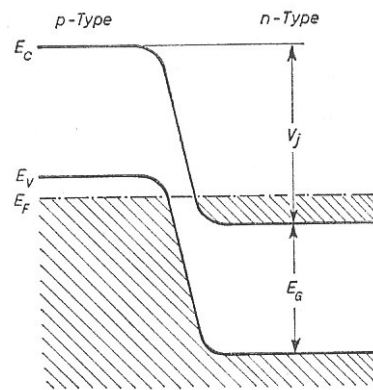
Tunnelioden sind sehr hoch dotierte Halbleiter. Dadurch ist das Fermi Niveau auf Höhe des Leitungs- bzw. Valenzbands. Mit der hohen Dotierung geht eine Besetzung der Energiebänder im stromlosen Zustand (Bänderüberlappung) einher.

Des Weiteren ist die Raumladungszone<sup>6</sup> sehr dünn und die Feldstärke größer als für den Zener-Durchbruch erforderlich. Dadurch können Elektronen ohne zusätzliche Energie „tunneln“. Allerdings tunneln sie sowohl von  $P \Rightarrow N$  als auch von  $N \Rightarrow P$ , wodurch ein Gleichgewicht entsteht. Wird eine Spannung in Sperrrichtung angelegt, wird das N Band weiter abgesenkt und Elektronen aus dem P Band können tunneln. In der Folge ist keine Sperrwirkung vorhanden und die Spannung fällt sehr schnell. Umgekehrt erfolgt dieses in Durchlassrichtung bis zu einem Maximum, an dem die Energie  $E_c = \text{Ferminiveau } E_f$  beträgt.

Der quantenmechanische Tunnel-Vorgang ist praktisch trägheitslos, weshalb er sich für sehr hohe Frequenzen und schnelle Schaltvorgänge bis zu 100 GHz eignet (Abbildung 3-3)

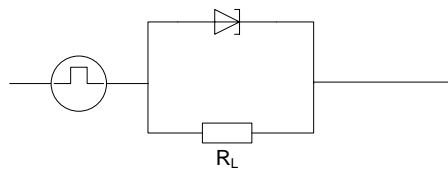
---

<sup>6</sup> Die Raumladungszone ist in Halbleitern ein Bereich, in dem entweder ein Überschuss oder ein Mangel an Ladungsträgern vorherrscht, sodass diese Zone nicht mehr ladungsneutral ist. Raumladungszonen ergeben sich durch Störung der räumlichen Homogenität wie einem p-n-Übergang



**Abbildung 3-3** Energie Band Diagramm

In der vorgesehenen Anwendung als Schalter wird der Tunnel diode ein Lastwiderstand parallel geschaltet. (s. Abbildung 3-4)

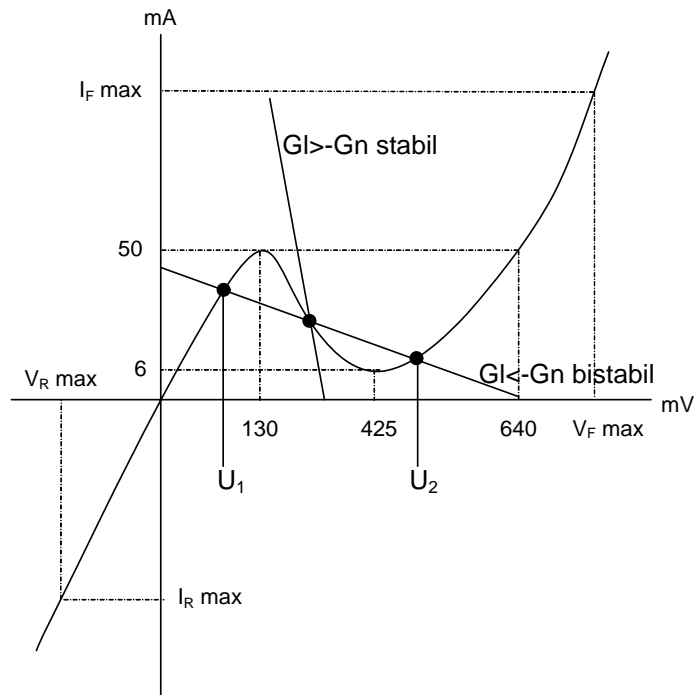


**Abbildung 3-4** Schaltbild Tunnel diode als Schalter

Ist der Leitwert des Lastwiderstands  $G_L$

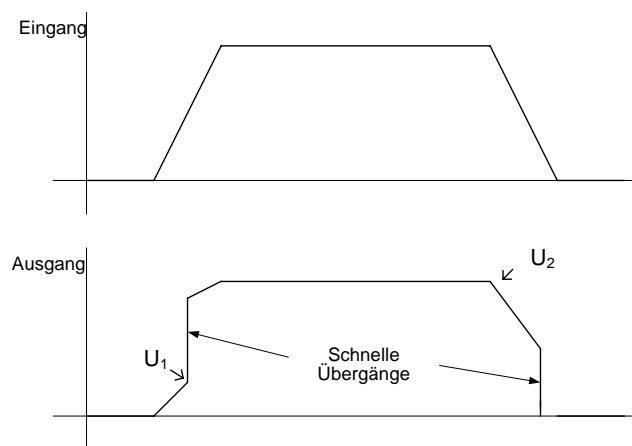
$$G_L = \frac{1}{R_L} \tag{3-1}$$

kleiner als der negative differentielle Leitwert der Tunnel diode, so ergeben sich zwei Schnittpunkte der Lastgeraden mit der Kennlinie, bei denen der Schaltvorgang auslöst. Beide befinden sich im positiven Bereich des differentiellen Widerstandes. Wenn  $G_L$  größer  $-G_n$  ist, ergibt sich ein Schnittpunkt im negativen Bereich der Lastgeraden (s. Abbildung 3-5)



**Abbildung 3-5** Tunnel dioden Kennlinie mit möglichen Spannungswerten

Das heißt, wenn ein periodischer Trapezimpuls anliegt, ergibt sich am Ausgang der Tunnel diode ein Puls mit zwei schnellen Schaltübergängen (s. Abbildung 3-6). Damit kann die Tunnel diode für eine Erhöhung der Flankensteilheit verwendet werden, also ein Signal erzeugen, was einem Rechteck annähernd gleich ist.



**Abbildung 3-6** Ein bzw. Ausgangssignal Tunnel diode

### 3.2.2 Probleme

Der Tunnel Diode Pulsehead ist diskret aufgebaut. Von Seiten des Herstellers ist ein Einsatz in Kombination mit einer selbst entwickelnden Treiberschaltung nicht vorgesehen. Stattdessen wird eine so genannte Drive Unit eingesetzt, um den Pulsehead als Timedomain-Reflektometer zu nutzen.

Die Informationen über das Ausgangssignal der Drive Unit sind durch den Hersteller stark limitiert (s. Datenblatt 6). Dementsprechend schwierig war es, eine Abschätzung über das benötigte Eingangssignal vorzunehmen. Nachdem eine erste Treiberschaltung, basierend auf dem am Institut vorhandenen Aufbau, schon in einem vorangegangenen Projekt entworfen und aufgebaut worden war, wurden im Rahmen dieser Diplomarbeit Tests mit einem Rechteck Eingangssignal mit 5 MHz Frequenz (s. Abbildung 3-7) durchgeführt.

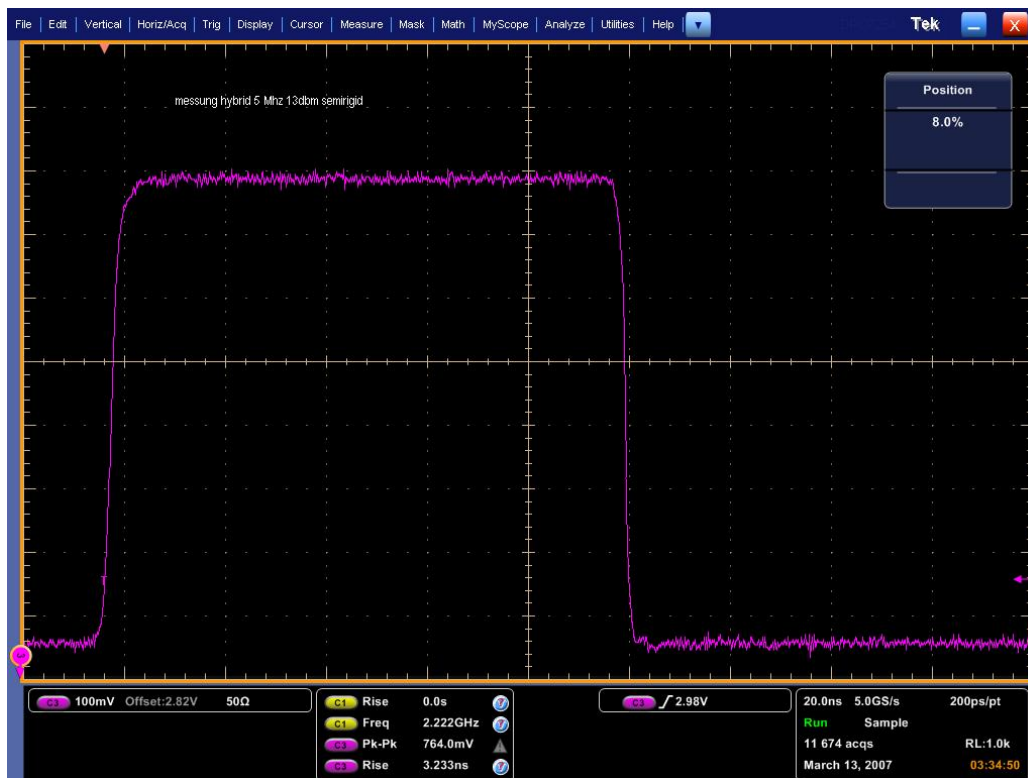


Abbildung 3-7 Eingangssignal Tunnel Diode Pulse Head 5 MHz

Mit dieser Schaltung entsteht ein Ausgangssignal hinter dem Tunnel Diode Pulsehead wie in Abbildung 3-8.

## Konzeptauswahl

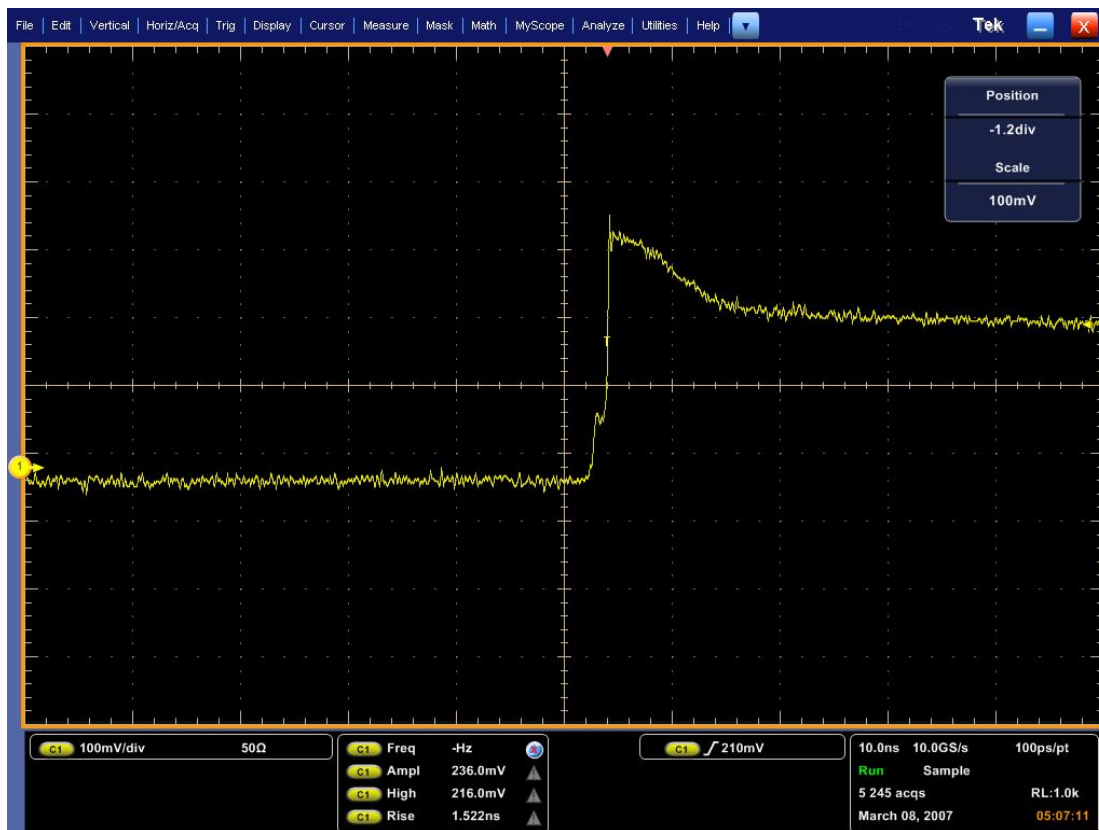


Abbildung 3-8 Ausgangssignal Tunnel Diode Pulse Head

Diese Messergebnisse sind aufgrund der für derart schnelle Signale zu geringen Bandbreite des Oszilloskops nur als Trend zusehen. Die Realität ist auf dem Spektrumanalyzer feststellbar.

Das Spektrum des Signals entsprach nicht den Erwartungen. Die Linien im Spektrum sind bei 12 GHz massiv in der Leistung eingebrochen. In dem Datenblatt war eine niedrigere mögliche Frequenz angegeben, woraufhin eine Reduzierung der Ausgangsgrundfrequenz mit entsprechender Anpassung der Treiberschaltung durchgeführt wurde, es stellte sich keine Verbesserung ein.

Ein weiterer Ansatz war, den Einfluss steilerer Taktflanken auf das Ausgangssignal zu analysieren (s. Abbildung 3-9). Auch diese Maßnahme führte nicht zu einer Verbesserung.

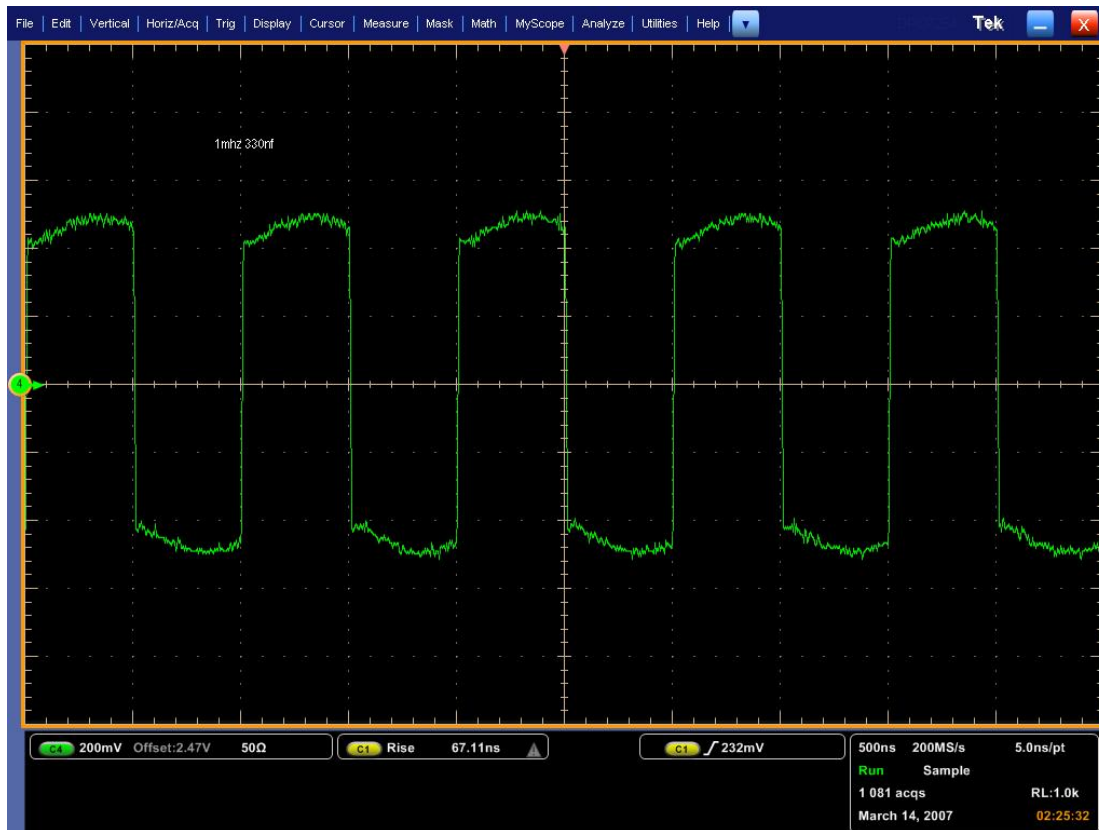


Abbildung 3-9 Angepasstes Eingangssignal Tunnel Diode Pulse Head

### 3.2.3 Aussonderung dieses Konzepts

Dieses Konzept wurde verworfen, da Anfragen beim Hersteller bezüglich umfangreicherer Spezifikationen über den Aufbau des Tunnel Diode Pulsehead und bezüglich des benötigten Treibersignals abgelehnt wurden. Dies geschah mit der Begründung, dass ein Einsatz in einer anderen Applikation wie in der als Time Domain Reflektometer nicht vorgesehen sei bzw. wegen Anpassungsschwierigkeiten nicht möglich wäre. Durch den diskreten Aufbau und ein in dem Pulse Driver enthaltenen Anpassnetzwerks (s. Abbildung 3-10) sei zudem ein Betrieb nur mit der original *Pico Second Drive Unit* möglich.

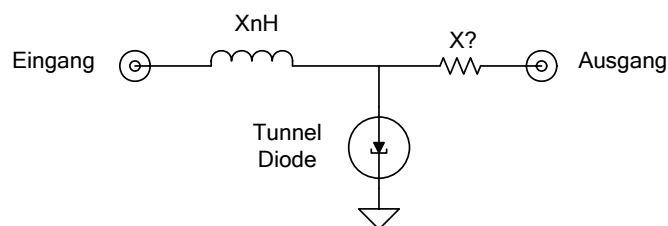


Abbildung 3-10 Schematischer Aufbau Tunnel Diode Pulse Head

Der Hersteller *Pico Second* hat die Problematik inzwischen (Juli 2007)<sup>7</sup> erkannt und bietet den Tunnel Diode Pulsehead nun nur noch in Kombination mit der dazugehörigen Drive Unit an. Die Datenblätter wurden von *Pico Second* mit entsprechenden Hinweisen, dass ein Einsatz des Tunnel Diode Pulsehead nur zusammen mit dem Drive Modul vorgesehen ist, versehen.

### **3.3 Kammgenerator mit Step Recoverydioden (SRD)**

In Folge des Ausscheidens des ursprünglich vorgesehenen Konzeptes mussten nun Alternativen gesucht und gegenüber gestellt werden. Eine Marktanalyse und die Rücksprache mit anderen Radioastronomischen Instituten legten Step Recoverydioden als Alternative nahe.

#### **3.3.1 Theorie**

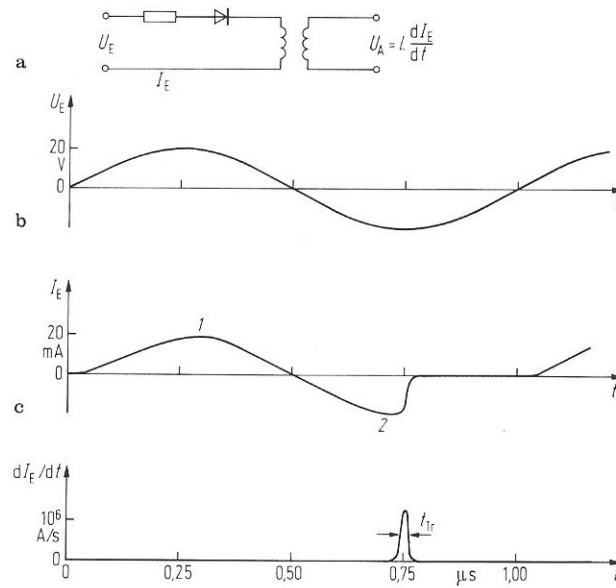
Step Recoverydioden oder auch Speichervariaktoren sind ähnlich einer pin-Diode aufgebaut. Wird bei einer Step Recoverydiode das Potential geändert, so werden die gespeicherten Injektionsladungen während der negativen Halbwelle abrupt abgebaut und es entstehen Rückstromimpulse. Diese sehr steilen, kurzen Rückstromimpulse haben ein Spektrum mit Linien im Abstand der anregenden Frequenz.

Einen möglichen Aufbau als Impulsgenerator bzw. als Kammgenerator zeigt Abbildung 3-11. Wie man sieht, kann der Strom der positiven Amplitude des Signals folgen. Bei der negativen Halbwelle wird er von den gespeicherten Injektionsladungen noch gespeist, bis diese komplett abgebaut sind, woraufhin ein kurzer Impuls entsteht. Die Pulsbreite hängt maßgeblich von der Transitzeit der Step Recoverydioden ab.<sup>8</sup>

---

<sup>7</sup> Vgl. [www.picosecond.com](http://www.picosecond.com)

<sup>8</sup> Vgl. Hewlett Packard AN 918 & AN920 sowie Zinke Brunswig [2]



**Abbildung 3-11** Anwendung als Impulsgenerator

### 3.3.2 Aussonderung dieses Konzepts

Eine Diskussion mit dem italienischen Radioastronomischen Institut INAF ergab, dass sich ein Kammgenerator mit 5 MHz Eingangsfrequenz aufgrund der zu hohen minority carrier lifetime bei Step Recovery Dioden ( $T_L = \frac{10}{f_{in}}$ ) und daraus entstehenden sehr hohen Rekombinationslevel nicht zu realisieren ist.

Eine Option wäre gewesen, die Eingangsfrequenz zu erhöhen. Typische Werte für kommerziell erhältliche Bauteile sind größer 100 MHz. Wenn die Frequenz auf über 100 MHz ansteigt, liegt es nahe, eine aktuellere Technologie zu verwenden. Seit Mitte der neunziger Jahre werden Kammgeneratoren basierend auf der Technologie der nicht linearen Übertragungsleitungen für die Pulserzeugung eingesetzt. Diese neue Technologie bietet deutlich bessere Ergebnisse bezüglich des Phasenrauschens und der abgegebenen Leistung (s. Abbildung 3-12 und Abbildung 3-13).



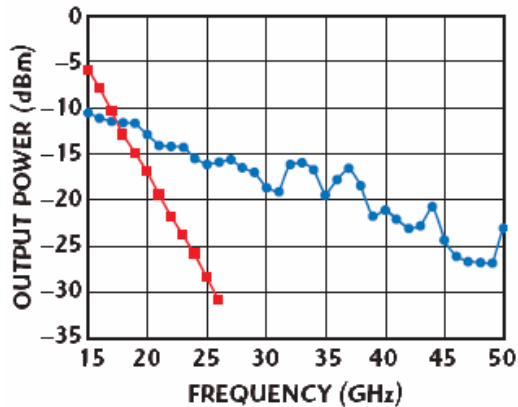


Abbildung 3-12 (1 GHz 27dBm)

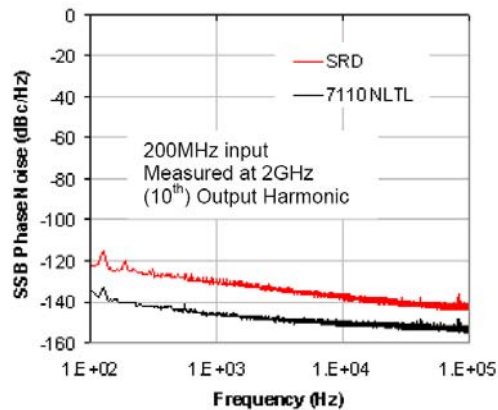


Abbildung 3-13 Vergleich Phasenrauschen

### 3.4 Kammgenerator mit nicht linearen Leitungen (NLTL)

Kammgeneratoren mit nicht linearen Leitungen bedienen sich eines komplett anderen physikalischen Effekts als Step Recovery Dioden. Während Step Recovery Dioden sehr hart und abrupt umschalten, erzeugen Kammgeneratoren mit nicht linearen Leitungen die erwünschten Oberwellen durch eine Pulskompression.

#### 3.4.1 Theorie

Wie in Abbildung 3-14 zu sehen ist, besteht eine NLTL aus einer auf einer koplanaren Platine aufgebauten Leitung mit integrierten in Sperrichtung angeordneten Schottky Dioden. Schottky Dioden ändern nichtlinear, spannungsabhängig ihre Kapazität, was sich in einer Variation der Ausbreitungsgeschwindigkeit auswirkt. Ist das Eingangssignal ein Sinus, so breiten sich die Spannungsamplituden-Minima mit einer höheren Geschwindigkeit aus als die -Maxima. Durch dieses Verhalten verändert sich die Signalform. Es findet eine Kompression statt. Das heißt, die fallende Flanke wird steiler. Die Kompression ist in Abbildung 3-15 in Relation zu Zeit und Ort dargestellt. Wie man sieht, wird die abfallende Flanke steiler und die steigende Flanke flacher. Je nach Aufbau der NLTL ist die Flankensteilheit theoretisch bis in den sub pico Sekundenbereich zu erhöhen. Dies stellt einen erheblichen Vorteil gegenüber Step Recovery Dioden mit einer minimalen Flankensteilheit von 10psec dar [3].

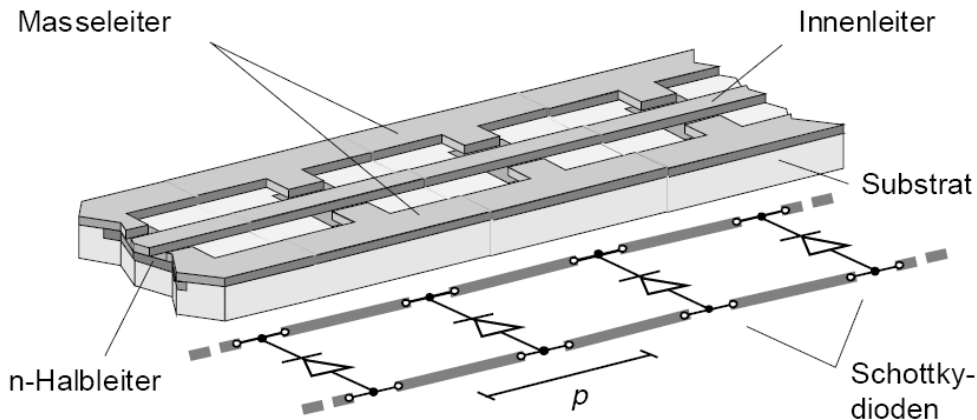


Abbildung 3-14 Aufbau nicht linearer Übertragungsleitungen

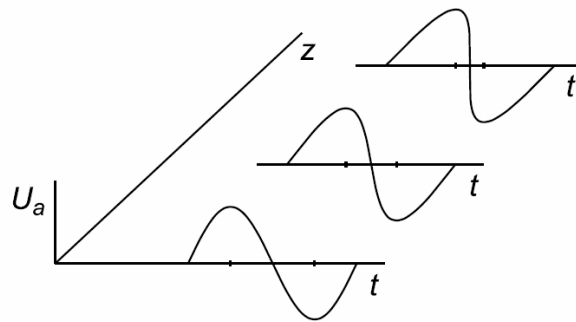


Abbildung 3-15 Pulskompression

Dieses Verhalten gleicht dem einer Ozeanwelle, welche sich in Richtung Küste bewegt und dabei immer höher wird, bis sie an der Küste bricht, weil der Wasserzufluss, zum Beispiel durch Hindernisse auf dem Meeresboden, nicht mehr gegeben ist.

NLTLs sind passive Bauelemente. Daher besteht bei ihrer Anwendung, anders als bei Step recovery dioden, kein Problem mit der Rekombination der Atome und dem Schrotrauschen. Dadurch erklärt sich auch das wesentlich niedrigere Phasenrauschen. Ein weiterer Vorteil der NLTL gegenüber SRD Kammgeneratoren ist die große mögliche Eingangsbandbreite von bis zu einer Oktave im Vergleich zu SRD basierten Kammgeneratoren mit gerade 5 Prozent Variationsmöglichkeit. Die Eingangsleistung ist bei speziellen NLTL Kammgeneratoren ebenfalls sehr variabel. Bis zu 10 dB Variation sind möglich.

### 3.4.2 Probleme

Bei Kammgeneratoren basierend auf der Technologie der nichtlinearen Übertragungsleitung liegt die kleinst mögliche Eingangsfrequenz aktuell bei 100 MHz. Dies stellt ein Problem für die Verwendung im vorhandenen Konzept dar. Daraus folgt, dass sehr schnelle Komponenten nötig sind, um das benötigte Spektrum von Linien mit 1 MHz Abstand zueinander zu stellen. Eine nähere Betrachtung erfolgt in *Kapitel 4.4 Austastpfad*.

In dieser Arbeit wird ein NLTL Kammgenerator der Firma *Pico Second* verwendet. Dieser ist mit einer Eingangsfrequenz von 100 MHz spezifiziert und einer Ausgangsbandbreite von 20 GHz.

### 3.4.3 Auswahlkriterium

Die Auswahl des Konzepts rechtfertigt sich damit, dass ein NLTL Kammgenerator ein deutlich höheres Leistungsdichtespektrum gegenüber einem SRD basierten erzielt. Laut Herstellerangaben ist gerade im oberen Frequenzbereich ein deutlicher Performance Gewinn zu erwarten.

## 4 Realisiertes Konzept

In diesem Abschnitt soll auf den Aufbau der Schaltung eingegangen werden, die Auswertung der Messergebnisse erfolgt in Kapitel 5.

### 4.1 Aufbau

Das Konzept NLTL wurde in modularem Aufbau realisiert, da auf diesem Weg eine hohe Flexibilität, ein schneller Aufbau sowie eine gute Fehleranalyse gewährleistet sind. Des Weiteren ist auch im Falle eines Defekts ein rascher Austausch der entsprechenden Komponenten möglich.

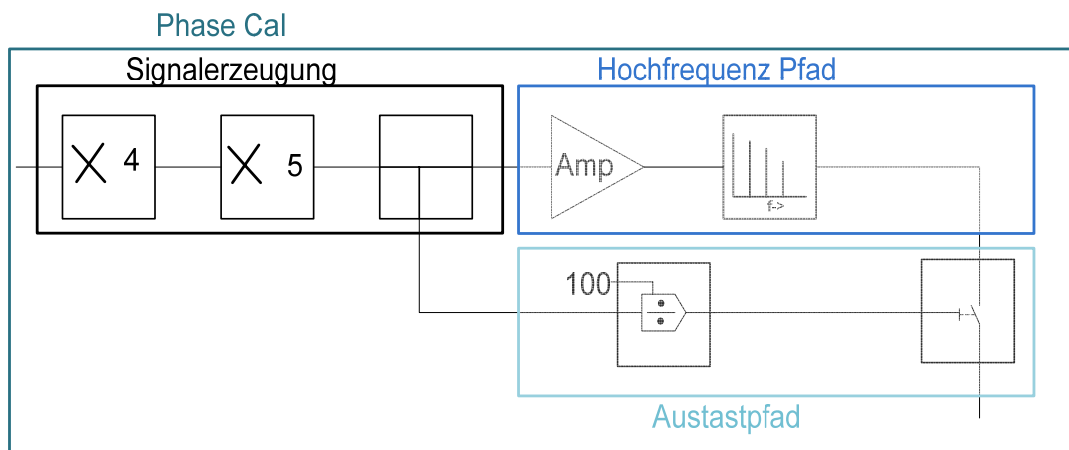


Abbildung 4-1 Blockschaltbild Realisiertes Konzept

### 4.2 Signalerzeugung

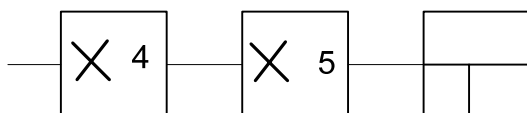
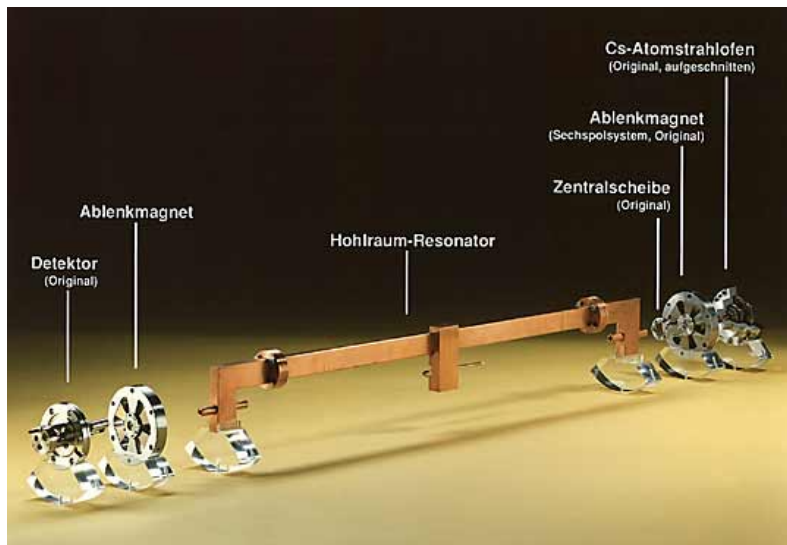


Abbildung 4-2 Blockschaltbild Pfad Signalerzeugung

Die Funktion dieses Teilaspekts der Schaltung ist die Erzeugung eines 100 MHz Sinussignals. Die Signalerzeugung basiert auf einem spektral hochreinen, von einem Wasserstoff Maser<sup>9</sup> abgeleiteten 5 MHz Sinussignal. Bei einem Wasserstoff Maser werden Energiedifferenzen in der Hyperfeinstruktur genutzt, welche durch die

<sup>9</sup> Maser bedeutet Microwave Amplification by Stimulated Emission of Radiation oder auch Mikrowellenverstärkung durch angeregte Strahlungsemission.

unterschiedliche Ausrichtung der Hüllenelektronen in Bezug auf den Atomkern entstehen. Die Energiedifferenz beträgt in etwa  $10^{-5}$  eV, was einer Frequenz von 1,42 GHz entspricht. Diese Energiedifferenzen werden in einen Hohlraumresonator induziert. Weicht die von einer Referenzuhr (meist Quarz basiert) bestimmte Einstrahlungsenergie von der des Wasserstoff Masers ab, so wird die reduzierte Absorption des Hohlraumresonators detektiert und die Referenzuhr nachgestellt. Mit einem Wasserstoff Maser ist eine Genauigkeit von  $1,5 \cdot 10^{-14}$  zu erzielen, was einer Abweichung von einer millionsten Sekunde pro Jahr entspricht. [4]



**Abbildung 4-3** Aufbau eines Masers

Das 5 MHz Maser Signal wird in dieser Arbeit mittels einer Multipliziererkette erst vervierfacht und anschließend verfünffacht. Durch das Vervielfachen der Frequenz vermehrt sich auch das Rauschen, mindestens um

$$20 \cdot \log(N) \text{ in dB} \quad (4-1)$$

N ist der Faktor der Vervielfachung: in dieser Schaltung beträgt er also 20. Dementsprechend erhöht sich der Rauschpegel um mindestens 26 dB. Der benötigte Ausgangspegel am Ausgang des zweiten Multiplizierers muss 16 dBm betragen, da durch die anschließende Aufteilung in Hochfrequenzpfad und Austastpfad mit einem Powerdivider entsprechend wieder 3 dB verloren gehen und im Weiteren ein Pegel von 13 dBm benötigt wird.

Die verwendeten Multiplizierer werden von der Firma *Wenzel* hergestellt (s. Datenblätter 9 & 10 im Anhang) und sind gezielt auf niedriges Rauschen im speziellen Phasenrauschen optimiert worden. Die Komponenten mussten bei Bestellung exakt im Frequenzbereich spezifiziert werden, damit die Bandpassfilter

entsprechend dimensioniert werden konnten (s. Abbildung 4-4 vierfach Multiplizierer Abbildung 4-5 fünffach Multiplizierer).

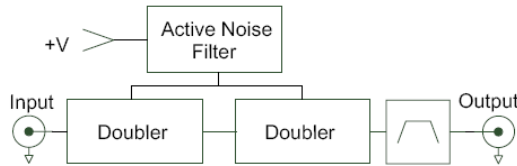


Abbildung 4-4 vierfach Multiplizierer

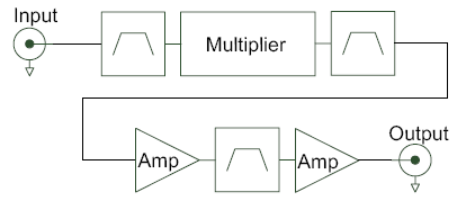


Abbildung 4-5 fünffach Multiplizierer

Der vierfach Multiplizierer basiert auf einem Entwurf des Amerikanischen *National Institute of Standard and Technology* für extrem niedriges Rauschen. Die Vervielfachung wird mit speziellen FETs erreicht und am Ausgang wieder bandpassgefiltert, um so zwangsweise entstehende Harmonische der Grundfrequenz zu unterdrücken.

Der fünffach Multiplizierer basiert auf einem Konzept ähnlich der NLTL. Die Vervielfachung erfolgt durch eine Schottky Dioden Anordnung mit zwei Filter- und Verstärkerstufen, um im Anschluss unerwünschte Harmonische zu unterdrücken. Das Phasenrauschen der Multiplizierer ist im Datenblatt des Herstellers mit  $-164 \frac{\text{dBc}}{\text{Hz}}$ , die Harmonischen sind mit kleiner -30 dBc angegeben. Damit entsprechen die Multiplizierer den hier erforderlichen Anforderungen. Der 3 dB Leistungsteiler ist von der Firma *Mini Circuits* mit einer zusätzlichen ohmschen Dämpfung von 0,2 dB bei 100 MHz angegeben, was ebenfalls den oben genannten Anforderungen entspricht, da der zweite Multiplizierer 16,3 dBm Ausgangsleistung liefert.

### 4.3 Hochfrequenzpfad

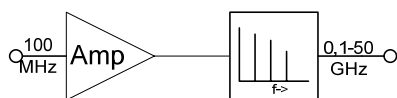


Abbildung 4-6 Blockschaltbild Hochfrequenzpfad

Die Funktion des Hochfrequenzpfades ist erst die Verstärkung des 100 MHz Signals auf 27 dBm und darauffolgend die Erzeugung des Spektralenkamms. Der in dieser Diplomarbeit eingesetzte Kammgenerator benötigt eine Eingangsleistung von

typisch 25 dBm, was in diesem Konzept einen vorgeschalteten Verstärker erforderlich macht. Bei der Auswahl des Verstärkers war besonders darauf zu achten, dass er sehr geringes Rauschen aufweist und die erforderliche Ausgangsleistung liefert. Der in diesem Konzept verwendete Verstärker stammt ebenso wie die Multiplizierer von der Firma *Wenzel*.

Der Kammgenerator basiert auf dem in Kapitel 3.4 vorgestellten Konzept der nichtlinearen Übertragungsleitungen. Wie beschrieben ist er spezifiziert bis 20 GHz mit dem Vermerk, dass er nicht jenseits der angegebenen Grenze abrupt die Funktion einstellt (s. Datenblatt 5 Anhang), sondern mit sinkendem Pegel die Funktion weiterhin bereitstellt. Die Einschränkung in den Datenblättern ist deshalb angebracht, da die sehr niedrigen Pegel, kleiner -120dBm, welche in der Radio Astronomie verarbeitet werden, eine Ausnahme darstellen.

#### 4.4 Austastpfad



Abbildung 4-7 Blockschaltbild Austastpfad

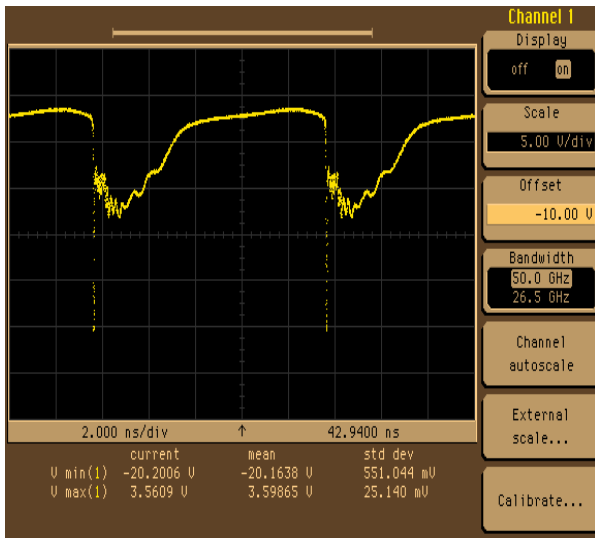
##### 4.4.1 Theorie

Die Funktion des Austastpfades ist eine Anpassung der Ausgangsfrequenz auf 1 MHz. Das HF Ausgangssignal des Kammgenerators ist eine periodische Pulsfolge mit einer Frequenz von 100 MHz (s. Abbildung 4-8). Allerdings wird eine Frequenz von 1 MHz und daraus folgend ein Spektrum mit Linien im 1 MHz Abstand benötigt. Deshalb muss die Frequenz geändert werden. Die Anpassung der Frequenz erfolgt über eine Austastung von 99 von 100 Pulsen. Das resultierende Signal ist periodisch wiederholend mit 1 MHz. Bei einer Frequenz von 100 MHz hat eine

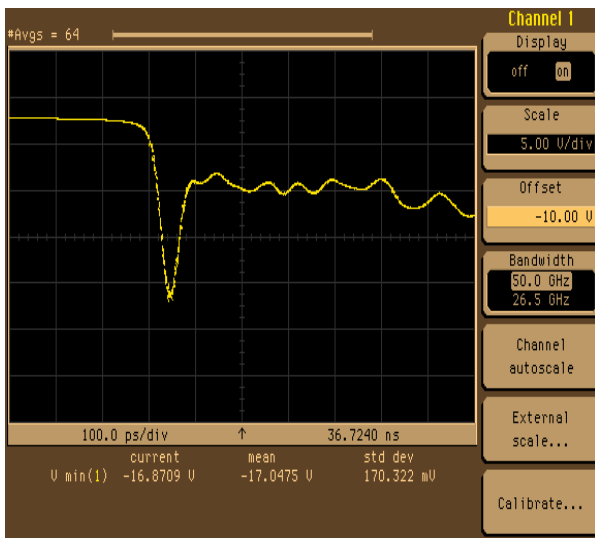
Periode eine Dauer von  $T = \frac{1}{100 \text{ MHz}} = 10 \text{ n sec}$ .

Theoretisch folgt daraus, dass ein kompletter Schaltvorgang innerhalb von 10 nsec abgeschlossen sein muss. Praktisch besteht jedoch mehr Zeit (s. Abbildung 4-8), denn das Ausgangssignal ist ein periodischer, unsymmetrischer Trapezimpuls mit einem Duty Cycle von  $\frac{30}{70}$ , das ausgetastete Signal hat einen Duty Cycle von  $\frac{1}{99}$ . Bei

diesem Puls-Pause Verhältnis ist eine Zeitspanne von  $(99 \cdot 10 \text{ nsec})$  990nsec zwischen den einzelnen Pulsen ausgangsseitig vorhanden.



a) Vollständige Periode von 10nsec



b) Zoom 1nsec

**Abbildung 4-8** Ausgangssignale Kammgenerator im Zeitbereich

Wie bereits in Kapitel 2.1 dargestellt, ist die Flankensteilheit der entscheidende Faktor, um viele Oberwellen zu erzielen. Das bedeutet, dass der Austastpuls den Schalter so ansteuern muss, dass die fallende Flanke ohne Beeinflussung durch den Schalter übertragen wird. Wie in Abbildung 4-8 zu sehen, ist es selbst mit einem Oszilloskop mit einer Bandbreite von 50 GHz problematisch, die fallende Flanke darzustellen. In dem vergrößerten Ausschnitt in der unteren Abbildung ist die fallende Flanke besser zu erkennen und eine „Fall time“ von ca. 40 psec abzulesen. Der ausgewählte High Speed SPST Schalter hat eine im Datenblatt spezifizierte, maximale Schaltzykluszeit von 20nsec. Wenn der Schalter ideale Bedingungen in der Ansteuerung vorfindet, wie stabile Schaltpegel und saubere Betriebsspannung,



sind Schaltzykluszeiten von unter 10nsec zu erwarten. Die Schaltfunktion des Schalters ist kein ideales Rechteck, sondern entspricht einem Trapez.

#### 4.4.2 Technische Realisierung

Die technische Realisierung besteht aus zwei Einheiten, einem Frequenzteiler der Firma *Wenzel* und einer selbst entwickelten Einheit. Der Frequenzteiler basiert auf dem System aus Abbildung 4-9. Das Ausgangssignal ist ein 1 MHz Rechtecksignal. Eine nähere Betrachtung des Signals erfolgt im Kapitel 5. Bei dem gelieferten Frequenzteiler war die Beschriftung der Ein- und Ausgänge vertauscht. Laut Hersteller ist eine Beschädigung in Folge der Ansteuerung am Eingang auszuschließen.

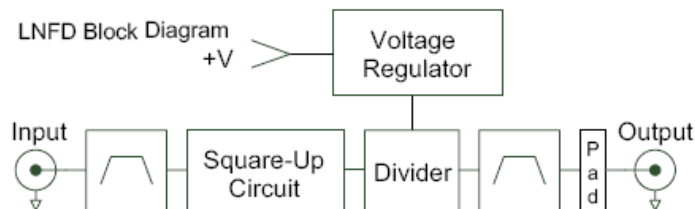


Abbildung 4-9 Aufbau Frequenzteiler

Um aus dem Rechtecksignal den benötigten Austastimpuls zu gewinnen, musste die Pulsbreite und die Zeitposition verändert werden. Das Ausgangssignal des Frequenzteilers ist ein unsymmetrischer Rechteckimpuls mit einem Tastverhältnis ungleich  $\frac{50}{50}$ .

#### 4.4.3 Konzeptauswahl Pulsweite & Delay Logik

Für die Anpassung des Signals stehen verschiedene Möglichkeiten zur Verfügung. Einige sollen im folgenden Abschnitt kurz dargestellt werden. Das finale Konzept wird im Anschluss ausführlich betrachtet.

Das erste Konzept ist in Abbildung 4-10 dargestellt. Der Integrator wandelt das Rechtecksignal in ein Dreiecksignal, welches dann durch den Vergleichler detektiert wird. Abhängig von der Referenzspannung, die an dem Vergleichler anliegt, ändert sich die Pulsbreite.

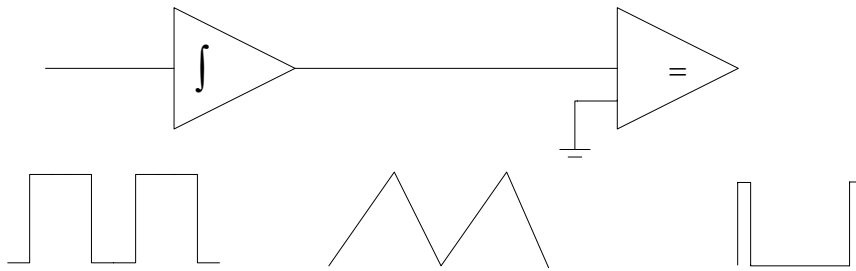


Abbildung 4-10 Austastpfad Konzept 1Abbildung 1-2

Dieses Konzept wurde nicht umgesetzt, da die Spitzen des Dreiecksignals in der technischen Realität nicht wie in Abbildung 4-10 dargestellt als Spitzen auftreten, sondern abgerundet und nicht stabil sind. Für dieses Konzept müsste aber exakt in diesem Bereich des Dreiecksignal der Vergleichler das Signal detektieren, Deshalb hat sich dieses Konzept als nicht praktikabel erwiesen.

Das zweite Konzept ist in Abbildung 4-11 dargestellt. Die Pulsweite des Ausgangssignals ist abhängig von der Gatterlaufzeit des Inverters. Da der Schalter eine inverse Kontrolllogik (0V=ein und 5V= aus) hat, folgt, dass ein NAND als Vergleichler verwendet werden muss.

Das resultierende Ausgangssignal (schwarz) ist in Abbildung 4-12 im Vergleich zu dem Rechtecksignal hinter dem Inverterbaustein dargestellt. Wie in Abbildung 4-12 erkennbar ist, sind die Schaltzeiten zu kurz und eine zeitliche Verzögerung ist nicht vorgesehen. Aus diesem Konzept geht direkt das dritte Konzept hervor.

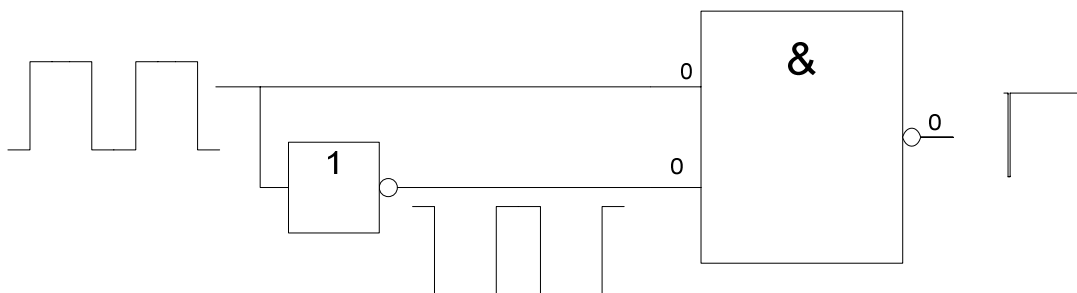


Abbildung 4-11 Austastpfad Konzept 2

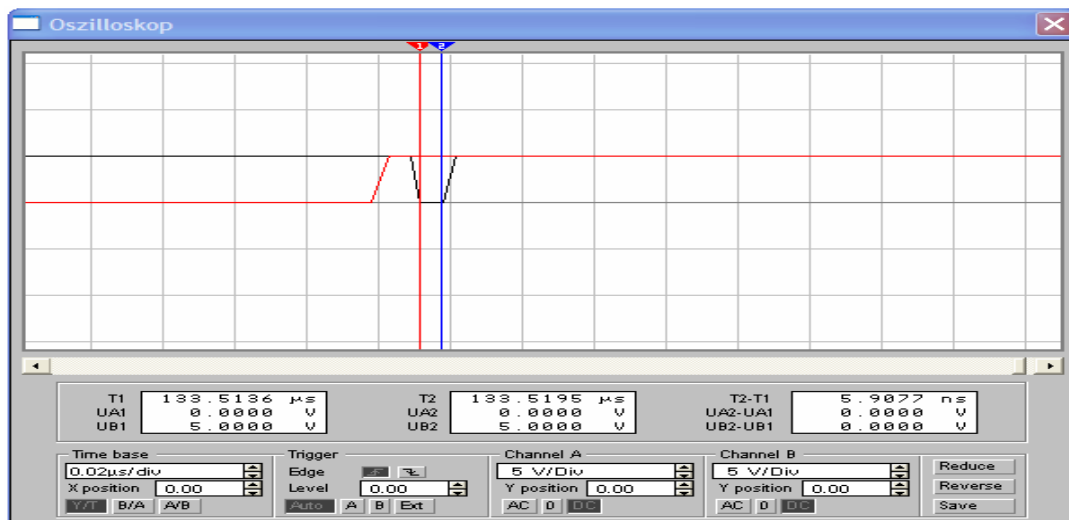


Abbildung 4-12 Simulation Austastpfad Konzept 2

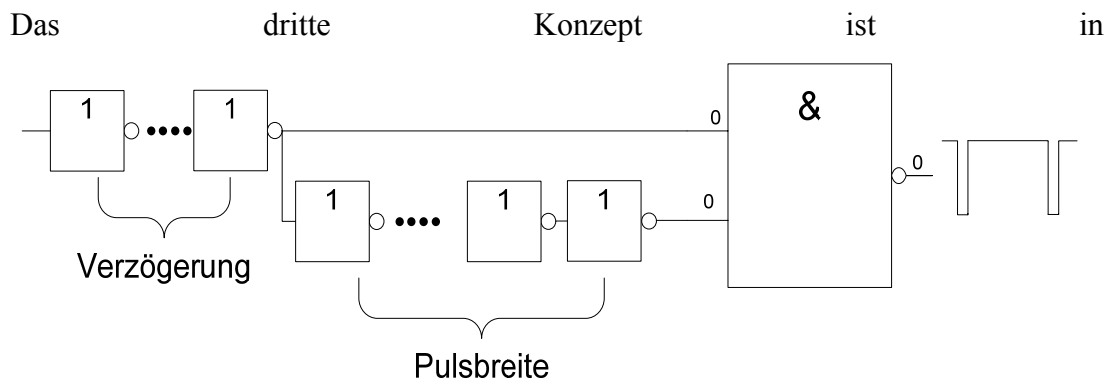


Abbildung 4-13 dargestellt. Vergleicht man es mit dem zweiten Konzept, sieht man, dass es auf demselben Prinzip beruht, aber um eine Verzögerung-Pulsformungseinheit erweitert wurde. Durch den Durchlauf mehrerer Gatter stellt sich eine Stabilisierung auf TTL Pegel ein. Es ist zu beachten, dass bei der Pulsbreiteeinheit immer eine Gatteranzahl mit einem ungeraden Vielfachen verwendet werden muss, da die verwendeten Gatter Inverter sind und sich sonst nach dem Gesetz der doppelten Negation ( $\overline{\overline{A}} = A$ ) aufheben würden. Die NAND Bedingung  $Y = \overline{A} \cdot B$  (s. Tabelle 1) wäre somit nicht zu erfüllen. Die Verzögerung durch die Pulsbreiteeinheit ergibt eine größere zeitliche Schnittmenge, in der die NAND Bedingung nicht erfüllt ist (1&1 am Eingang). Dadurch entsteht ein breiterer Schaltimpuls, welcher dem Schalter genügend Zeit gibt, den einen Puls ohne Verformung durchzulassen.

Eingang		Ausgang
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Tabelle 1 NAND Verknüpfung

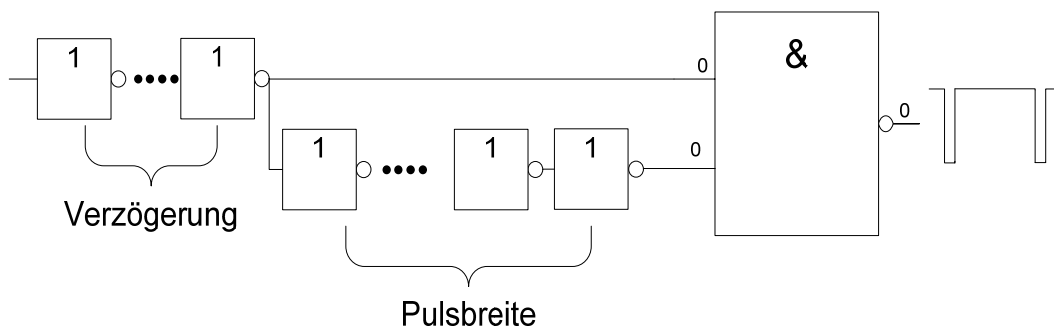


Abbildung 4-13 Austastpfad Konzept 3

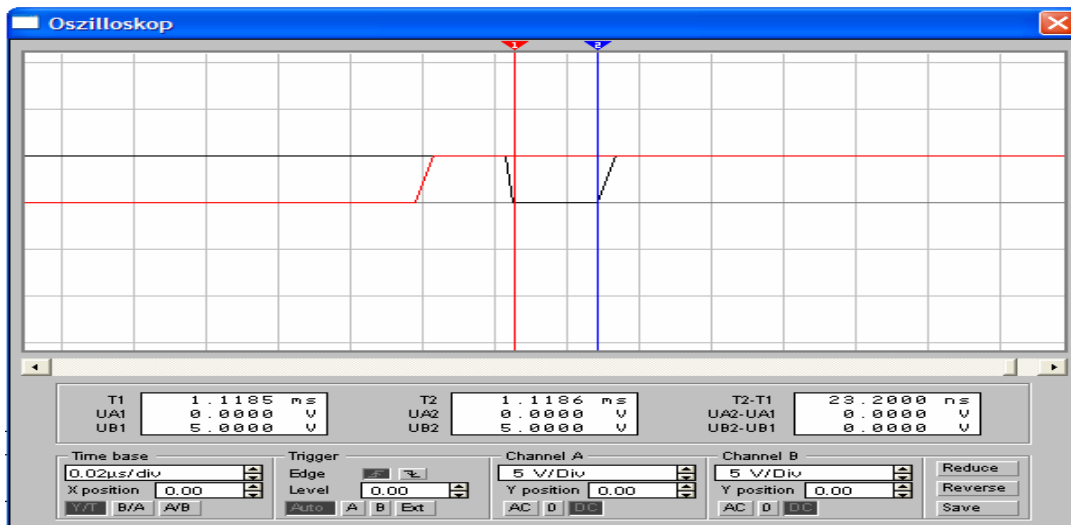


Abbildung 4-14 Simulation Austastpfad Konzept 3

Das vierte Konzept ist in Abbildung 4-15 dargestellt und basiert auf kommerziell erhältlichen Komponenten der Firma *Data Delay Inc.*. Es basiert auf einem Pulsweitencontroller, welcher in verschiedenen Ausführungen mit fest vorgegebenen Ausgangspulsbreiten erhältlich ist. Das zweite Bauteil ist eine mechanisch verstellbare Verzögerungsleitung (s. Datenblätter im Anhang). Dieses Konzept lies sich aufgrund eines „Delays“ beim Hersteller nicht realisieren.

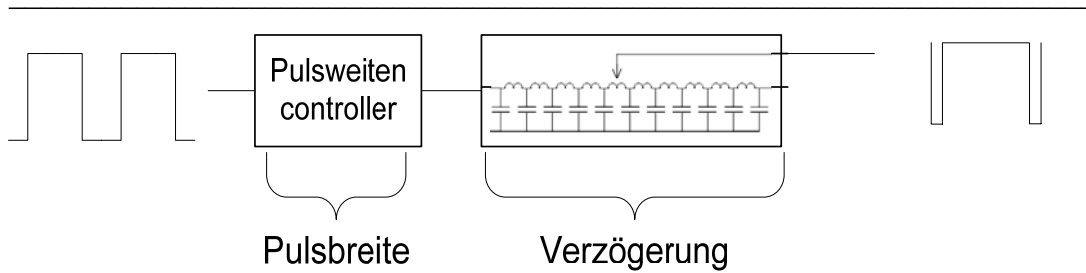


Abbildung 4-15 Austastpfad Konzept 3

#### 4.4.4 Finales Konzept des Austastpfades

Das schließlich realisierte Konzept ist Konzept Nummer drei aus Kapitel 4.4.3. Wie in Abbildung 4-17 zu sehen, wird die Logikfamilie 74AS verwendet. Die Auswahl rechtfertigt sich darin, dass die AS Serie die schnellste TTL Logikfamilie ist. Die relativ hohe Stromaufnahme (22mW) stellt bei dieser Anwendung kein Problem dar. Die in Abbildung 4-17 zu sehende Aufteilung der Gatter nutzt sämtliche Inverter Gatter in den beiden Chips komplett aus. Die drei Verzögerungsgatter dienen gleichzeitig zur Pulsformung und Anpassung an die benötigten TTL Pegel. Durch die Pulsformung ist gewährleistet, dass beide Signale am Eingang des NAND Gatters dieselbe Signalform, Flankensteilheit und denselben Pegel haben. Der Ausgang des Frequenzteilers hat 50 Ohm Ausgangswiderstand. Wenn die nachfolgende Baugruppe leistungsangepasst betrieben wird, ergibt sich kein Rechteckimpuls sondern eine Signalform wie in Abbildung 4-16.

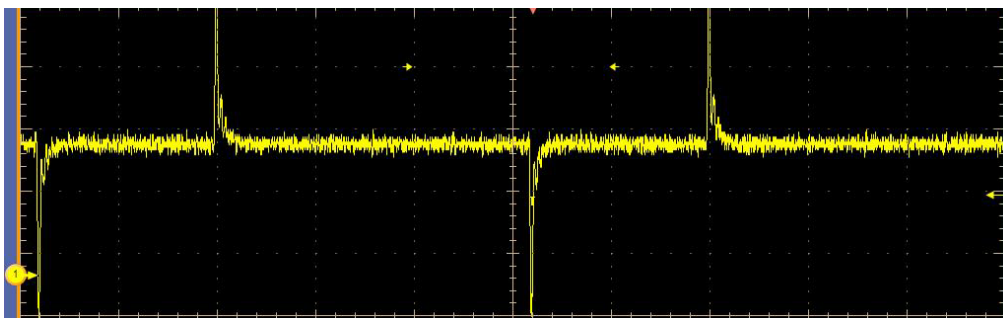


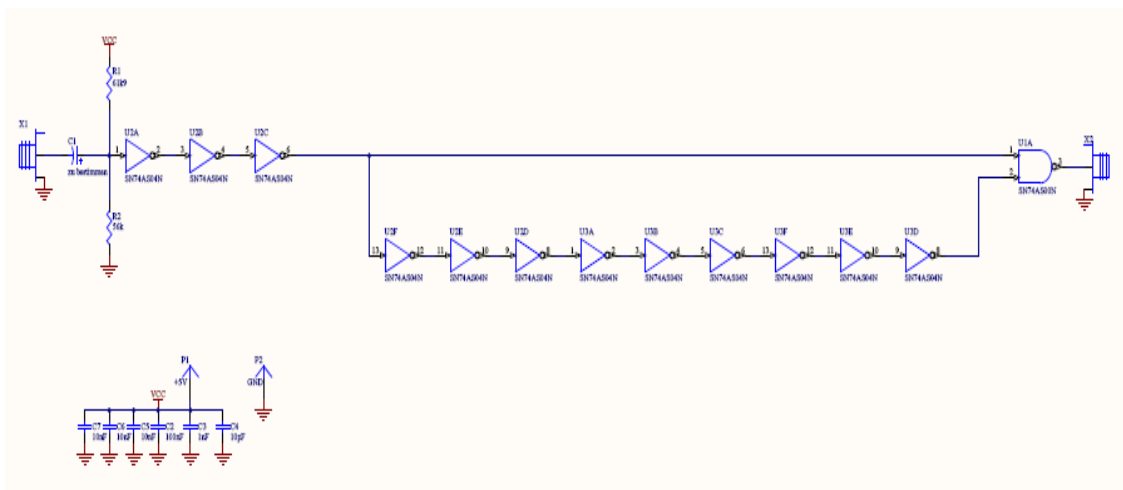
Abbildung 4-16 Frequenzteiler leistungsangepasst Belastet

Daraus folgt, dass der Frequenzteiler eine hochohmige Last ausgangsseitig sehen muss. Daraus folgt die Dimensionierung der Widerstände R1 und R2 des Spannungsteilers. Dieser wird für einen additiven DC Aufschlag zur Anpassung auf TTL Pegel benötigt (s. Abbildung 4-17). Diese Auslegung resultiert zwar in einer Fehlanpassung und Reflektionen, was bei einer Frequenz von 1 MHz aber vernachlässigbar ist. Diese Art der Fehlanpassung wird auch Spannungsanpassung

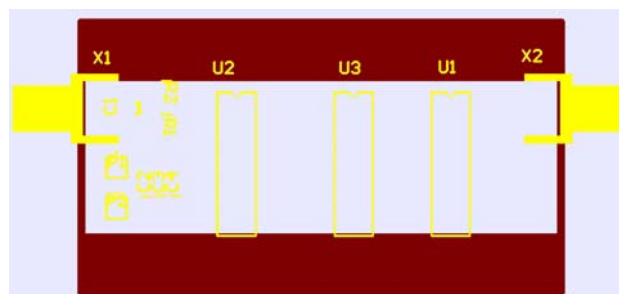
genannt, und resultiert darin, dass durch die hochohmigen Eingangswiderstände der Ausgang des Frequenzteilers minimal belastet wird. Der Spannungsdämpfungsfaktor berechnet sich aus dem Verhältnis der beiden

$$\text{Widerstände } D = \frac{R_a}{R_e}.$$

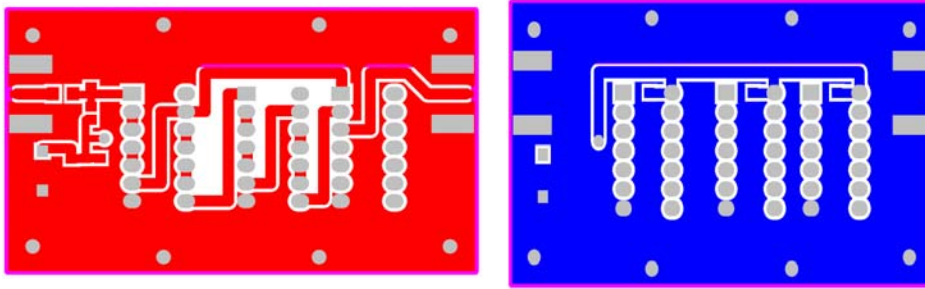
Daraus folgt, umso größer  $R_e$  desto geringer die Dämpfung. Bei den verwendeten TTL Bausteine stellt diese Eingangslast kein Problem dar. Nachdem ein erster Testaufbau auf Lochrasterplatte einen guten Erfolg versprach, wurde eine Micro Strip Platine mit dem Programm *Altium Designer* erstellt und mittels eines Prototypen Fräsers realisiert und bestückt. In Abbildung 4-18 ist die Toplayer Bestückung der Platine dargestellt. In Abbildung 4-19 der Aufbau des Top Layers (magenta) und der Aufbau des Ground Layers (blau).



**Abbildung 4-17** Schaltplan Austast Konzept 3

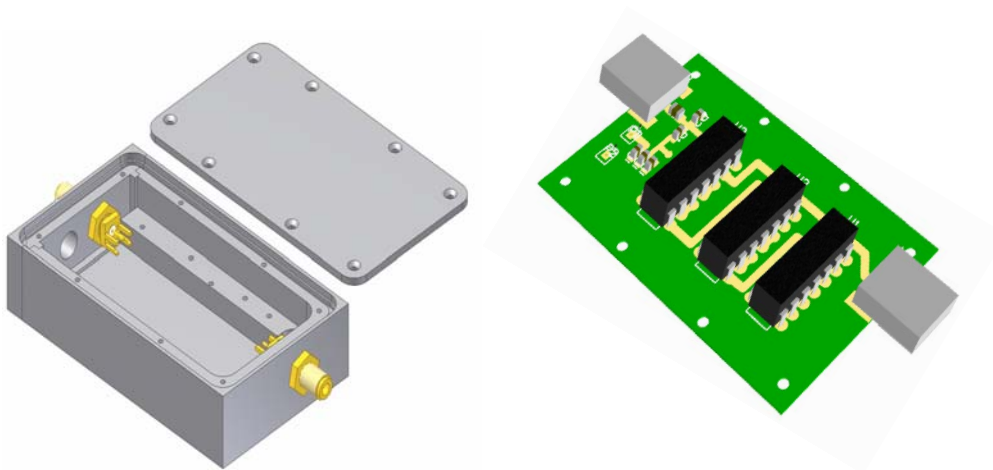


**Abbildung 4-18** Platinenbestückung Austast Konzept 3



**Abbildung 4-19** TOP und Ground Layer Austast Konzept 3

Für die Platine wurde ein für Hochfrequenzsignale geeignetes Gehäuse erstellt (s. Abbildung 4-20: zur besseren Übersicht in einer dreidimensionalen Ansicht dargestellt). Die grauen Quadrate auf der Platine sind Platzhalter für die vorgesehenen SMA Anschlüsse, die aus Kompatibilitätsgründen verwendet wurden (modularer Aufbau).



**Abbildung 4-20** dreidimensionale Darstellung Austast Konzept 3

## 5 Messergebnisse und Verfahren

In diesem Kapitel wird die Auswertung der Messergebnisse, ein Vergleich mit dem vorhandenen Konzept sowie die verwendeten Messgeräte vorgestellt, um die Argumentation der Messergebnisse zu verifizieren und messtechnische Grenzen aufzuzeigen. Die Struktur dieses Kapitels orientiert sich an *Kapitel 4 Realisiertes Konzept*.

### 5.1 Messergebnisse Signalerzeugung

Wie bereits im vorhergehenden Kapitel beschrieben, wird in diesem Teil der Schaltung das 5 MHz Sinussignal um den Faktor 20 vervielfacht. Durch die Vervielfachung ändert sich nicht nur die Grundfrequenz, es kommt auch ungewolltes Rauschen hinzu. In Abbildung 5-1 sind die drei verschiedenen Frequenzen in einem Diagramm durch Abspeichern der einzelnen Kurven dargestellt. Die Einstellungen des dargestellten Frequenzbereich (Span), der Resolution Bandwidth (RBW) sowie der Mittelung (AVG) sind bei allen drei Kurven identisch. Deshalb lässt sich der oben beschriebene Vorgang der Erhöhung des Rauschens anschaulich und korrekt darstellen. Das in Abbildung 5-1 dargestellte Grundsignal (schwarze Kurve) stammt von einem Hochfrequenz Synthesizer.<sup>10</sup>

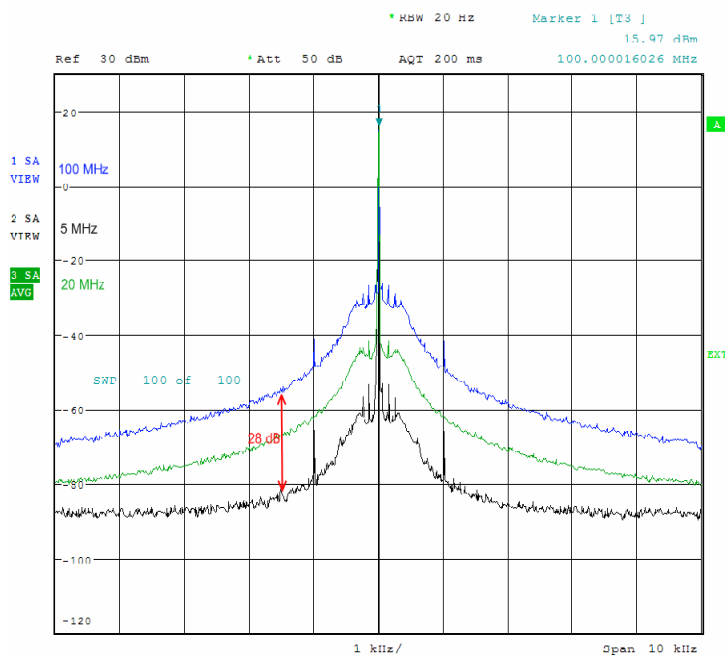


Abbildung 5-1 5 MHz 20MHz 100MHz Vergleich

<sup>10</sup> Marconi Typ 2032



Die 5 MHz Grundfrequenz sind nicht direkt von dem internen Quarzoszillator abgeleitet, sondern wie an der Rauschschulter zusehen durch eine Phasenregelschleife (PLL) erzeugt. Für Anwendungen ohne nachfolgende Frequenzvervielfachung stellt dies kein Problem dar. Wenn aber dieses Signal vervielfacht wird, wird auch das Rauschen entsprechend mehr. Daraus folgt, dass ein spektral möglichst reines Grundsignal benötigt wird.

Der Arbeitsplatz für den Aufbau der Diplomarbeit ist in Bonn, wo kein Maser Distribution Netz zur Verfügung steht, von welchem man ein sehr reines 5 MHz Signal bekommen könnte. Da das Konzept dieser Diplomarbeit später aber in Effelsberg eingesetzt werden soll, wo ein solches Distribution System vorhanden ist, stellt dies kein Problem dar. In Abbildung 5-2 ist das 100 MHz Signal am Ausgang des zweiten Multiplizierers zu sehen, gespeist mit dem 5 MHz Maser Sinus Signal in Effelsberg.

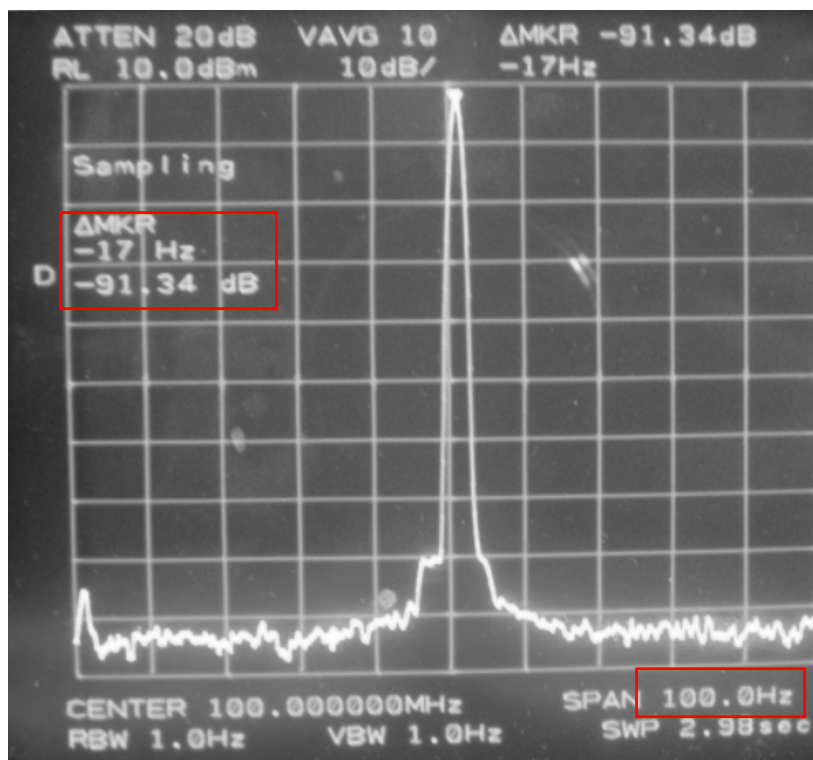


Abbildung 5-2 100MHz Maser basiert

Da das Signal spektral um mehrere Größenordnungen reiner ist, konnte der dargestellte Frequenzbereich auf 100 Hz eingengt werden. Wie in Abbildung 5-2 mit der delta Markerfunktion zu sehen ist, sind im Abstand von 17 Hz bereits 91 dBc zu messen, was eine Verbesserung von über 50 dB im Vergleich zu der in Bonn durchgeführten Messung (dargestellt in Abbildung 5-1) bedeutet. In Abbildung 5-3

ist zu sehen, dass die in den Multiplizierern eingebauten Bandpässe eine gute Abdämpfung der unerwünschten Harmonischen bewirken.

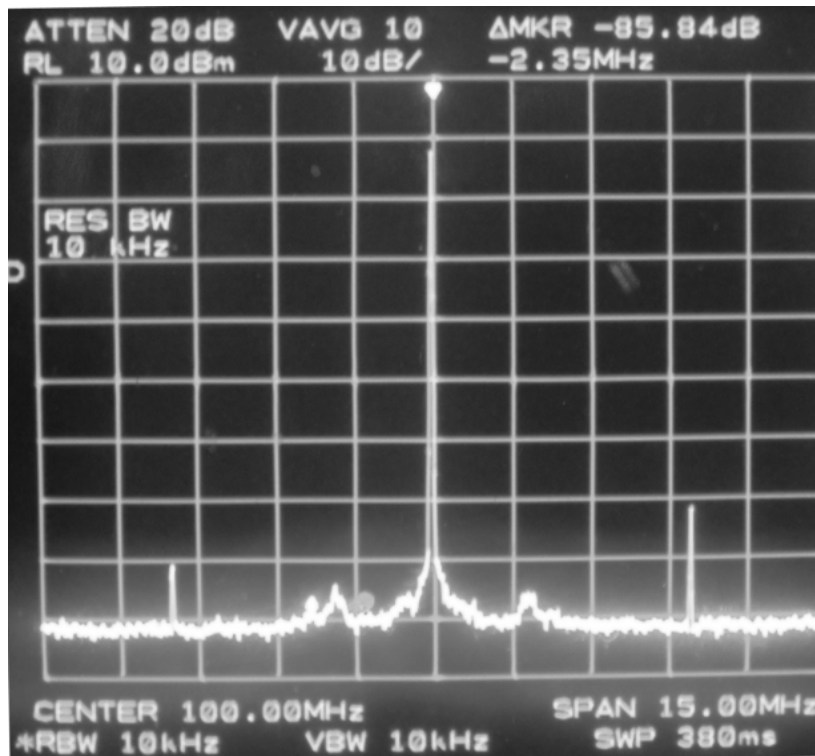


Abbildung 5-3 100 MHz Spektrum mit erweitertem Span

Die Nebenlinien, die zu sehen sind, sind Vielfache der Grundfrequenz. Wegen ihres geringen Pegels sind diese aber zu vernachlässigen.

## 5.2 Messergebnisse Hochfrequenzpfad

### 5.2.1 Messergebnisse und Messverfahren Verstärker

Wie in Kapitel 4.3 bereits beschrieben, erzeugt dieser Teil des Konzeptes den Frequenzkamm. Um bei der niedrigen Kammgenerator Eingangsfrequenz von 100 MHz möglichst weit im Frequenzbereich noch Linien des Kamms zu sehen, wird eine hohe Eingangsleistung an dem Kammgenerator benötigt. Dafür wird ein Verstärker eingesetzt, der im folgenden Abschnitt diskutiert wird.

Wichtig ist, dass der Verstärker im linearen Bereich seiner Kennlinie betrieben wird. Wenn der Verstärker seinen nichtlinearen Bereich verlässt, bilden sich Oberwellen bei ungeraden Vielfachen der Grundfrequenz, was in dieser Anwendung der Pulscompression entgegen wirken würde.

Im Folgenden werden zwei mögliche Messmethoden kurz betrachtet.

### 5.2.1.1 Ein dB Kompressionspunkt

Im idealen Fall verhält sich die Ausgangsleistung proportional zu der Eingangsleistung (s. Abbildung 5-4). Kommt der Verstärker aber aus seinem spezifizierten Bereich heraus, so kommen nichtlineare Effekte zum tragen, welche eine Abweichung von der idealen Kennlinie bewirken.

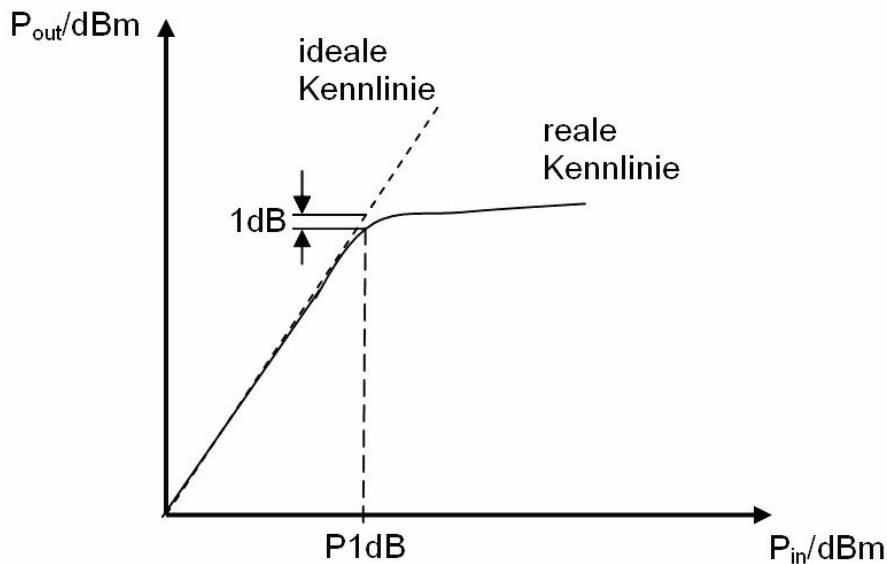


Abbildung 5-4 1 dB Kompressionspunkt

Wenn diese Differenz zwischen Eingangspegel und Ausgangspegel exakt 1 dB beträgt, ist der 1 dB Kompressionspunkt erreicht. Der 1 dB Kompressionspunkt ist auf die Eingangsleistung bezogen. Wird dieser erreicht, so ist der Verstärker schon weit im nichtlinearen Bereich.

Bei dem vorliegenden Konzept wird der Verstärker mit 13 dBm Eingangsleistung betrieben. Der Verstärker liefert bei dieser Eingangsleistung eine Ausgangsleistung von 26,7 dBm. Wie in Abbildung 5-5 zu sehen ist, befindet sich der Verstärker im linearen Bereich. Die Messung wurde mit einem Powermeter mit 20 dB Dämpfung, vor dem Messobjekt durchgeführt. Der Messbereich ist von 10,5 dBm bis 14,5 dBm aufgenommen worden, im vorgesehenen Einsatzbereich des Verstärkers in 0,1 dB Schritten. Eine Korrektur zwischen am Synthesizer angezeigtem und realem am Powermeter gemessenen Wert ist erfolgt.

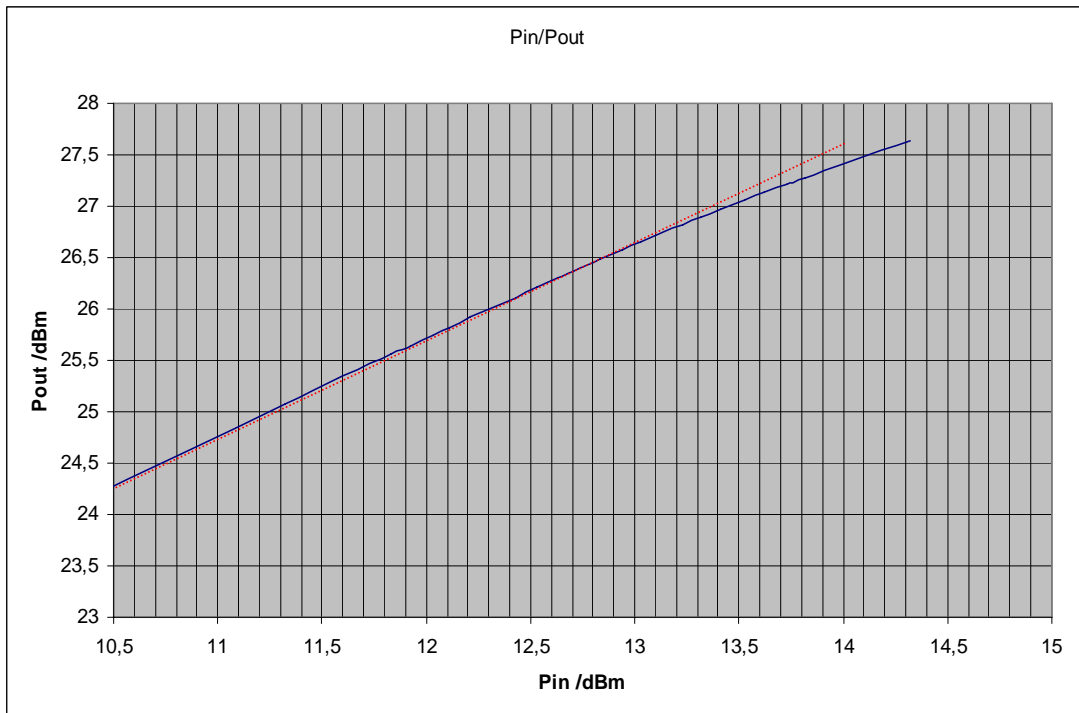


Abbildung 5-5 Pin / Pout Verstärker

### 5.2.1.2 Total Harmonic Distortion Test

Ein weiteres Merkmal für die Qualität des Verstärkers ist der Klirrfaktor oder auch der Total Harmonic Distortion (THD) Test.

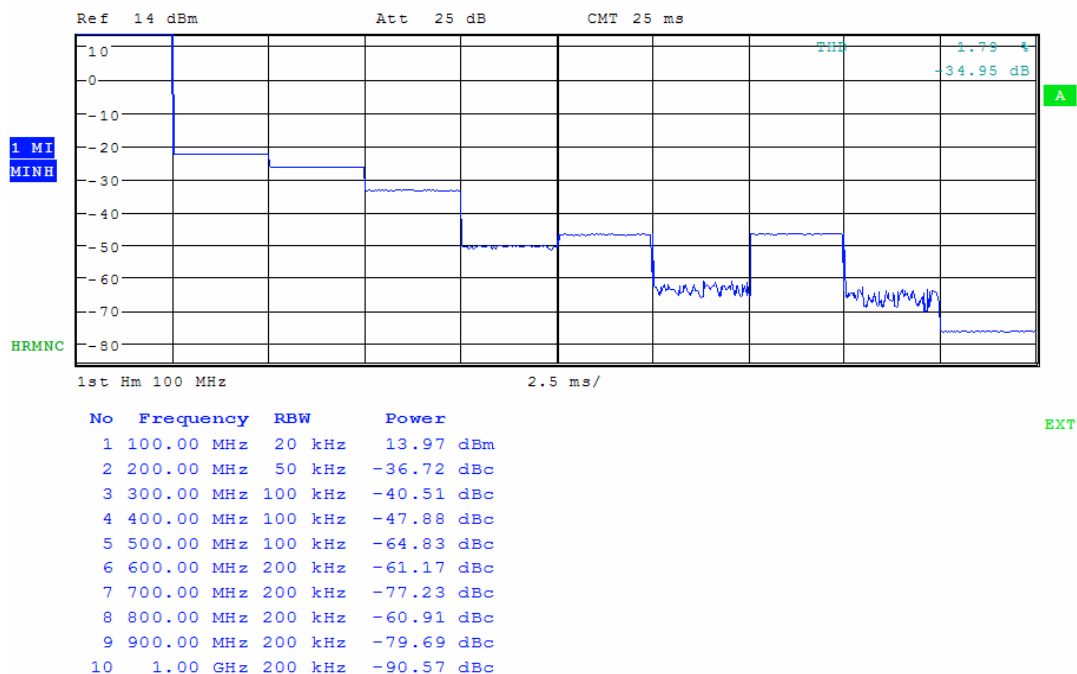
$$\text{THD} / \text{dB} = 20 \cdot \log \left| \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^n U_i^2}}{\sum_{i=1}^n U_i^2} \right|$$

Ausgehend von der ersten Harmonischen werden eine bestimmte Anzahl von weiteren Harmonischen bestimmt und automatisch ausgewertet. Der eingesetzte Spektrumanalyzer hat diese Funktion bereits implementiert. Eine Messung des Ausgangssignals des Verstärkers, gespeist mit einem 100 MHz Signal von einem Synthesizer, liefert ein Ergebnis wie in Abbildung 5-6.

In der Abbildung sind in der oberen Diagrammhälfte die Harmonischen als Messkurve dargestellt, jeder X Achsen Abschnitt entspricht einer Oberwelle. In der unteren Hälfte des Diagrams wird die Leistung der Grundwelle und in Bezug darauf die der Oberwellen (in dBc) angegeben. Oben rechts in dem Diagramm wird der Klirrfaktor

in Prozent ausgegeben  $\left( \text{THD} / \% = 10^{\frac{\text{THD}/\text{dB}}{20}} \cdot 100 \right)$  Die Zeit an der X- Achse gibt an

wie lange pro Harmonische gemessen wurde. Dies ist bei dieser Anwendung jedoch zu vernachlässigen und kommt nur bei gepulsten Signalen zum Tragen.



**Abbildung 5-6 Harmonic Distortion Test Ausgang Verstärker**

Wie in der Abbildung zu sehen ist, wurde die Messung mit 13 dBm Dämpfung durchgeführt, um den Spektrumanalysator nicht zu beschädigen. Die Messergebnisse zeigen, dass die zweite Harmonische bereits -36,72 dbc im Bezug auf die Erste abgesenkt ist. Daraus folgt, dass im Rahmen dieser Arbeit keine Beeinflussung zu erwarten ist.

### 5.2.2 Messergebnisse Kammgenerator

In diesem Abschnitt wird das Ausgangssignal des Kammgenerators betrachtet. Der eingesetzte Kammgenerator liefert am Ausgang ein sehr flankensteiles Signal, welches sich periodisch mit 100 MHz wiederholt. Das Ausgangssignal wurde in Kapitel 4.4.1 bereits betrachtet und ist für die bessere Übersicht diesem Abschnitt erneut beigefügt (s. Abbildung 5-7).

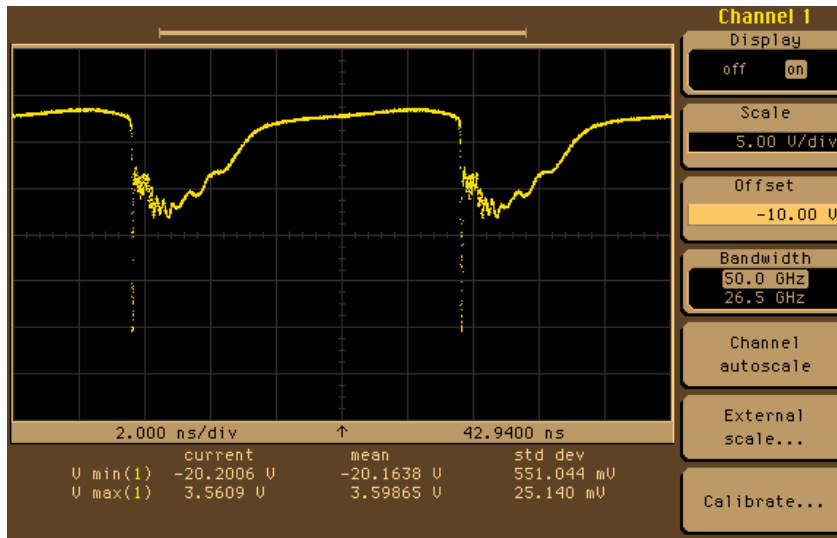


Abbildung 5-7 Ausgangssignal Kammgenerator im Zeitbereich

Der Schwerpunkt bei der Betrachtung der Messergebnisse liegt im Frequenzbereich, da sich die Funktion des Kammgenerators nur in der Frequenzebene überprüfen lässt. Bei der Analyse der Funktion des Kammgenerators haben sich Schwierigkeiten ergeben, welche nun aufgezeigt werden sollen.

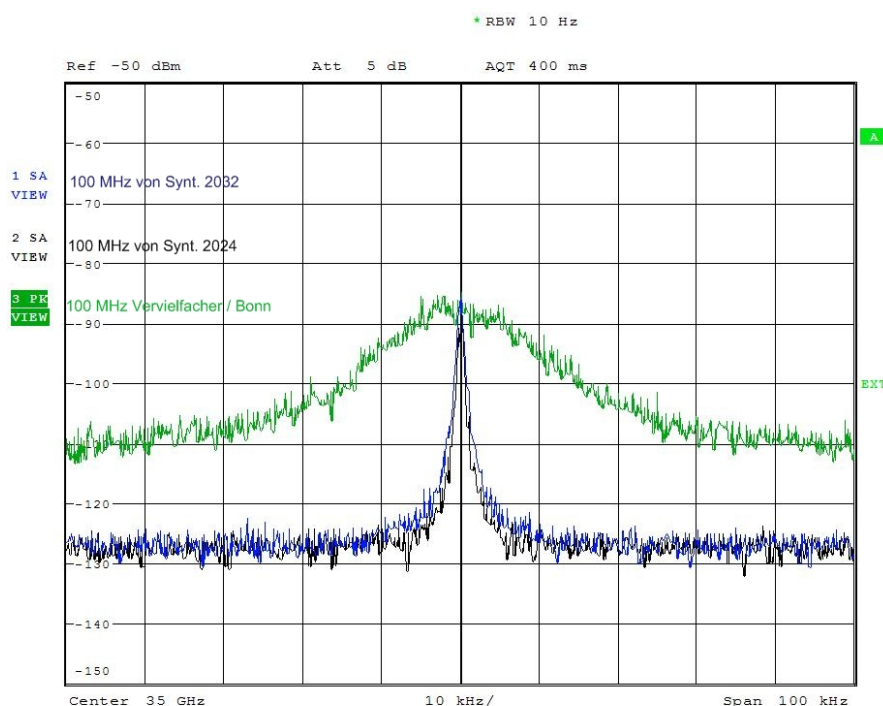
Da wie oben bereits erwähnt in Bonn kein 5 MHz Maser Signal zur Verfügung steht, wurden die Messungen mit einem Synthesizer basierten Signal durchgeführt. Das Jittern des 100 MHz Signals ist in Abbildung 5-8 als Signalstatistik dargestellt. Der Farbverlauf der Kurve ist temperaturidentisch<sup>11</sup>. Besonders gut ist dies in dem Bereich der Spitzenwerte der Amplituden des Sinussignals erkennbar, wo die Farbe ins Gelbe übergeht.



Abbildung 5-8 Signalstatistik 100 MHz Signal

<sup>11</sup> Rot = hohe Wahrscheinlichkeit, gelb geringere Wahrscheinlichkeit

In Abbildung 5-9, welche das Ausgangssignal des Kammgenerators bei 35 GHz darstellt, ist das Problem des verrauschten Eingangssignals im Frequenzbereich gut zu erkennen. Die blaue und die schwarze Messkurve sind mit einem Eingangssignal basierend auf einem 100 MHz Signal ohne Frequenz- Vervielfacherkette aufgenommen worden, die Messung der grünen Messkurve wurde mit den beiden Frequenzvervielfachern durchgeführt. Wie zu sehen ist keine Linie mehr zu detektieren, sondern eine Rauschglocke. Dies ist auf die nicht mögliche Pulskompression zurückzuführen, wegen des jitternden Signals.

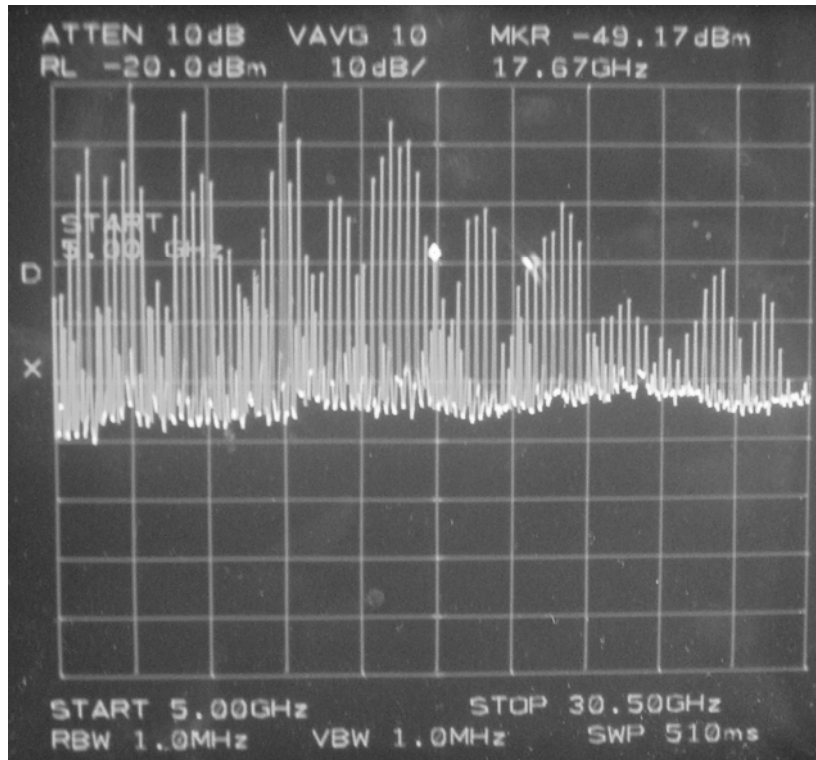


**Abbildung 5-9 Verrauschtes Ausgangssignal bei 35 GHz**

Nachdem die Ursache ermittelt war, wurde nach einer geeigneten Quelle gesucht, welche in dem 5 MHz Maser Signal in Effelsberg gefunden wurde. Da in Effelsberg ein vom Frequenzbereich identischer Spektrumanalysator vorhanden ist, konnte ohne Probleme eine Vergleichsmessung durchgeführt werden, die den erwünschten Erfolg lieferte. Die in dem nächsten Abschnitt dargestellte Messung wurde in Effelsberg durchgeführt.

Die Frequenzvervielfachung wurde bereits in Kapitel 5.1 betrachtet, weshalb direkt mit den Ausgangssignalen des Kammgenerators begonnen werden kann. Der vom Hersteller spezifizierte Frequenzbereich von 100 MHz- 20 GHz wurde vermessen

und liefert mit dem Hersteller identische Ergebnisse. In Abbildung 5-10 ist das Spektrum des Ausgangssignals in einem Frequenzbereich von 5-30,5 GHz dargestellt. Der Leistungspegel liegt 8 dBm unter dem vom Hersteller angegebenen Pegel, was aber auf die Leistungsmessmethode zurückzuführen ist. Bei einem Spektrumanalysator hängt die angezeigte Leistung von vielen Faktoren ab<sup>12</sup>.



**Abbildung 5-10** Spektrum Ausgang Kammgenerator 5-30.5 GHz

Um eine Abschätzung über die Abweichung geben zu können, wurde ein von *Rohde und Schwarz* zur Verfügung gestelltes *Excel* Arbeitsblatt verwendet (s. Tabelle 2)

<sup>12</sup> Unsicherheit der Referenzquelle, Frequenzgang, ZF-Verstärkung usw.



## Messergebnisse und Verfahren

Error Calculation for Rohde & Schwarz Spectrum Analyzers					
Inherent errors	unit	s = stand. uncertainty w = worst case	specified error	variance $\sigma_i^2$	contribute y = yes, n = no
Absolute error 120 MHz	dB	w	0.3	0.03	y
Frequency response	dB	w	0.2	0.01	y
Input attenuator	dB	w	0.2	0.01	y
If gain	dB	w	0.2	0.01	y
Log linearity	dB	w	0.2	0.01	y
Bandwidth switching error	dB	w	0.2	0.01	y
Bandwidth error	%		10.00	0.07	y
Combined variance		$\sigma_{tot}^2 = \sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \dots + \sigma_n^2$		0.17	
Combined standard uncertainty		$\sigma_{tot} = \sqrt{\sigma_{tot}^2}$		0.41	
<b>Total error (95% confidence level)</b>	dB			0.80	
<b>Total error (99% confidence level)</b>	dB			1.05	
Error due to source mismatch		a = return loss / dB v = VSWR	specified values		
VSWR of SA		v	3.1		
VSWR of DUT		v	1.57	0.55	
Combined variance		$\sigma_{tot}^2 = \sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \dots + \sigma_n^2$		0.71	
Combined standard uncertainty		$\sigma_{tot} = \sqrt{\sigma_{tot}^2}$		0.85	
<b>Error including source mismatch (95%)</b>	dB			1.66	
<b>Error including source mismatch (99%)</b>	dB			2.18	

**Tabelle 2** Fehlmessung Spektrumanalysator

Die eingetragenen Werte sind Standardwerte, welche sich an den Vorgaben in [5] orientieren. Die Auswertung der Tabelle zeigt, dass ein Fehler in der Leistungsmessung von bis zu 2,18 dB möglich ist. Bei dem in Effelsberg eingesetzten Spektrumanalysator ist eine höhere Alterung des Frequenzstandarts einzusetzen. Dies wird aber nicht separat betrachtet, da nur eine Abschätzung des Fehlers erfolgen soll.

Der Bereich von größer 20 GHz ist vom Hersteller nicht spezifiziert, dementsprechend kann auch kein Vergleich stattfinden. Die Messwerte werden im folgenden Abschnitt erläutert.

In Abbildung 5-11 ist der Bereich von 25 -30 GHz dargestellt. Wie man sieht, sind Linien im 100 MHz Abstand zueinander vorhanden. Die Pegel befinden sich in einem Bereich von -40 dBm bis -60 dBm.

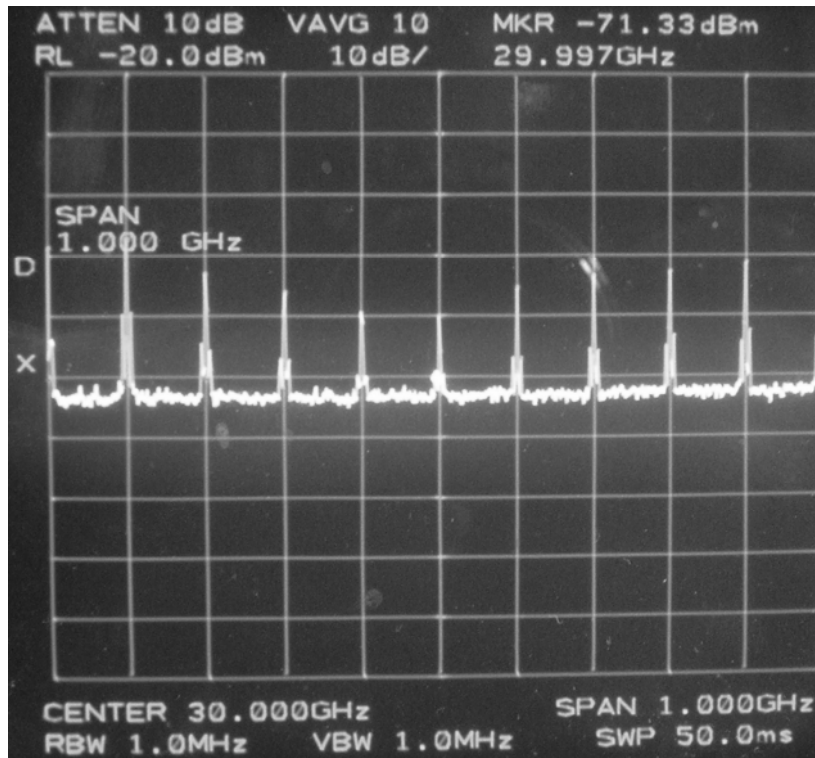


Abbildung 5-11 Spektrum Ausgang Kammgenerator 25 -30 GHz

In Abbildung 5-12 ist eine Linie bei 30 GHz noch einmal herausgegriffen worden, um die Breite zu betrachten. Bei einem Span von 100 Hz folgt,  $\frac{10\text{Hz}}{\text{Div}}$  und daraus eine Breite der Linie von  $\approx 5$  Hz. Dies bedeutet im Vergleich zu Abbildung 5-9 eine Verbesserung um den Faktor  $12 \cdot 10^3$ . Eine Beeinflussung der Linienbreite durch eine geringere Filterbandbreite<sup>13</sup> ist im Fall von Abbildung 5-9 auszuschließen (RBW 10 Hz bei einem Span von 100 kHz). Damit gilt dieses Problem als gelöst.

<sup>13</sup> Dadurch wäre die Rauschglocke eine Abbildung des Filters

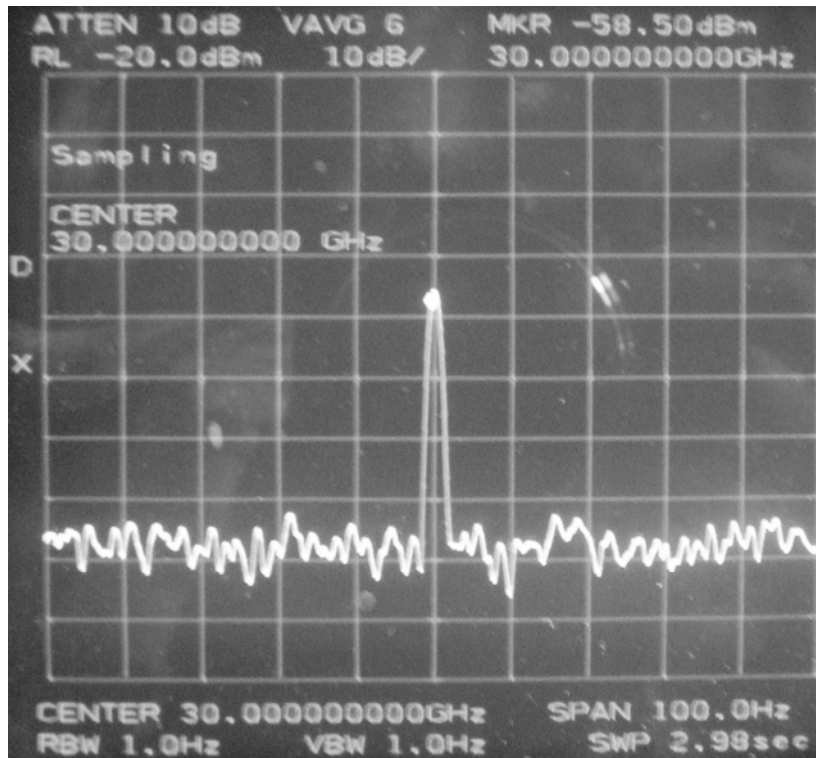


Abbildung 5-12 Ausgang Kammgenerator 30 GHz

Die höchste gemessene Linie liegt bei 49.9 GHz (s. Abbildung 5-13). Dies liegt daran, dass der verwendete Spektrumanalysator einen Frequenzbereich von höchstens 50 GHz hat. Dies stellt keine Einschränkung dar, da die Atmosphäre in dem Bereich von 50 -70 GHz eine starke Absorption wegen des eingelagerten Sauerstoffs aufweist und deshalb in diesem Bereich keine Radio Astronomie möglich ist.

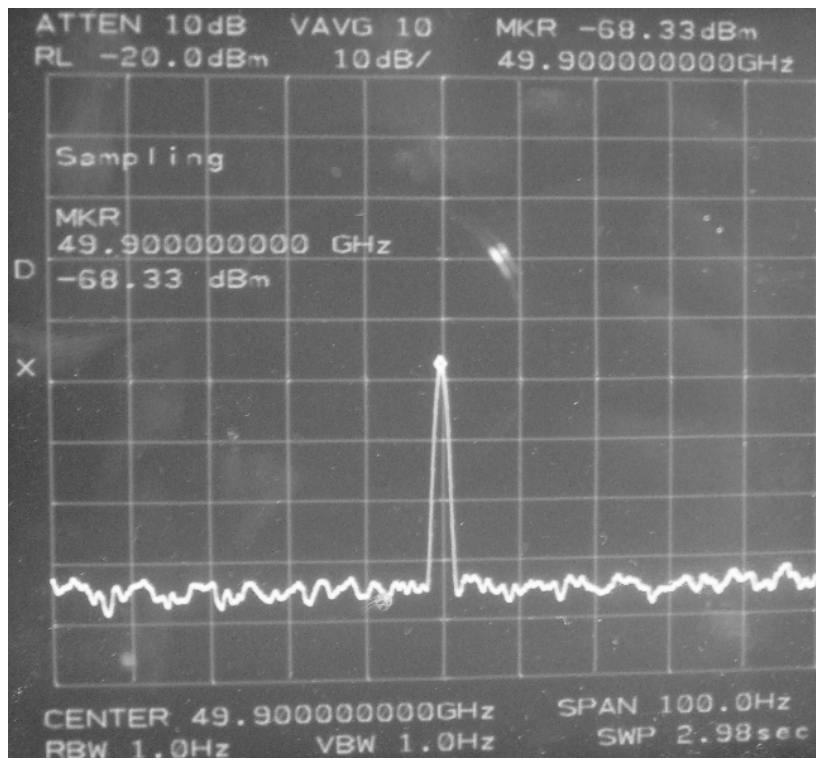


Abbildung 5-13 Ausgang Kammgenerator 49.9 GHz

Wie zu sehen sind bei 49,9 GHz -68,33dBm vorhanden. Es ist davon auszugehen, dass die Leistung nicht sprunghaft oberhalb der 50 GHz gen 0 geht, sondern sich wie in den vorangegangenen Bereichen nur langsam abschwächt.

### 5.3 Messergebnisse Austastpfad

Das Eingangssignal ist eine Sinusschwingung mit einer Frequenz von 100 MHz und einem Pegel von 13 dBm. Der Frequenzteiler wandelt die Sinusschwingung in ein nicht ideales Rechtecksignal und ändert die Frequenz. Der Aufbau des Frequenzteilers wurde bereits in Kapitel 4.4.4 dargestellt, so dass in Abbildung 5-14 nur das Ausgangssignal dargestellt wird.

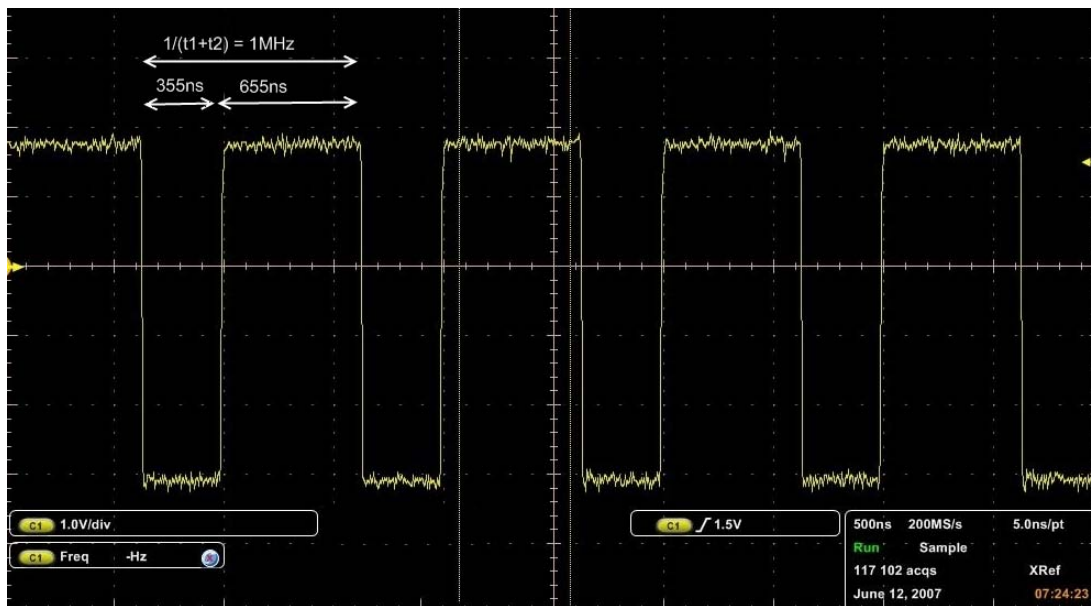


Abbildung 5-14 Ausgangssignal Frequenzteiler

Da das Ausgangssignal noch nicht das Puls-Pause Verhältnis von  $\frac{1}{99}$  hat, muss es weiter verarbeitet werden. Dies wird durch das in Kapitel 4.4.4 beschriebene Konzept realisiert. Um die in Abbildung 5-15 dargestellten Signalzustände besser erläutern zu können, ist Abbildung 4-13 erneut beigefügt.

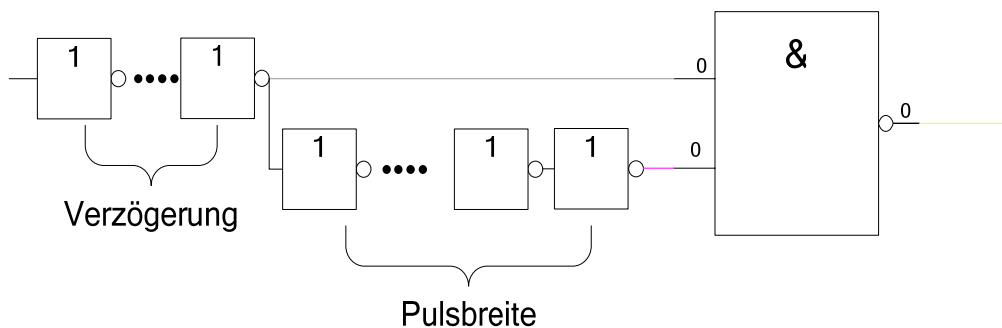


Abbildung 4-13

Die in Abbildung 5-15 dargestellten Kurven sind farbig in Abbildung 4-13 eingefügt.

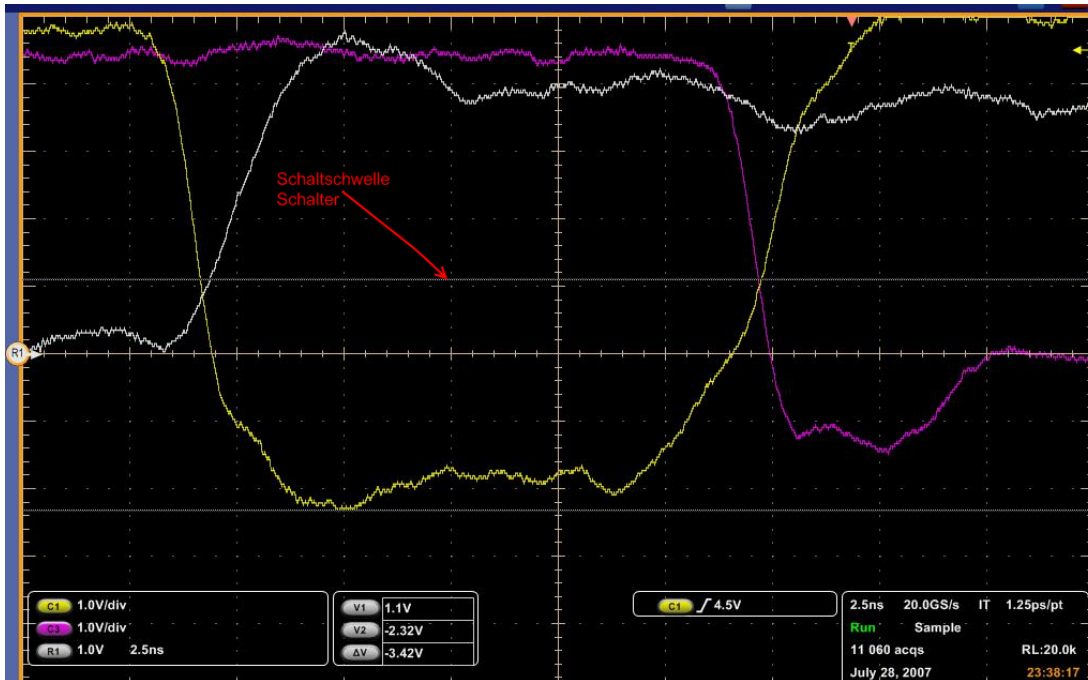


Abbildung 5-15 Pulsweitenlogik Zustände

Wie man sieht, decken sich die Messergebnisse mit der Simulation in Kapitel 4.4.3. Sämtliche Signale haben die von dem Schalter benötigten TTL Pegel. Die Schaltschwelle des Schalters wurde iterativ ermittelt und ist in Abbildung 5-15 Pulsweitenlogik Zustände mit einer grauen, horizontalen Linie dargestellt. Die Zeit, in der der Schalter durchschaltet, beträgt ca.  $4,5 \text{ div} \cdot 2,5 \text{ n sec} \approx 11 \text{ n sec}$ . Dies entspricht der geforderten Pulsbreite.

In Abbildung 5-16 ist der Ausgang der Austastlogik in einem größeren Zeitbereich separat dargestellt. Die Cursorfunktion zeigt, dass die Pulse sich periodisch mit 1 MHz wiederholen.

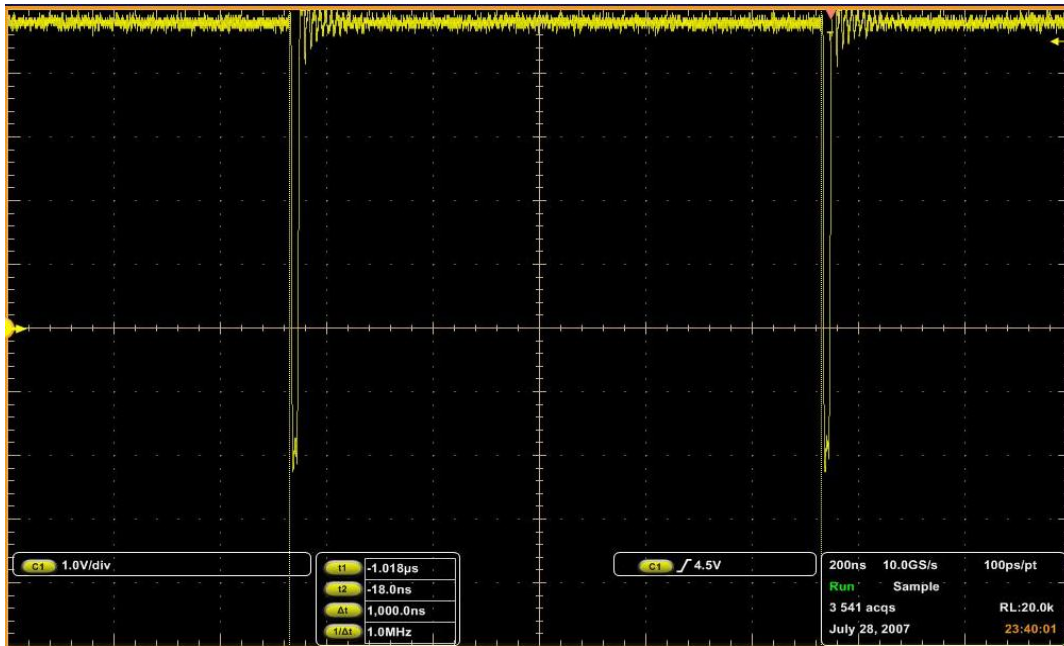


Abbildung 5-16 Ausgangssignal Austastlogik

Die Funktion des Schalters wird in dem nächsten Abschnitt im Zusammenhang mit der kompletten Schaltung betrachtet.

#### 5.4 Messergebnisse Phase Cal

In diesem Kapitel werden die Messergebnisse der kompletten Schaltung betrachtet, also das Ausgangssignal des Schalters. Es erfolgt eine Unterteilung der Betrachtung in den Zeit- und den Frequenzbereich. Begonnen wird mit dem Zeitbereich.

Anfangs sei erneut darauf hingewiesen, dass die Messergebnisse im Zeitbereich aufgrund der zu geringen Bandbreite des Oszilloskops nur einen Trend darstellen. Die Flankensteilheit der Ausgangssignale des Kammgenerators kann nicht wirklichkeitsgetreu dargestellt werden.

Der von der Austastlogik erzeugte Austastpuls muss den Schalter so ansteuern, dass die sehr steile, fallende Flanke des einhundertsten Pulses des Kammgenerators den Schalter passiert, wenn dieser seinen Einschaltvorgang abgeschlossen hat. Da die für die Feinpositionierung des Pulses im Zeitbereich vorgesehene *Mechanical Variabel Delay Line* bis zum Abschluss der Diplomarbeit nicht geliefert wurde, wurde die zeitliche Feinpositionierung mittels einer Leitung mit entsprechender Länge durchgeführt. Sie wurde zwischen Frequenzteiler und Ausgangslogik eingefügt. In Abbildung 5-17 ist der Einfluss der unterschiedliche Leitungslängen dargestellt.

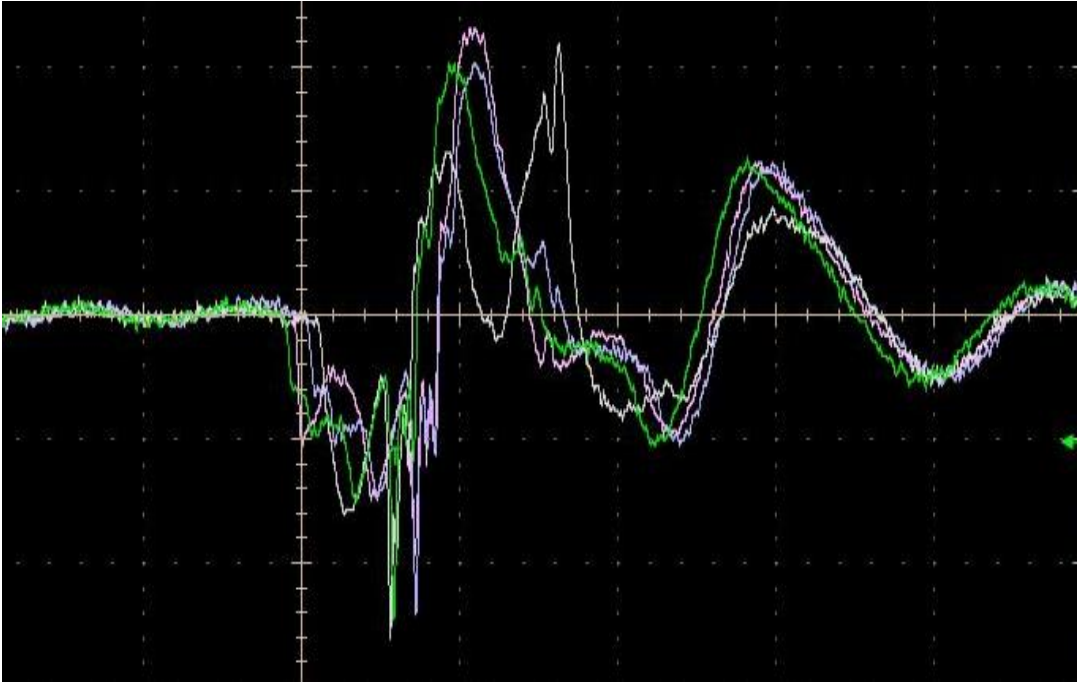


Abbildung 5-17 Auswahl der Verzögerungsleitung

Überprüft wurden verschiedene vorhandene Leitungen, mit unterschiedlichen Längen und unterschiedlichen Dielektrika. Die maximale Ausbreitungsgeschwindigkeit  $v$  für verlustlose Leitungen mit Luft als Isolator ist gleich der Lichtgeschwindigkeit  $c_0 = 2,99792458 \cdot 10^8 \frac{\text{m}}{\text{sec}}$ <sup>14</sup>. Für Leitungen mit einem anderen

Isolator (Dielektrizitätskonstante  $\epsilon_r \neq 1$ ) gilt

$$v = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad v \left[ \frac{\text{m}}{\text{sec}} \right] \approx \frac{3 \cdot 10^8}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (5-1)$$

Die Laufzeit  $\tau$  einer Leitung der Länge  $L$  ist

$$\tau = \frac{L}{v} \quad [\text{sec}] \quad (5-2)$$

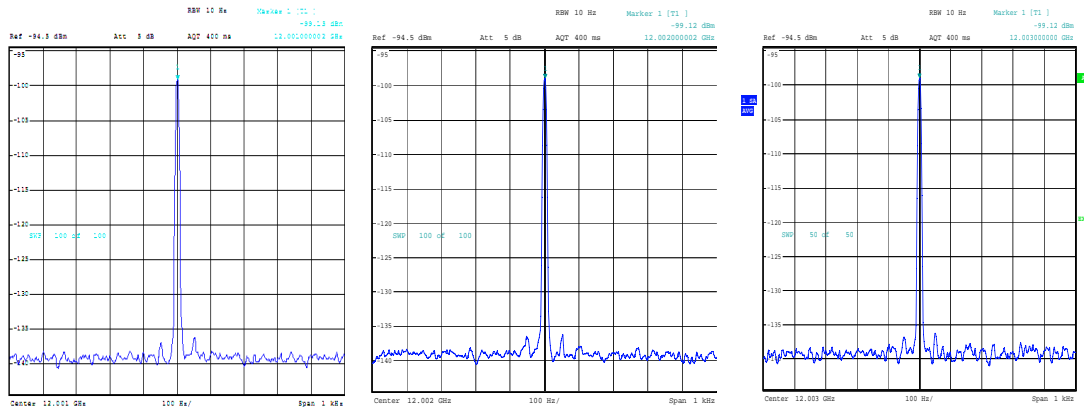
Das heißt für das verwendete 3000 mm lange Kabel der Firma *Spectrum* Typ *Handy-Form II* mit einem  $\epsilon_r = 2,0$ , dass dieses Kabel eine Verzögerung von 2 nsec hat. Durch diese Verzögerung wird die steile Flanke unverfälscht durchgelassen. Die zugehörige Messreihe ist als grüne Kurve in Abbildung 5-17 zu erkennen.

Da nun das Austastsignal in der Zeitebene fein eingestellt wurde, kann jetzt das Ausgangssignal des Schalters in der Frequenzebene betrachtet werden. Das erwartete Spektrum sind Linien im 1 MHz Abstand in einem Frequenzbereich von 100 MHz

<sup>14</sup>  $\approx 3 \cdot 10^8 \text{ m/sec}$

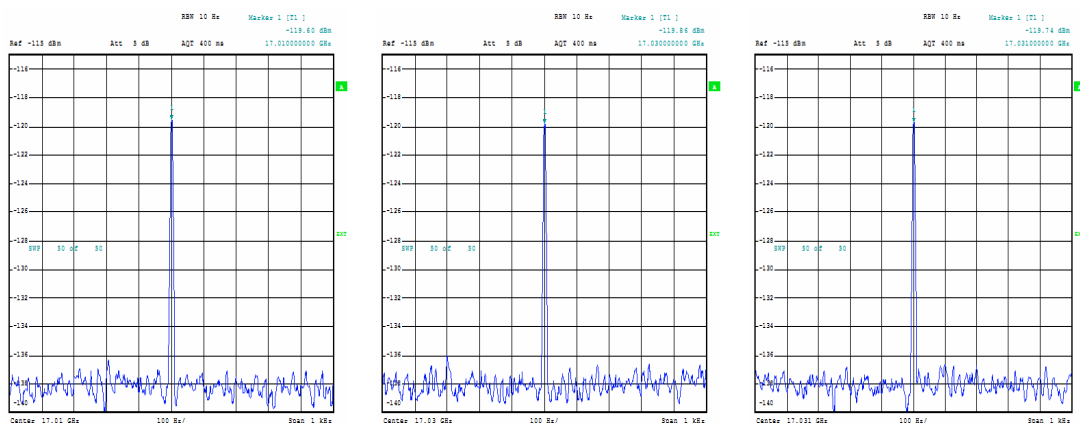


bis ca. 18 GHz. 18 GHz stellen die obere spezifizierte Frequenz des Schalters dar. Wie die Dämpfung des Schalters sich oberhalb der 18 GHz entwickelt, ist nicht vom Hersteller spezifiziert und wird daher in diesem Abschnitt untersucht. In Abbildung 5-18 ist das Spektrum des Kammes anhand von drei Linien, bei 12,001 GHz, 12,002 GHz und 12,003 GHz dargestellt. Damit gilt die Funktion der Austastung als bewiesen.



**Abbildung 5-18** Spektrum Schaltungsausgang im Bereich von 12,001-12,003 GHz

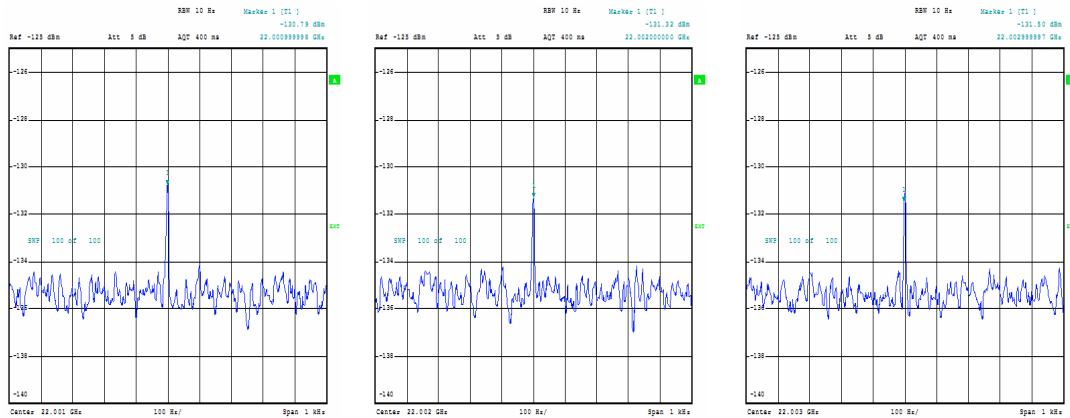
Im folgenden Abschnitt wird der Frequenzbereich oberhalb von 12 GHz betrachtet, um die Frequenz Bandbreite, in der die Schaltung eingesetzt werden kann, festzulegen. In Abbildung 5-19 ist der Frequenzbereich von 17,001 – 17,031 GHz in Ausschnitten dargestellt. Zu sehen ist, dass die Leistung im Vergleich zu 12 GHz um 20 dB reduziert ist.



**Abbildung 5-19** Spektrum Schaltungsausgang in Ausschnitten im Bereich von 17,001-17,031

In der nächsten Abbildung ist der Frequenzbereich von 22 – 22,003 GHz in Ausschnitten dargestellt. Der Schalter weist in diesem Bereich eine sehr hohe

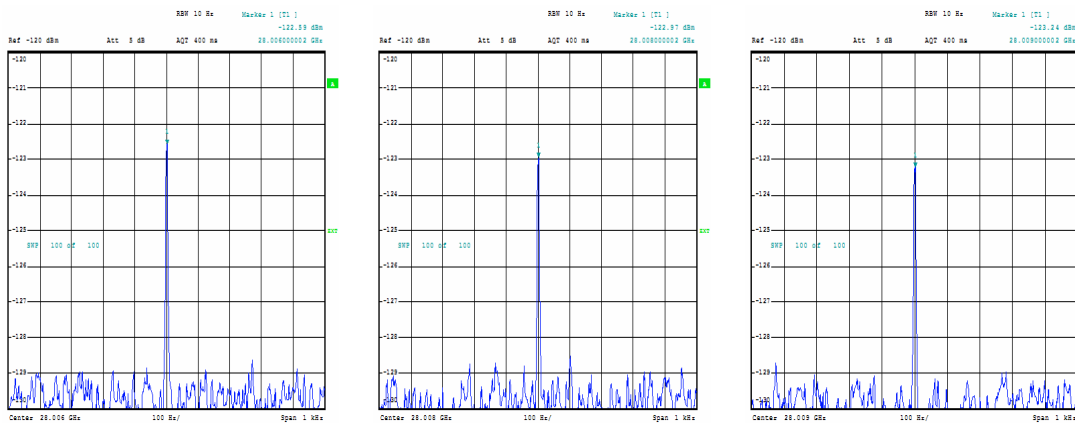
Dämpfung auf. Die detektierten Linien haben einen Pegel von  $-130$  dBm, was einer Leistung von  $1 \cdot 10^{-13}$  mW entspricht.



**Abbildung 5-20** Spektrum Schaltungsausgang in Ausschnitten im Bereich von 22 – 22,003 GHz

In Abbildung 5-21 ist der Frequenzbereich von 28,006 – 28,009 GHz in Ausschnitten dargestellt. Die Leistung ist im Vergleich zu dem zuvor betrachteten Frequenzbereich wieder gestiegen. Dies erklärt sich in dem SI-förmigen Verlauf des Spektrums, das Nullstellen bei ganzen Vielfachen von  $\frac{1}{T_I}$  hat, siehe dazu auch

Kapitel 2.3.



**Abbildung 5-21** Spektrum Schaltungsausgang in Ausschnitten von 28,006 – 28,009 GHz

Linien in einem Bereich oberhalb von 28,5 GHz sind nicht zu detektieren. Die Leistung im Frequenzbereich von 28 GHz ist für die vorgesehene Anwendung ausreichend. Diese Berechnung wird im nächsten Abschnitt dargestellt.

Die minimale Eingangsleistung eines in der Radioastronomie eingesetzten Empfängers wird in Abhängigkeit von der Rauschtemperatur  $T_N$  und der Bandbreite  $B$  angegeben,

$$P_{in} = T_N \cdot k \cdot B \quad (5-3)$$

wobei  $k$  die Boltzmannkonstante<sup>15</sup> ist.

Wenn man von einer Bandbreite von 1 MHz ausgeht und zudem 50 Kelvin als Rauschtemperatur annimmt, was einem guten Empfänger entspricht, so folgt daraus eine minimal detektierbare Leistung von

$$50k \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{J}{k} \cdot 1 \cdot 10^6 \text{ Hz} = 6,9 \cdot 10^{-16} \text{ W} = 6,9 \cdot 10^{-13} \text{ mW} = -121 \text{ dBm} .$$

Da die Rauschtemperatur der Antenne noch additiv zum Rauschen hinzukommt, folgt daraus, dass der Pegel größer -121 dBm sein muss, um verwendet werden zu können.

### 5.5 Vergleich mit vorhandenem Konzept

In diesem Abschnitt erfolgt der Vergleich mit dem am Insitut vorhandenen Konzept (s Kapitel 3.1). In Abbildung 5-22 sind zwei Linien mit annähernd gleicher Leistung dargestellt. Zu beachten ist, dass die Mittenfrequenz der neu aufgebauten Schaltung 1,5 GHz höher ist.

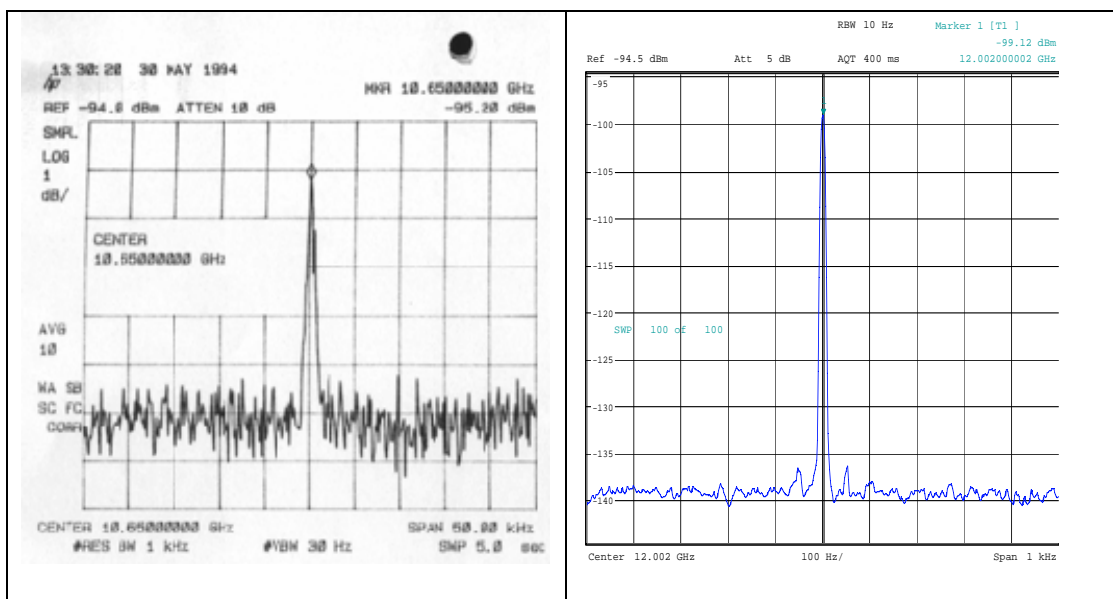
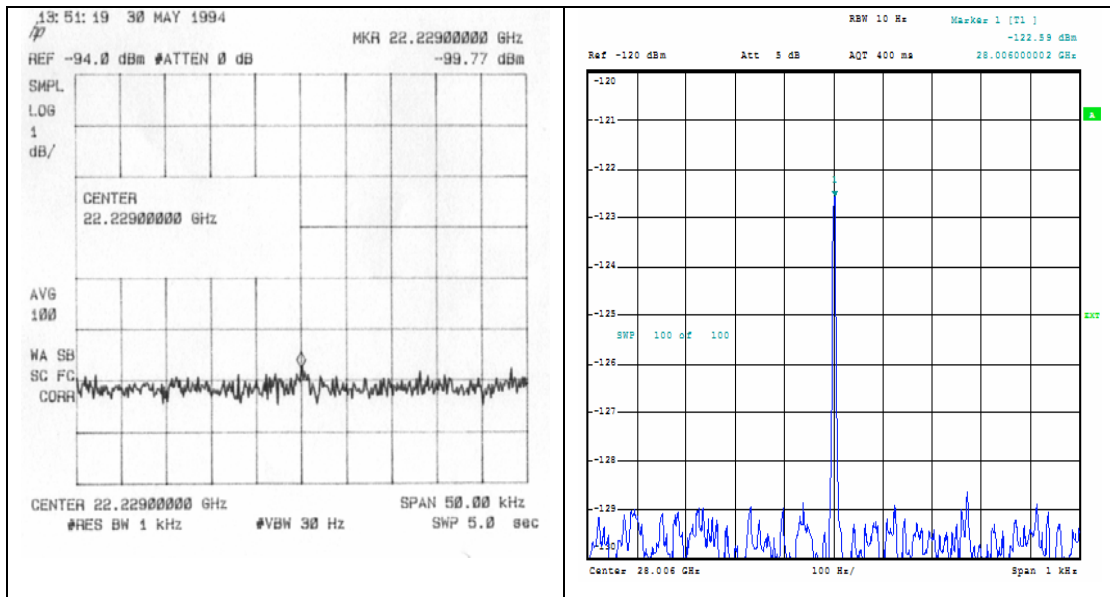


Abbildung 5-22 Vergleich 10,5 GHz vorhandenes Konzept gegen 12,001 GHz realisiertes Konzept

Das vorhandene Konzept (mit der Tunnelodiode) hat, wie in Abbildung 5-23 zu sehen ist, seine höchsten spektralen Anteile bei 22,29 GHz im Vergleich zu 28 GHz bei dem in dieser vorliegenden Arbeit erstellten Konzepts.

<sup>15</sup> Umrechnung zwischen Temperaturen und thermischer Energie  $1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J} / \text{K} = 8,61 \cdot 10^{-5} \text{ eV} / \text{K}$  , entdeckt von Max Planck benannt nach Ludwig Boltzmann



**Abbildung 5-23** Span 50kHz/1kHz Ctrfreq. 22,229GHz/28,006GHz Pegel -100dBm/-122dBm

Der Rauschpegel der beiden Schaltungen ist aufgrund der verschiedenen verwendeten Spektrumanalysatoren nicht direkt miteinander zu vergleichen. Es ist aber von einem niedrigeren Rauschpegel wegen der verwendeten Komponenten bei der neuen Schaltung auszugehen.

### 5.6 Messgeräte Frequenzbereich

Der Frequenzbereich wurde mit Spektrumanalysatoren betrachtet. Es kamen zwei Geräte zum Einsatz, *Rohde & Schwarz FSU 50* (s. Datenblatt im Anhang) und *Hewlett Packard 8565E* (s. Datenblatt im Anhang). Es wurden zwei verschiedene Spektrumanalysatoren verwendet, da die Messungen wie oben beschrieben an verschiedenen Orten (Bonn und Effelsberg) durchgeführt wurden.

Da beide Spektrumanalysatoren einen identischen Frequenzbereich haben, konnte so auf den Transport des Analysators verzichtet werden. Der *Rohde und Schwarz* Spektrumanalysator ist empfindlicher als das Pendant von *Hewlett Packard*. Deshalb wurden die Messungen des Schaltungs-Ausgangssignals in Bonn mit dem 100 MHz Signal eines Synthesizers ohne die Multipliziererkette durchgeführt. Dies stellt kein Problem dar, denn der Hochfrequenzpfad erzielt mit den Multiplizierern an das Maser Signal angebunden bessere Ergebnisse als mit einem 100 MHz Signal direkt aus einem Synthesizer stammend.

## 6 Fazit und mögliche Verbesserungen

In diesem Kapitel wird abschließend ein Fazit gezogen und gezielte Verbesserungen für die nächste Entwicklungsstufe vorgeschlagen. Die erzielten Resultate zeigen, dass das ausgesuchte Konzept die richtige Wahl war. Auch wenn der Frequenzbereich in der realisierten Schaltung nicht bis 50 GHz erweitert werden konnte, ist eine Verbesserung im Vergleich zu dem aktuell eingesetzten Konzept nachgewiesen. Ein mehr als gleichwertiger Ersatz ist also gesichert.

Die Einschränkung des Frequenzbereichs ist hauptsächlich bei dem verwendeten Schalter zu suchen, der im Frequenzbereich oberhalb von 20 GHz eine zu hohe Dämpfung hat. Eine Alternative zu dem verwendeten Schalter stellt ein von der Firma *Avago* angebotener MMIC<sup>16</sup> Switch (AMMC-2008) mit einem spezifizierten Einsatzbereich von DC – 50 GHz und Schaltzeiten von circa 8nsec. Der Schalter ist nicht zum Einsatz gekommen, da ein Aufbau incl. Einbau in ein Gehäuse zeitlich nicht zu realisieren war. Es gibt diesen Schalter nicht als fertige Komponente zu bestellen, es hätte eine Platine und ein Gehäuse entwickelt werden müssen, auf welche der Schalter angebondet werden muss. Dies war im Rahmen dieser Diplomarbeit nicht zu realisieren.

Eine weitere Verbesserung würde sich mit einem Kammgenerator mit niedrigerer Eingangsgrundfrequenz einstellen. Der Hersteller *Pico Second* stellt eine Version des verwendeten NLTL Kammgenerators im ersten Quartal 2008 mit einer Eingangsfrequenz von 80 MHz in Aussicht. Der Vorteil wäre, dass bei diesem Kammgenerator nur 79 von 80 Pulsen und nicht 99 von 100 Pulsen wie im realisierten Aufbau ausgetastet werden müssen. Dann hätte ein Puls eine Breite von 12,5 nsec, was einem Leistungsgewinn im Vergleich zu den aktuellen 10 nsec von 25 Prozent entspricht.

---

<sup>16</sup> Monolithic Microwave Integrated Circuit

## 7 Literaturverzeichnis

- [1] Titel: Skriptum Signaltheorie,  
Autor: Prof. Eberhard Rasch,  
Fachbereich ET Hochschule Darmstadt
- [2] Titel: Hochfrequenztechnik 2, 4. Auflage  
Autor: Prof. Dr. Otto Zinke  
ISBN: 3-540-55084-4
- [3] Titel: Erzeugung ultrakurzer elektrischer Impulse auf nichtlinearen  
Leitungsstrukturen  
Autor: Dr. Ralf Huelswede  
www: <http://www.ub.uni-duisburg.de/ETD-db/theses/available/duett-09172001-120734/unrestricted/inhalt.htm> (Stand 21.8.07)
- [4] Titel: Physikalisch Technische Bundesanstalt  
www. [www.ptb.de](http://www.ptb.de)

## 8 Abbildungsverzeichnis

ABBILDUNG 1-1-1 KEPLERSCHES FERNROHR	1
ABBILDUNG 1-2 MICHSELONSCHEs STELLAR-INTERFEROMETER	2
ABBILDUNG 1-3 VLBI SYSTEM MIT UNABHÄNGIGEN ATOMOSZILLATOREN	3
ABBILDUNG 1-4 EMPFÄNGER BLOCKSCHALTBILD	4
ABBILDUNG 2-1 TRAPEZIMPULS	6
ABBILDUNG 2-2 VARIABLE ANSTIEGSZEITEN $T_E$	8
ABBILDUNG 2-3 VARIABLE PULSZEITEN $T_I$	9
ABBILDUNG 3-1 AUFBAU DER TUNNELDIODENAUFNAHME	10
ABBILDUNG 3-2 TUNNEL DIODE PULSE HEAD	12
ABBILDUNG 3-3 ENERGIE BAND DIAGRAMM	13
ABBILDUNG 3-4 SCHALTBILD TUNNELDIODE ALS SCHALTER	13
ABBILDUNG 3-5 TUNNELDIODEN KENNLINIE MIT MÖGLICHEN SPANNUNGSWERTEN	14
ABBILDUNG 3-6 EIN BZW. AUSGANGSSIGNAL TUNNELDIODE	14
ABBILDUNG 3-7 EINGANGSSIGNAL TUNNEL DIODE PULSE HEAD 5 MHZ	15
ABBILDUNG 3-8 AUSGANGSSIGNAL TUNNEL DIODE PULSE HEA	16
ABBILDUNG 3-9 ANGEPASTES EINGANGSSIGNAL TUNNEL DIODE PULSE HEAD	17
ABBILDUNG 3-10 SCHEMATISCHER AUFBAU TUNNEL DIODE PULSE HEAD	17
ABBILDUNG 3-11 ANWENDUNG ALS IMPULSGENERATOR	19
ABBILDUNG 3-12 (1 GHZ 27DBM)	20
ABBILDUNG 3-13 VERGLEICH PHASENRAUSCHEN	20
ABBILDUNG 3-14 AUFBAU NICHT LINEARER ÜBERTRAGUNGSLEITUNGEN	21
ABBILDUNG 3-15 PULSKOMPRESSION	21
ABBILDUNG 4-1 BLOCKSCHALTBILD REALISIERTES KONZEPT	23
ABBILDUNG 4-2 BLOCKSCHALTBILD PFAD SIGNALERZEUGUNG	23
ABBILDUNG 4-3 AUFBAU EINES MASERS	24
ABBILDUNG 4-4 VIERFACH MULTIPLIZIERER	25
ABBILDUNG 4-5 FÜNFFACH MULTIPLIZIERER	25
ABBILDUNG 4-6 BLOCKSCHALTBILD HOCHFREQUENZPFAD	25
ABBILDUNG 4-7 BLOCKSCHALTBILD AUSTASTPFAD	26
ABBILDUNG 4-8 AUSGANGSSIGNALE KAMMGENERATOR IM ZEITBEREICH	27
ABBILDUNG 4-9 AUFBAU FREQUENZTEILER	28
ABBILDUNG 4-10 AUSTASTPFAD KONZEPT 1	29
ABBILDUNG 4-11 AUSTASTPFAD KONZEPT 2	29
ABBILDUNG 4-12 SIMULATION AUSTASTPFAD KONZEPT 2	30
ABBILDUNG 4-13 AUSTASTPFAD KONZEPT 3	31
ABBILDUNG 4-14 SIMULATION AUSTASTPFAD KONZEPT 3	31
ABBILDUNG 4-15 AUSTASTPFAD KONZEPT 3	32
ABBILDUNG 4-16 FREQUENZTEILER LEISTUNGSANGEPASST BELASTET	32
ABBILDUNG 4-17 SCHALTPLAN AUSTAST KONZEPT 3	33
ABBILDUNG 4-18 PLATINENBESTÜCKUNG AUSTAST KONZEPT 3	33
ABBILDUNG 4-19 TOP UND GROUND LAYER AUSTAST KONZEPT 3	34
ABBILDUNG 4-20 DREIDIMENSIONALE DARSTELLUNG AUSTAST KONZEPT 3	34
ABBILDUNG 5-1 5 MHZ 20MHZ 100MHZ VERGLEICH	35
ABBILDUNG 5-2 100MHZ MASER BASIERT	36
ABBILDUNG 5-3 100 MHZ SPEKTRUM MIT ERWEITERTEM SPAN	37
ABBILDUNG 5-4 1 DB KOMPRESSIONSPUNKT	38
ABBILDUNG 5-5 PIN / POUT VERSTÄRKER	39
ABBILDUNG 5-6 HARMONIC DISTORTION TEST AUSGANG VERSTÄRKER	40
ABBILDUNG 5-7 AUSGANGSSIGNAL KAMMGENERATOR IM ZEITBEREICH	41
ABBILDUNG 5-8 SIGNALSTATISTIK 100 MHZ SIGNAL	41
ABBILDUNG 5-9 VERRAUSCHTES AUSGANGSSIGNAL BEI 35 GHZ	42
ABBILDUNG 5-10 SPEKTRUM AUSGANG KAMMGENERATOR 5-30.5 GHZ	43
ABBILDUNG 5-11 SPEKTRUM AUSGANG KAMMGENERATOR 25 -30 GHZ	45
ABBILDUNG 5-12 AUSGANG KAMMGENERATOR 30 GHZ	46
ABBILDUNG 5-13 AUSGANG KAMMGENERATOR 49.9 GHZ	47
ABBILDUNG 5-14 AUSGANGSSIGNAL FREQUENZTEILER	48
ABBILDUNG 5-15 PULSWEITENLOGIK ZUSTÄNDE	49
ABBILDUNG 5-16 AUSGANGSSIGNAL AUSTASTLOGIK	50

## Abbildungsverzeichnis

ABBILDUNG 5-17 AUSWAHL DER VERZÖGERUNGSLEITUNG	51
ABBILDUNG 5-18 SPEKTRUM SCHALTUNGS AUSGANG IM BEREICH VON 12,001-12,003 GHZ	52
ABBILDUNG 5-19 SPEKTRUM SCHALTUNGS AUSGANG IN AUSSCHNITTEN IM BEREICH VON 17,001-17,031	52
ABBILDUNG 5-20 SPEKTRUM SCHALTUNGS AUSGANG IN AUSSCHNITTEN IM BEREICH VON 22 – 22,003 GHZ	53
ABBILDUNG 5-21 SPEKTRUM SCHALTUNGS AUSGANG IN AUSSCHNITTEN VON 28,006 – 28,009 GHZ	53
ABBILDUNG 5-22 VGL 10,5 GHZ VHDS KONZEPT GEGEN 12,001 GHZ REALISIERTES KONZEPT	54
ABBILDUNG 5-23 VERGLEICH DER HÖCHSTEN MESSBAREN LINIEN	55

## Abbildungsquellen

Abbildung 1-1	Wohlleben, S. 9
Abbildung 1-2	<a href="http://www.mpifr.de/div/vlbicor/">http://www.mpifr.de/div/vlbicor/</a>
Abbildung 3-2	Pico Second Pulse Labs
Abbildung 3-11	Quelle Zinke Brunswig Bd2 S. 53
Abbildung 3-14	Quelle Dissertation Huelsewede S.6
Abbildung 4-3	Quelle <a href="http://www.ptb.de">www.ptb.de</a>
Abbildung 3-5	Quelle Aktive Mikrowellendioden Hardt 3-540-10203-5 ; 0- 387-10203-5)



## Anhang

### Anhang

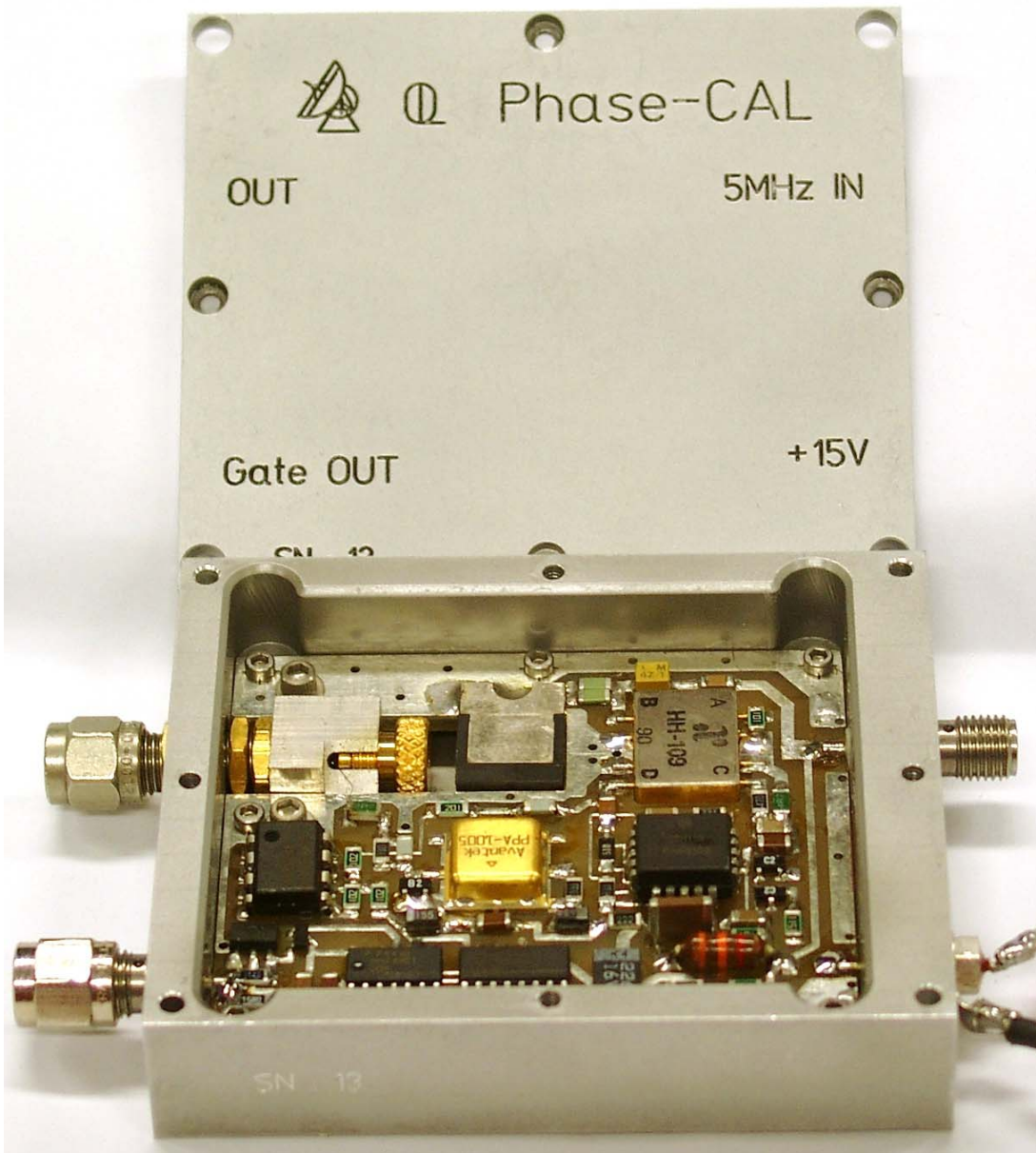
a) Photographien.....	I
b) Empfänger Blockschaltbild.....	III
c) Datenblätter.....	IV

a) *Fotographien*



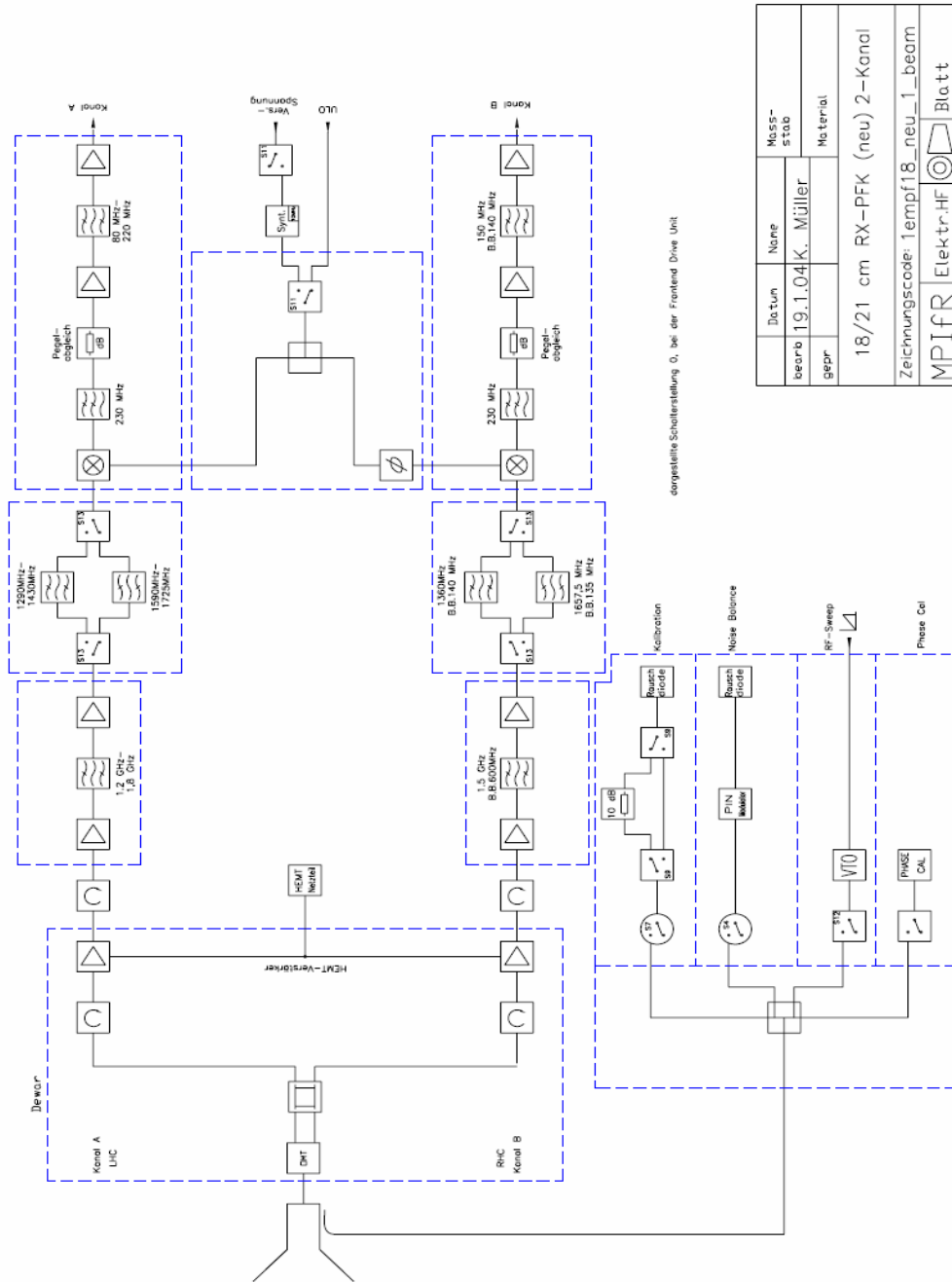
1) In dieser Arbeit Realisiertes Konzept

Anhang



2) Aktuell im Institut vorhandenes Konzept

**b) Empfänger Blockschaltbild 18/21cm Wellenlänge in Originalgröße**



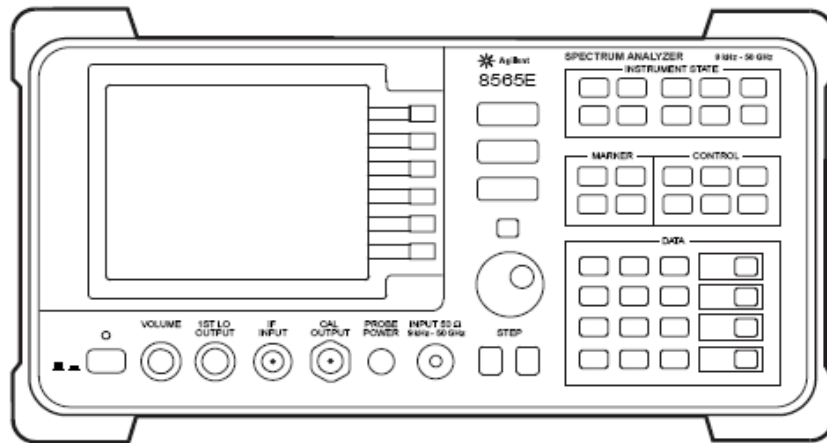
c) Datenblätter



### Agilent 8560 E-Series Spectrum Analyzers

Data Sheet

- 8560E 30 Hz to 2.9 GHz
- 8561E 30 Hz to 6.5 GHz
- 8562E 30 Hz to 13.2 GHz
- 8563E 30 Hz to 26.5 GHz
- 8564E 30 Hz to 40 GHz
- 8565E 30 Hz to 50 GHz



Unless noted, all specifications describe the instruments' warranted performance under the following conditions: 5-minute warm-up from ambient conditions, autocoupled controls, digital display, IF ADJ ON, REF LVL CAL adjusted, SECOND IF OUTPUT and 1ST LO OUTPUT terminated in 50 Ω. After a 30-minute warm-up, and over a temperature range of 20 °C to 30 °C, the preselector does not have to

be peaked at each signal of interest; under these conditions factory preselector peak values are sufficient to meet all specifications. Typical performance is nonwarranted. Supplemental characteristics are denoted by "nominal" and "approximately"; these constitute nonwarranted functional performance information derived during the design process and are not tested on a continuing basis.



Datenblatt 1 Firma: Agilent Spektrum Analysator (Effelsberg) 1/2

## Frequency specifications, Agilent 8560 E-series

### Frequency range

	8560E	8561E	8562E	8563E	8564E	8565E
<b>Internal mixing</b>	30 Hz <sup>2</sup> to 2.9 GHz	30 Hz <sup>2</sup> to 6.5 GHz	30 Hz <sup>2</sup> to 13.2 GHz	30 Hz <sup>1</sup> to 26.5 GHz	30 Hz <sup>1</sup> to 40 GHz	30 Hz <sup>1</sup> to 50 GHz
<b>External mixing</b>	18 GHz to 325 GHz	18 GHz to 325 GHz	18 GHz to 325 GHz	18 GHz to 325 GHz	18 GHz to 325 GHz	18 GHz to 325 GHz

Frequency band	Harmonic mixing mode (N)
30 Hz to 2.9 GHz	1
2.75 GHz to 6.46 GHz	1
5.86 GHz to 13.2 GHz	2
12.4 GHz to 26.8 GHz	4
26.4 GHz to 31.15 GHz	4
31.0 GHz to 50 GHz	8

### Frequency reference

		Option 103
<b>Temperature stability</b> <sup>3</sup>	$\pm 1 \times 10^{-4}$	$\pm 1 \times 10^{-6}$
<b>Aging</b> (per year) (per day nom.)	$\pm 1 \times 10^{-7}$ $\pm 5 \times 10^{-10(4)}$	$\pm 2 \times 10^{-9}$
<b>Initial achievable accuracy</b>	$\pm 2.2 \times 10^{-8}$	$\pm 1 \times 10^{-4}$
<b>Short-term warm-up accuracy factors (nominal)</b>		
5 minute	$\pm 1 \times 10^{-7}$	
15 minute	$\pm 1 \times 10^{-4}$	

### Frequency counter accuracy

<b>Marker count accuracy</b> (S/N $\geq 25$ dB)	$\pm(\text{marker freq} \times \text{freq ref accuracy}^6 + 2 \text{ Hz} \times N^5 + 1 \text{ LSD of counter})$
<b>Accuracy at 1 GHz</b> (25 °C, 1 yr aging, marker resolution = 1 Hz)	$\pm 225 \text{ Hz (5 minute warm-up)}^7$ $\pm 135 \text{ Hz (15 minute warm-up)}^7$ $\pm 3003 \text{ Hz (Option 103)}$
<b>Delta count accuracy</b> (S/N $\geq 25$ dB)	$\pm(\text{delta freq} \times \text{freq ref accuracy}^6 + 4 \text{ Hz} \times N^5 + 2 \text{ LSD})$
<b>Counter resolution</b>	Selectable from 1 Hz to 1 MHz

### Frequency span

<b>Range</b>	0, 100 Hz to full span (100 Hz $\times N^{10}$ when using external mixers)
<b>Accuracy</b>	
Span $> 2 \text{ MHz} \times N^5$	$\pm 5\%$
Span $\leq 2 \text{ MHz} \times N^5$	$\pm 1\%$

### Frequency readout accuracy

(Start, stop, center, and marker frequency functions)

Span $> 2 \text{ MHz} \times N^5$	$\pm(\text{freq readout} \times \text{freq ref accuracy}^6 + 5\% \times \text{span} + 15\% \times \text{RBW} + 10 \text{ Hz})$
Span $\leq 2 \text{ MHz} \times N^5$	$\pm(\text{freq readout} \times \text{freq ref accuracy}^6 + 1\% \times \text{span} + 15\% \times \text{RBW} + 10 \text{ Hz})$

1. 8563E, 8564E, 8565E require Option 006 for operation below 9 kHz.
2. 8560E, 8561E, 8562E minimum frequency in AC coupled mode is 100 kHz. In DC coupled mode minimum frequency is 30 Hz.
3. -10 °C to +55 °C, referenced to 25 °C
4. After 7-day warm-up
5. N = harmonic mixing mode number
6. Frequency reference accuracy = aging  $\times$  time since last adjustment + initial achievable accuracy + temperature stability
7. Short term warm-up accuracy factors have been included in this calculation.

**AMMC-2008**  
DC – 50 GHz SPDT Switch



**Data Sheet**

**Description**

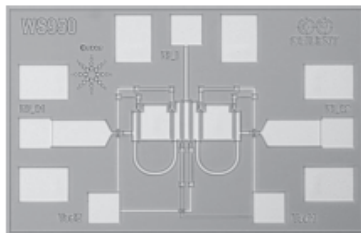
Avago's AMMC-2008 is a monolithic PHEMT SPDT switch with low insertion loss and high isolation from DC to 50 GHz. This MMIC is designed for general-purpose applications. For improved reliability and moisture protection, the die is passivated at the active areas. One series and two shunt PHEMTs per throw provide 2.0 dB insertion loss and 28 dB isolation at 40 GHz.

**Features**

- Wide frequency range: DC – 50 GHz
- Single pole double throw switch
- Low insertion loss: 2.3 dB (max.) at 40 GHz
- High isolation: 25 dB (min.) at 40 GHz
- Medium input power: P<sub>1dB</sub>: +14 dBm

**Applications**

- Instrumentation
- Communications
- Radar
- ECM
- EW
- Fiber optics
- Pulse modulation
- Port isolation
- Transfer switching
- High speed switching
- Replacement of mechanical switches



Chip Size: 630 x 630  $\mu$ m (24.8 x 24.8 mils)  
 Chip Size Tolerance:  $\pm$ 10  $\mu$ m ( $\pm$ 0.4 mils)  
 Chip Thickness: 100  $\pm$  10  $\mu$ m (4  $\pm$  0.4 mils)  
 Pad Dimensions: 80 x 80  $\mu$ m (3.2 x 3.2 mils)

**Absolute Maximum Ratings<sup>[1]</sup>**

Symbol	Parameters/ Conditions	Units	Min.	Max.
V <sub>sel</sub>	Select Voltages 1 & 2	V	-8	+1.4
P <sub>in</sub>	RF Input Power	dBm		+20
T <sub>b</sub>	Die Backside Temperature	°C		+140
T <sub>stg</sub>	Storage Temperature	°C	-65	+165
T <sub>max</sub>	Max. Assembly Temp (60 sec max)	°C		+300

**Note:**

1. Operation in excess of any one of these conditions may result in permanent damage to this device.

# Anhang

## AMMC-2008 DC Specifications<sup>[1]</sup>

Symbol	Parameters and Test Conditions	Units	Min.	Typ.	Max.
$I_{\text{sat1}}$	Leakage Current at $V_{\text{sat1}} = +0\text{ V}$ , $V_{\text{sat2}} = -3\text{ V}$	$\mu\text{A}$			20
$I_{\text{sat1}}$	Leakage Current at $V_{\text{sat1}} = -3\text{ V}$ , $V_{\text{sat2}} = +0\text{ V}$	$\mu\text{A}$	-20		
$I_{\text{sat2}}$	Leakage Current at $V_{\text{sat2}} = +0\text{ V}$ , $V_{\text{sat1}} = -3\text{ V}$	$\mu\text{A}$			20
$I_{\text{sat2}}$	Leakage Current at $V_{\text{sat2}} = -3\text{ V}$ , $V_{\text{sat1}} = +0\text{ V}$	$\mu\text{A}$	-20		

Note:

1. Backside temperature  $T_{\text{b}} = 25^{\circ}\text{C}$  unless otherwise noted.

## RF Specifications<sup>[1,2]</sup> ( $Z_{\text{in}} = Z_{\text{out}} = 50\Omega$ , $V_{\text{sat1}} = -3\text{ V}$ , $V_{\text{sat2}} = 0\text{ V}$ )

Symbol	Parameters and Test Conditions	Freq.	Units	Min.	Typ.	Max.
IL	Insertion Loss, $\text{RF}_{\text{in}}$ to $\text{RF}_{\text{out}}$ (ON throw)	2 GHz	dB		1.6	2
		25 GHz			1.6	2
		40 GHz			2.0	2.3
ISO	Isolation, $\text{RF}_{\text{in}}$ to $\text{RF}_{\text{out}}$ (OFF throw)	2 GHz	dB	48	49	
		25 GHz		30	35	
		40 GHz		25	28	
$\text{RL}_{\text{in}}$	Input Return Loss	2 GHz	dB	15	16.5	
		40 GHz		15	23	
$\text{RL}_{\text{out-on}}$	Output Return Loss (ON throw)	2 GHz	dB	15	16.5	
		40 GHz		15	18	
$\text{RL}_{\text{out-off}}$	Output Return Loss (OFF throw)	2 GHz	dB		4.5	
		40 GHz			4.5	
$P_{1\text{dB}}$	Input Power at 1 dB Gain Compression	25 GHz	dBm		+14	
$H_2$	2nd Harmonic, $P_{\text{out}} = +5\text{ dBm}$	2 GHz	dBc		-48	-45
		12 GHz			-43	-40
$H_3$	3rd Harmonic, $P_{\text{out}} = +5\text{ dBm}$	2 GHz	dBc		-60	-50
		12 GHz			-60	-50
IP3	Input 3rd Order Intercept Point, $\text{RF}_{\text{in1}} = \text{RF}_{\text{in2}} = +5\text{ dBm}$ , $\Delta f = 2\text{ MHz}$	2 GHz	dBm	+27	+32	
		12 GHz		+27	+32	
	Control Switching Speed <sup>[3]</sup>					
		10% – 90% rise time	ps		100	
	90% – 10% fall time	ps		90		

Notes:

1. Data measured in wafer form.  $T_{\text{chuck}} = 25^{\circ}\text{C}$ .

2. 100% on-wafer RF test is done at frequency = 2, 10, 20, 30 and 40 GHz, except as noted.

3. Typical Vsel switching speed measured using Pulse Generator Model PG5000A. Measurement limited to rise/fall time of Pulse Generator.

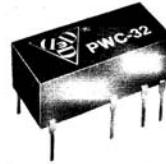


**Fast Logic**  
**Pulse Width Controller**  
 SERIES: **PWC-32**      TTL Interfaced  
 14 pin DIP

**data delay devices, inc.**

**Features:**

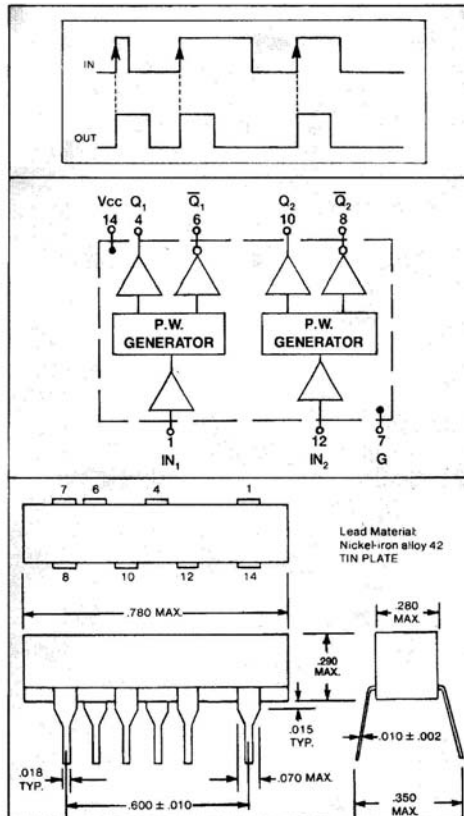
- Two separate & equal pulse width controllers/package
- Exact control of pulse width
- Rising edge trigger
- Auto-insertable
- Low power consumption
- High speed



**Specifications:**

- Trigger inherent delay:  $(T_{\text{D0}}) = 7 \text{ ns} \pm 1 \text{ ns}$ .  
 $(T_{\text{D0}}) = 9.5 \text{ ns} \pm 1 \text{ ns}$ .
- Pulse-width tolerance = 5% or 2 ns (others on request).
- Max. Input PRR = PW + 20 ns.
- Supply voltage: 5 Vdc  $\pm$  5%.
- Supply current: 70 ma. typ.
- Operating temperature: 0°C to 70°C (-55° to 125°C on request).\*
- Temperature coefficient: 100 PPM/°C.
- Output rise-time: 2 ns typ.
- DC parameters: See TTL-Standard Schottky Logic Table on Page 6.


\*DIL package used. E5 case.



Part Number	Pulse Width (ns)
PWC-32-5	5
PWC-32-10	10
PWC-32-15	15
PWC-32-20	20
PWC-32-30	30
PWC-32-40	40
PWC-32-50	50
PWC-32-60	60
PWC-32-75	75
PWC-32-100	100
PWC-32-125	125
PWC-32-150	150
PWC-32-175	175
PWC-32-200	200
PWC-32-250	250

Other pulse-widths available on request.

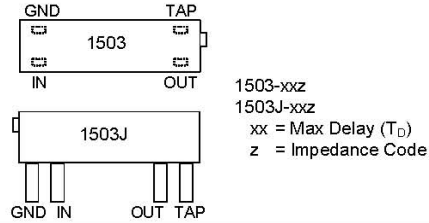
3 Mt. Prospect Avenue, Clifton, New Jersey 07013 ■ (973) 773-2299 ■ Fax (973) 773-9672

<p><b>MECHANICALLY VARIABLE DELAY LINE (SERIES 1503 &amp; 1503J)</b></p>	
--	--

**FEATURES**

- Ideal for "Set and Forget" applications
- Multi-turn adjustment screw  
(1503: 40 turns, 1503J: 60 turns)
- Stackable for PC board economy
- 20mil x 10mil flat leads (1503)
- #20 gauge leads (1503J)
- **Resolution:** As low as 0.12ns
- **Dielectric breakdown:** 50 Vdc
- **Temperature coefficient:** 100 PPM/°C

**PACKAGES**



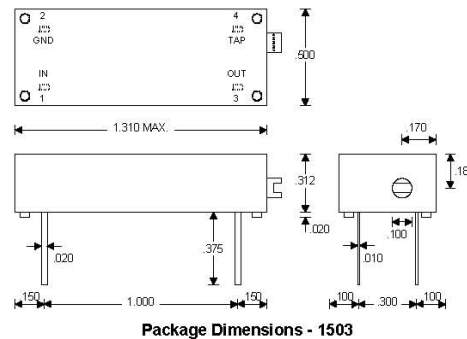
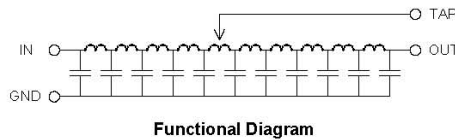
**FUNCTIONAL DESCRIPTION**

The 1503- and 1503J-series devices are mechanically variable, passive delay lines. The signal input (IN) is reproduced at the tap output (TAP), shifted by an amount which can be adjusted between 0 and T<sub>D</sub>, where T<sub>D</sub> is the device dash number. The fixed output (OUT) reproduces the input, delayed by T<sub>D</sub>, and must be terminated to match the characteristic impedance of the line, which is given by the letter code that follows the dash number (See Table). The tap output is unbuffered. The 3dB bandwidth of the line is given by 0.35 / T<sub>R</sub>, where T<sub>R</sub> is the rise time of the line (See Table).

**PIN DESCRIPTIONS**

- IN Signal Input
- TAP Variable Output
- OUT Fixed Output
- GND Ground

**SERIES SPECIFICATIONS**



**DASH NUMBER SPECIFICATIONS**

Part Number	Max Dly (ns)	TR (ns)	Imped (Ω)	RDC (Ω)
1503-15A	15	3	50	0.7
1503-25A	25	5	50	0.8
1503-30A	30	6	50	1.0
1503-40A	40	8	50	1.5
1503-50A	50	10	50	1.7
1503-60A	60	12	50	2.0
1503-80A	80	16	50	3.0
1503-100A	100	20	50	3.5
1503-15B	15	3	100	1.0
1503-30B	30	6	100	2.0
1503-50B	50	10	100	3.0
1503-60B	60	12	100	4.0
1503-80B	80	16	100	5.0
1503-100B	100	20	100	14.0
1503-120B	120	24	100	8.0
1503-140B	140	28	100	14.0
1503-160B	160	32	100	10.0
1503-200B	200	40	100	14.0
1503-30C	30	6	200	4.0
1503-60C	60	12	200	9.5
1503-100C	100	20	200	14.0
1503-20D	20	4	250	5.0
1503-20E	20	4	300	5.0
1503-30F	30	6	350	8.0
1503-25G	25	5	400	8.0
1503-40H	40	8	500	12.0
1503J-150A	150	22	50	5.0
1503J-250B	250	38	100	21.0
1503J-130C	130	20	200	21.0
1503J-30D	30	5	250	7.0
1503J-30E	30	5	300	7.0
1503J-40F	40	6	350	10.0
1503J-35G	35	6	400	10.0
1503J-60H	60	9	500	18.0

©2004 Data Delay Devices

Doc #01011  
8/23/04

**DATA DELAY DEVICES, INC.**  
3 Mt. Prospect Ave. Clifton, NJ 07013

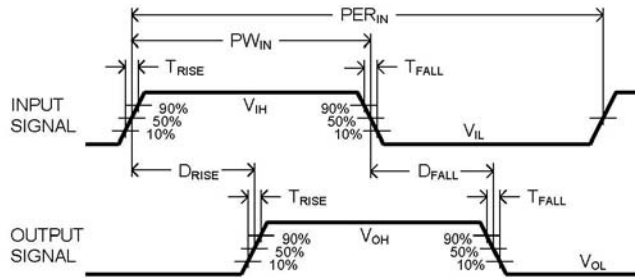
1

**PASSIVE DELAY LINE TEST SPECIFICATIONS**

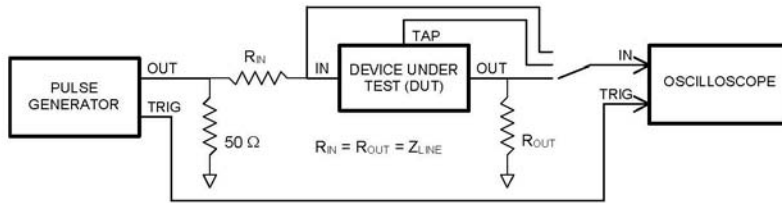
**TEST CONDITIONS**

<b>INPUT:</b>		<b>OUTPUT:</b>	
<b>Ambient Temperature:</b>	25°C ± 3°C	<b>R<sub>load</sub>:</b>	10MΩ
<b>Input Pulse:</b>	High = 3.0V typical Low = 0.0V typical	<b>C<sub>load</sub>:</b>	10pf
<b>Source Impedance:</b>	50Ω Max.	<b>Threshold:</b>	50% (Rising & Falling)
<b>Rise/Fall Time:</b>	3.0 ns Max. (measured at 10% and 90% levels)		
<b>Pulse Width (T<sub>D</sub> ≤ 75ns):</b>	PW <sub>IN</sub> = 100ns		
<b>Period (T<sub>D</sub> ≤ 75ns):</b>	PER <sub>IN</sub> = 1000ns		
<b>Pulse Width (T<sub>D</sub> &gt; 75ns):</b>	PW <sub>IN</sub> = 2 x T <sub>D</sub>		
<b>Period (T<sub>D</sub> &gt; 75ns):</b>	PER <sub>IN</sub> = 10 x T <sub>D</sub>		

**NOTE:** The above conditions are for test only and do not in any way restrict the operation of the device.



**Timing Diagram For Testing**



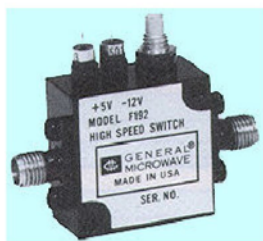
**Test Setup**



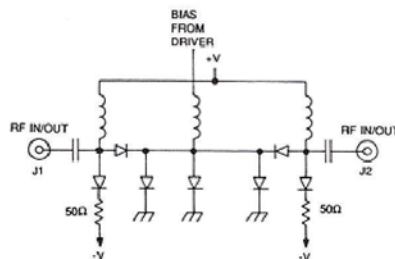
## Model F192A Non-Reflective Ultra-Broadband High-Speed SPST Switch

[How to Buy](#)

- **High speed**
- **0.2 to 18 GHz frequency range**
- **80 dB isolation**
- **Low VSWR and insertion loss**
- **Small size, light weight**



The Model F192A is a high-speed non-reflective PIN diode SPST switch with integrated driver. Operating over the instantaneous frequency range from 0.2 to 18 GHz, it provides a minimum isolation of 80 dB from 0.5 to 18 GHz, and 70 dB below 0.5 GHz. The rf design consists of an arrangement of shunt and series diodes in a microstrip integrated circuit transmission line as shown in the schematic diagram below.



Model F192A RF Schematic Diagram

The currents required to switch the unit ON or OFF and simultaneously maintain a bilateral 50-ohm impedance match in both states are provided by the integrated driver, which is controlled by an external logic signal.

### PERFORMANCE CHARACTERISTICS

CHARACTERISTIC	FREQUENCY (GHz)				
	0.2 to 0.5	0.5 to 2.0	2.0 to 8.0	8.0 to 12.4	12.4 to 18.0
Min Isolation (dB)	70	80	80	80	80
Max Insertion Loss (dB)	2.0	2.0	2.5	3.0	3.5
VSWR (ON and OFF)	1.5	1.5	1.75	2.0	2.0

#### Switching Speed

Rise Time	10 nsec. max.
Fall Time	10 nsec. max.
ON Time	30 nsec. max.
OFF Time	15 nsec. max.

#### Power Handling Capability

Without Performance Degradation	500 mW cw or peak
Survival Power	1W average, 10W peak (1 usec max. pulse width)

#### Power Supply Requirements

+5V ± 5%, 90 mA
-12V ± 5%, 75 mA

#### Control Characteristics

Control Input Impedance	TTL, advanced Schottky, one-unit load. (A unit load is 0.6 mA sink current and 20µA source current.)
Control Logic	Logic "0" (-0.3 to +0.8V) for switch ON and logic "1" (+2.0 to +5.0V) for switch OFF

#### ENVIRONMENTAL RATINGS

<b>Operating Temperature Range</b>	-65°C to + 110°C
<b>Non-Operating Temperature Range</b>	-65°C to + 125°C
<b>Humidity</b>	MIL-STD-202F, Method 103B, Cond. B (96 hrs. at 95%)
<b>Shock</b>	MIL-STD-202F, Method 213B, Cond.

#### AVAILABLE OPTIONS

Option No.	Description
3	SMA female control connector
7	Two SMA male rf connectors
9	Inverse control logic; logic "1" for switch ON and logic "0" for switch OFF
10	One SMA male (J1) and one SMA female (J2)

<http://www.herley.com/index.cfm?act=product&prd=161&printable=1>

12.04.2007

Datenblatt 5 Firma General Microwaves Schalter

# Coaxial Power Splitter/Combiner

2 Way-0° 50Ω 5 to 500 MHz

ZFSC-2-1+



BNC version shown

### Maximum Ratings

Operating Temperature	-55°C to 100°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
Power Input (as a splitter)	1W max.
Internal Dissipation	0.125W max.

### Coaxial Connections

SUM PORT	3
PORT 1	1
PORT 2	2

### Features

- wideband, 5 to 500 MHz
- low insertion loss, 0.3 dB typ.
- excellent isolation, 28 dB typ.
- excellent amplitude unbalance, 0.1 dB typ.
- good VSWR, 1.2:1 typ.
- rugged shielded case

### Applications

- VHF/UHF
- instrumentation
- communication systems

Connectors	Model	Price	Qty.
BNC	ZFSC-2-1+	\$44.95	(1-9)
SMA	ZFSC-2-1-S+	\$49.95	(1-9)
N-TYPE	ZFSC-2-1-N+	\$49.95	(1-9)
BRACKET (OPTION "B")		\$2.50	(1+)

+ RoHS compliant in accordance with EU Directive (2002/95/EC)

The +Suffix has been added in order to identify RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.

### Electrical Specifications

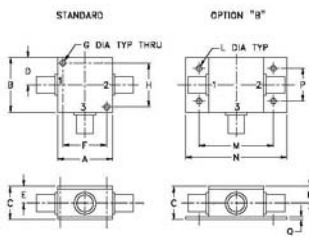
FREQ. RANGE (MHz)	ISOLATION (dB)			INSERTION LOSS (dB) ABOVE 3.0 dB			PHASE UNBALANCE (Degrees)			AMPLITUDE UNBALANCE (dB)		
	L	M	U	L	M	U	L	M	U	L	M	U
f <sub>l</sub> -f <sub>u</sub>	Typ	Min	Typ	Min	Typ	Min	Typ	Max	Typ	Max	Typ	Max
5-500	30	25	29	20	25	20	0.2	0.5	0.3	0.6	0.6	0.8

L = low range [f<sub>l</sub> to 10f<sub>l</sub>] M = mid range [10f<sub>l</sub> to f<sub>u</sub>/2] U = upper range [f<sub>u</sub>/2 to f<sub>u</sub>]

### Typical Performance Data

Frequency (MHz)	Insertion Loss (dB)		Amplitude Unbalance (dB)	Isolation (dB)	Phase Unbalance (deg.)	VSWR S	VSWR 1	VSWR 2
	S-1	S-2						
20	3.17	3.17	0.00	38.54	0.08	1.02	1.05	1.05
35	3.18	3.19	0.00	37.55	0.05	1.03	1.04	1.05
60	3.23	3.23	0.00	35.20	0.01	1.05	1.05	1.05
140	3.27	3.28	0.01	32.86	0.01	1.07	1.06	1.06
170	3.29	3.30	0.01	31.68	0.03	1.09	1.06	1.06
200	3.31	3.32	0.01	30.89	0.05	1.10	1.07	1.07
225	3.33	3.34	0.02	30.37	0.09	1.11	1.07	1.07
250	3.33	3.35	0.02	29.60	0.08	1.12	1.08	1.08
290	3.35	3.38	0.03	28.75	0.13	1.14	1.09	1.09
330	3.38	3.41	0.03	28.01	0.17	1.15	1.09	1.10
370	3.39	3.43	0.04	27.35	0.21	1.17	1.10	1.11
410	3.41	3.46	0.05	26.80	0.25	1.19	1.11	1.12
450	3.43	3.48	0.05	26.31	0.30	1.21	1.12	1.13
475	3.44	3.50	0.06	26.09	0.32	1.22	1.13	1.14
500	3.46	3.52	0.06	25.83	0.34	1.23	1.13	1.14

### Outline Drawing



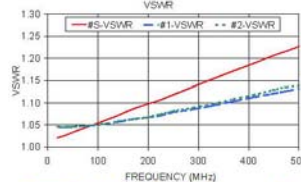
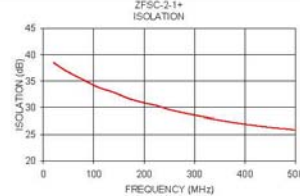
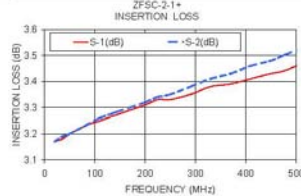
### Outline Dimensions (inch/mm)

A	B	C	D	E	F	G	H
1.25	1.25	.75	63	.38	1.00	1.25	1.000
31.75	31.75	19.05	16.00	9.65	25.40	3.18	25.40

J	K	L	M	N	P	Q	wt.
--	--	125	1688	2.18	75	07	grams
--	--	3.16	42.88	55.37	19.05	1.76	70.0

For option B with N-type connectors, dimension "C" increases to 0.94 inches



### electrical schematic



P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661 For detailed performance specs & shopping online see Mini-Circuits web site



The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly From MINI-CIRCUITS At: [www.minicircuits.com](http://www.minicircuits.com)

RF/IF MICROWAVE COMPONENTS

REV B  
M10634  
ZFSC2-1-  
HYTD/DCP  
07/01/0



**MODEL 7110**  
**LOW PHASE NOISE COMB GENERATOR**  
 PRODUCT SPECIFICATION

**Features:**

- Ultra-Low Phase Noise, **Measures 15-20 dBc/Hz Better than SRD Based Comb Generators**
- Variable Input Frequency from 100 MHz to 300 MHz
- Variable Input Power from 25 dBm to 29 dBm
- Output Harmonics to 20 GHz
- Surface Mount and Coaxial Packaging



Picosecond Pulse Labs' **Low Phase Noise (LPN) Model 7110** is a high performance, flexible comb generator that works over a range of input frequency and power. **The LPN 7110 is based on monolithic Non-Linear-Transmission-Line (NLT) circuit technology.** The Model 7110's banner spec is its outstanding phase noise performance and it is available in coaxial and surface mount packages.

Operating Parameters				
Parameter	Recommended Input			Comments:
	Min	Typical	Max	
Frequency	100 MHz	200 MHz	300 MHz	The Model 7110 does not abruptly stop working at the recommended min and max frequencies. The conversion efficiency drops outside of this recommended range and near the edges of the ranges.
Power (dBm)	25 dBm	27 dBm	29 dBm	

**Typical Performance Data**

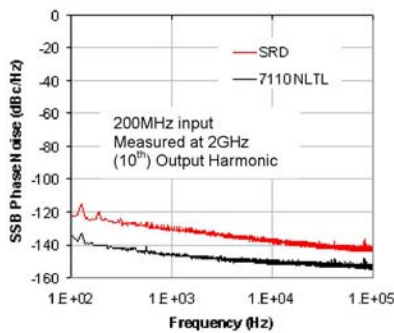


Figure 1. Model 7110 NLT and commercial SRD comb generator residual phase noise comparison. The NLT comb generator shows 15-20 dBc/Hz lower residual phase noise.

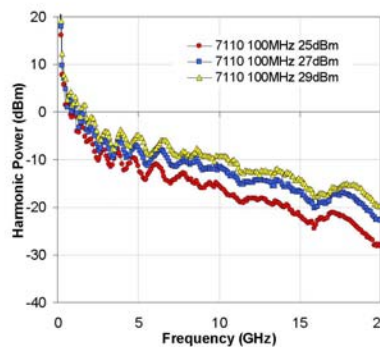


Figure 2. Typical Model 7110 Comb Generator Harmonic Output at Various Input Powers with 100 MHz Input.



# Anhang



## PRODUCT SPECIFICATION MODEL 7110 LPN COMB GENERATOR

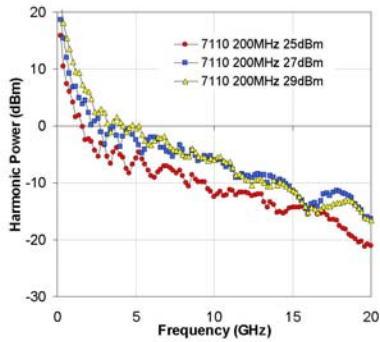


Figure 3. Model 7110 Comb Generator Typical Harmonic Output at 200 MHz Input with Various Input Powers.

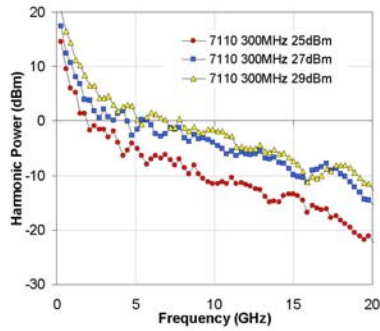


Figure 4. Model 7110 Comb Generator Typical Harmonic Output at 300 MHz Input with Various Input Powers.

Tested Performance Limits						
Input	Output Harmonics					Comments:
	@ 4 GHz	@ 8 GHz	@ 12 GHz	@ 16 GHz	@ 20 GHz	
200 MHz 27 dBm	> -10 dBm	> -15 dBm	> -20 dBm	> -20 dBm	> -25 dBm	These are the harmonic output test limits used for production screening. Testing is at room temperature.
Environmental Specifications						
Package Type	Operating and Storage Temperature		Comments:			
	Min	Max				
Coaxial Package	0°C	+70°C	A higher temperature range coaxial part is under investigation and being considered.			
SMT Package	-40°C*	+85°C*	*These are preliminary limits subject to verification.			

Note: LPN Comb Generator Parts are AC coupled and self-biased (applies to all package types).

### Ordering Information

Model Number	Connector Configuration *
7110-110	Input: SMA jack; Output: SMA plug
7110-SMT	Surface Mount Technology (SMT) package

Other connector configurations and package types may be available on request.

Warranty: One year. See Terms and Conditions of Sale for details.

# Anhang



## PRODUCT SPECIFICATION MODEL 7110 LPN COMB GENERATOR

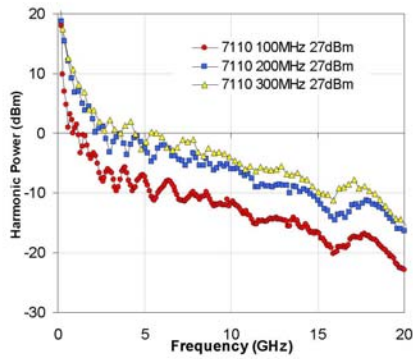


Figure 5. Typical Model 7110 Comb Generator harmonic output at various input frequencies with 27dBm input.

### Package Outlines and Dimensions

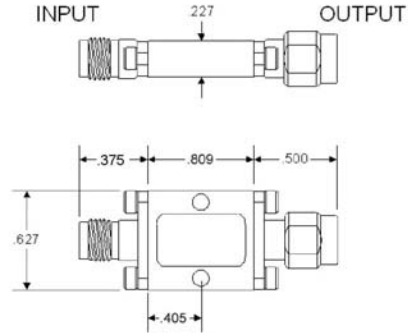


Figure 6. Coaxial package mechanical dimensions. Input and output are labeled on the coaxial package.

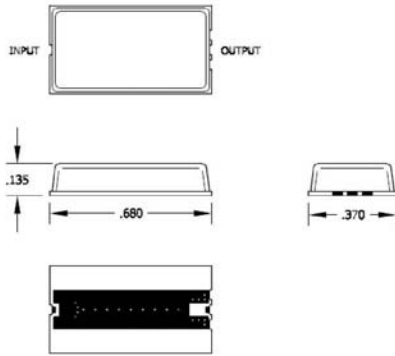


Figure 7. SMT package mechanical dimensions.

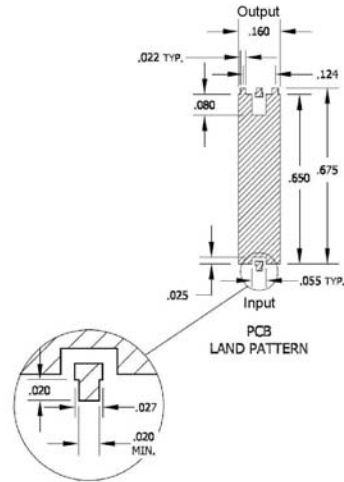


Figure 8. Recommended PCB Land Pattern for SMT Part.

**SMT Package Note:** Internal construction of the 7110-SMT comb generator utilizes high temperature solder. Lead/tin solder is recommended for PCB attachment with a maximum solder re-flow temperature of 210 C.

PICOSECOND PULSE LABS, P.O. BOX 44, BOULDER, CO 80306, USA, TEL: 1.303.443.1249, FAX: 1.303.447.2236  
WWW.PICOSECOND.COM

SPEC-4040111, REVISION 3, FEBRUARY 2007

PAGE 3 OF 3





**MODEL TD1107 AND TD1110D  
TUNNEL DIODE PULSE DRIVER**

**PRODUCT SPECIFICATION**

**Features:**

- 200 mV positive step
- 20 ps to 45 ps risetime
- Remote TD pulse head
- Low jitter
- Self-regulating bias circuit



The Tunnel Diode Pulse Generator consists of the Model TD1110D Driver with one TD1107 Pulse Head. This combination produces a 230 mV step with risetime in the range of 20 ps to 45 ps, depending on the TD pulse head that is chosen. The 50-ohm source impedance minimizes reflections. The Tunnel Diode Pulse Generator may be operated into any unbiased, resistive load without damage. Applications include Time Domain Reflectometry (TDR) and step response measurements on components.

The TD pulse head is connected to the driver by a 1-meter coax cable, allowing the fast edge that is created in the TD pulse head to be conducted directly to a device under test. The internal 50 kHz clock produces a pre-trigger for sampling oscilloscopes. A front panel switch selects a fixed 65 ns delay for the lowest jitter or a variable delay of 40 ns to 140 ns for more flexibility. The TD driver includes a special self-regulating TD bias circuit to sense the peak current in the TD pulse head and automatically set the bias to the correct level. This automatic circuit is able to track and correct for changes in temperature and load. For each clock cycle, the TD pulse head produces two pulses. One dynamically measures the characteristics of the tunnel diode, and the second produces the fast edge that is linked to Trigger Output. To view the correct pulse, use the Trigger Output as an external trigger on the oscilloscope.

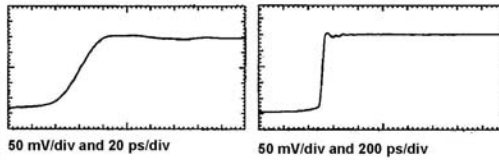
**Specifications:**

Amplitude	230 mV typ., 200 mV min.	AC Power	100, 117, 200, or 230VAC 50/60 Hz, 15 VA (60Hz)
Risetime: TD1107A	30 to 45 ps	Operating Environment	Indoors, 0 C to 50 C, <80% rh
TD1107B	25 to 30 ps	Safety Certifications	Conforms to EN-061010-1 (CE mark), UL-1244 and IEC-348. Safety class I. For lab use by qualified personnel.
TD1107C	20 to 25 ps	EMI Certifications	Conforms to EU Directive 89/336/ECC, EN55011 and EN50082-1, CE mark
Output Impedance	50 ± 1 ohms	Calibration	Test Report with waveforms included. NPL/NIST traceable.
Reflection Coefficient	15%, 50 ps FWHM	Accessories Included	1 m SMA coax cable, power cord, instruction manual, video
Repetition Rate	50 kHz fixed	Dimensions: TD1107	2 x 0.5 x 0.5 in. (5.1 X 1.3 x 1.3 mm)
Duration	4 μs, fixed	TD1110D	9.6 x 7.5 x 1.7 in. (244 x 190 x 33 mm)
Delay	65 ns fixed or 40 to 140 ns adjustable	Weight: TD1107	.05 lbs. (23g)
Jitter (rms)	2.1 ps typ., 3.3 ps max.	TD1110D	3.3 lbs. (1.5 kg)
Trigger Pulse	1V, 2.5 ns risetime, 1μs duration		
Connectors: TD Output	SMA		
Trigger Output	BNC		
Warranty: TD1107	30 days (static sensitive)		
TD1110D	1 year		

**Ordering Information:**

(Note the TD1110C Driver and one of the TD1107 Pulse Heads must be ordered as a set)

Part Number	Description
TD1110D	Tunnel Diode Pulse Driver
TD1107A	Tunnel Diode Pulse Head, 30 to 45 ps
TD1107B	Tunnel Diode Pulse Head, 25 to 30 ps
TD1107C	Tunnel Diode Pulse Head, 20 to 25 ps



Plots show the output from the TD1110D Driver with TD1107B Pulse Head as measured by a HP-54121A 17.5 risetime scope.

PICOSECOND PULSE LABS, P.O. BOX 44, BOULDER, CO 80306, USA, TEL: 1.303.443.1249, FAX: 1.303.447.2236  
WWW.PICOSECOND.COM

SPEC-4040063, REVISION 3, APRIL 2007

PAGE 1 OF 1



Version  
10.00  
Mai  
2006

## Spektrumanalysator R&S® FSU

Technische Daten



**Datenblatt 9** Firma Rohde & Schwarz : FSU 50 Spektrumanalysator 1/3

# Anhang

Die technischen Daten gelten unter folgenden Bedingungen:  
 30 Minuten Einlaufzeit bei Umgebungstemperatur, die spezifizierten Umgebungsbedingungen und der Kalibrierzyklus sind eingehalten und eine Eigenkalibrierung ist durchgeführt. Daten ohne Toleranz: typische Werte.  
 Mit "charakteristisch" gekennzeichnete Daten sind Design-Parameter und werden nicht kontrolliert.

## Frequenz

Frequenzbereich	R&S FSU3:	DC-gekoppelt	20 Hz bis 3,6 GHz
		AC-gekoppelt	10 MHz bis 3,6 GHz
	R&S FSU8:	DC-gekoppelt	20 Hz bis 8 GHz
		AC-gekoppelt	10 MHz bis 8 GHz
	R&S FSU26:	DC-gekoppelt	20 Hz bis 26,5 GHz
		AC-gekoppelt	10 MHz bis 26,5 GHz
	R&S FSU43:	DC-gekoppelt	20 Hz bis 43 GHz
	R&S FSU46:	DC-gekoppelt	20 Hz bis 46 GHz
R&S FSU50:	DC-gekoppelt	20 Hz bis 50 GHz	
Frequenzauflösung			0,01 Hz

Referenzfrequenz intern (charakteristisch)	Standard-Ofenquarzreferenz (OCXO)	
Alterung pro Tag	nach 30 Tagen Dauerbetrieb	$1 \times 10^{-9}$
Alterung pro Jahr	nach 30 Tagen Dauerbetrieb	$1 \times 10^{-7}$
Temperaturdrift	+5 °C bis +45 °C	$8 \times 10^{-9}$
Gesamtunsicherheit	pro Jahr	$1,8 \times 10^{-7}$
Referenzfrequenz intern (charakteristisch)	Option R&S FSU-B4	
Alterung pro Tag	nach 30 Tagen Dauerbetrieb	$2 \times 10^{-10}$
Alterung pro Jahr	nach 30 Tagen Dauerbetrieb	$3 \times 10^{-8}$
Temperaturdrift	+5 °C bis +45 °C	$1 \times 10^{-9}$
Gesamtunsicherheit	pro Jahr	$5 \times 10^{-8}$

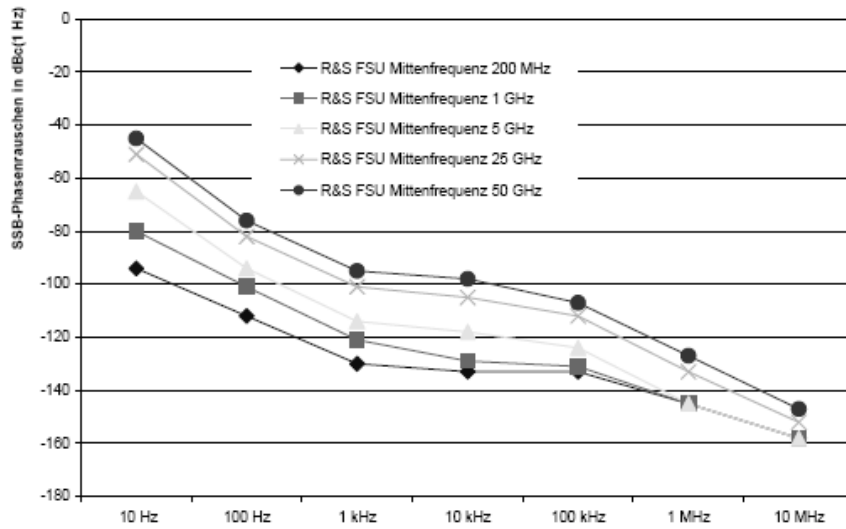
Referenzfrequenz extern		1 MHz bis 20 MHz, 1-Hz-Schritte
-------------------------	--	---------------------------------

Frequenzanzeige		mit Marker oder Frequenzzähler
Markerauflösung		Span/624
Max. Abweichung	Sweep-Zeit > 3 x Auto-Sweep-Zeit	$\pm(\text{Markerfrequenz} \times \text{Referenzabweichung} + 0,5 \% \times \text{Span} + 10 \% \times \text{Auflösebandbreite} + \frac{1}{2} \text{ (last digit)})$
Frequenzzählerauflösung	wählbar	0,1 Hz bis 10 kHz
Zählgenauigkeit	S/N > 25 dB	$\pm(\text{Frequenz} \times \text{Referenzabweichung} + \frac{1}{2} \text{ (last digit)})$
Darstellungsbereich der Frequenzachse		0 Hz, 10 Hz bis Maximalfrequenz
Auflösung		0,1 Hz
max. Abweichung des Darstellungsbereichs		1 %

Spektrale Reinheit, SSB-Phasenrauschen	f = 640 MHz	
Störhub		<1 Hz charakteristisch
Träger-Offset	10 Hz	-73 dBc (1 Hz), charakteristisch
	10 Hz mit Option R&S FSU-B4	-86 dBc (1 Hz), charakteristisch
	100 Hz	$\leq -98 \text{ dBc}^1$ , $\leq -90 \text{ dBc}$ , typ. $-104 \text{ dBc}^1$
	1 kHz	$\leq -116 \text{ dBc}^1$ , $\leq -112 \text{ dBc}$ , typ. $-124 \text{ dBc}^1$
	10 kHz	$\leq -128 \text{ dBc}^1$ , $\leq -120 \text{ dBc}$ , typ. $-133 \text{ dBc}^1$
	100 kHz	$\leq -128 \text{ dBc}^1$ , $\leq -120 \text{ dBc}$ , typ. $-133 \text{ dBc}^1$
	1 MHz	$\leq -140 \text{ dBc}^1$ , $\leq -138 \text{ dBc}$ , typ. $-146 \text{ dBc}^1$
	10 MHz	typ. $-160 \text{ dBc}$

<sup>1</sup> Gültig für den R&S FSU43, für alle anderen Modelle ab Seriennummer 200 000.

# Anhang



## Sweep

Sweep-Zeit	im Zeitbereich, Span = 0 Hz	1 $\mu$ s bis 18000 s in 5%-Schritten
	im Frequenzbereich, Span $\geq$ 10 Hz	2,5 ms bis 18000 s in Schritten $\leq$ 10 %
Max. Sweep-Zeit Abweichung		3 %
Messungen im Zeitbereich		mit Marker und Display-Linien (Auflösung 31,25 ns)

## Auflösebandbreiten

Analogfilter		
3-dB-Bandbreiten	R&S FSU3, R&S FSU8, R&S FSU26, R&S FSU46, R&S FSU50 R&S FSU43	10 Hz bis 20 MHz in 1/2/3/5er-Schritten, 50 MHz 10 Hz bis 10 MHz in 1/2/3/5er-Schritten
Bandbreitenabweichung		
	10 Hz bis 100 kHz (digital Gauß)	<3 %
	200 kHz bis 5 MHz (analog Gauß)	<10 %
	10 MHz	-30 % bis +10 %
	20 MHz	-20 % bis +20 %
	50 MHz, $f \leq$ 3,6 GHz	-20 % bis +20 %
	50 MHz, $f >$ 3,6 GHz	-30 % bis +100 %
Formfaktor 60 dB:3 dB		
	$\leq$ 100 kHz	<6
	200 kHz bis 2 MHz	<12
	3 MHz bis 10 MHz	<7
	20 MHz, 50 MHz	<6, charakteristisch

**SN54ALS04B, SN54AS04, SN74ALS04B, SN74AS04  
HEX INVERTERS**

SDAS063B - APRIL 1982 - REVISED DECEMBER 1994

- Package Options Include Plastic Small-Outline (D) Packages, Ceramic Chip Carriers (FK), and Standard Plastic (N) and Ceramic (J) 300-mil DIPs

**description**

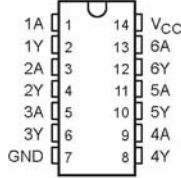
These devices contain six independent hex inverters. They perform the Boolean function  $Y = \bar{A}$ .

The SN54ALS04B and SN54AS04 are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C. The SN74ALS04B and SN74AS04 are characterized for operation from 0°C to 70°C.

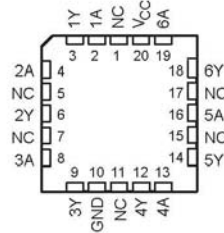
**FUNCTION TABLE**  
(each inverter)

INPUT A	OUTPUT Y
H	L
L	H

**SN54ALS04B, SN54AS04 . . . J PACKAGE  
SN74ALS04B, SN74AS04 . . . D OR N PACKAGE  
(TOP VIEW)**

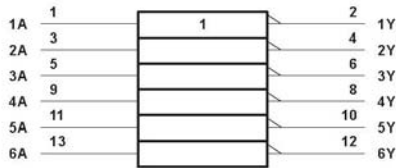


**SN54ALS04B, SN54AS04 . . . FK PACKAGE  
(TOP VIEW)**



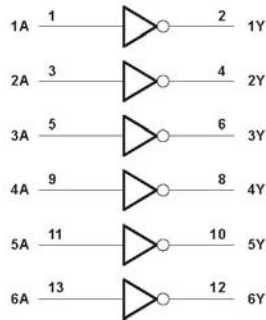
NC - No internal connection

**logic symbol†**



† This symbol is in accordance with ANSI/IEEE Std 91-1984 and IEC Publication 617-12. Pin numbers shown are for the D, J, and N packages.

**logic diagram (positive logic)**



PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265  
POST OFFICE BOX 1443 • HOUSTON, TEXAS 77251-1443

Copyright © 1994, Texas Instruments Incorporated

# Anhang

## SN54ALS04B, SN54AS04, SN74ALS04B, SN74AS04 HEX INVERTERS

SDAS063B - APRIL 1982 - REVISED DECEMBER 1994

### switching characteristics (see Figure 1)

PARAMETER	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	$V_{CC} = 4.5 \text{ V to } 5.5 \text{ V}$ , $C_L = 50 \text{ pF}$ , $R_L = 500 \Omega$ , $T_A = \text{MIN to MAX}^\dagger$				UNIT
			SN54ALS04B		SN74ALS04B		
			MIN	MAX	MIN	MAX	
$t_{PLH}$	A	Y	3	17	3	11	ns
$t_{PHL}$			2	13	2	8	

<sup>†</sup> For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

### absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)<sup>‡</sup>

Supply voltage, $V_{CC}$	7 V
Input voltage, $V_i$	7 V
Operating free-air temperature range, $T_A$ : SN54AS04	-55°C to 125°C
SN74AS04	0°C to 70°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C

<sup>‡</sup> Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

### recommended operating conditions

	SN54AS04			SN74AS04			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
$V_{CC}$ Supply voltage	4.5	5	5.5	4.5	5	5.5	V
$V_{IH}$ High-level input voltage	2			2			V
$V_{IL}$ Low-level input voltage			0.8			0.8	V
$I_{OH}$ High-level output current			-2			-2	mA
$I_{OL}$ Low-level output current			20			20	mA
$T_A$ Operating free-air temperature	-55		125	0		70	°C

### electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	SN54AS04		SN74AS04		UNIT		
		MIN	TYP <sup>§</sup>	MAX	MIN		TYP <sup>§</sup>	MAX
$V_{IK}$	$V_{CC} = 4.5 \text{ V}$ , $I_i = -18 \text{ mA}$			-1.2		-1.2	V	
$V_{OH}$	$V_{CC} = 4.5 \text{ V to } 5.5 \text{ V}$ , $I_{OH} = -2 \text{ mA}$	$V_{CC} - 2$			$V_{CC} - 2$		V	
$V_{OL}$	$V_{CC} = 4.5 \text{ V}$ , $I_{OL} = 20 \text{ mA}$		0.35	0.5		0.35	0.5	V
$I_i$	$V_{CC} = 5.5 \text{ V}$ , $V_i = 7 \text{ V}$			0.1		0.1	mA	
$I_{IH}$	$V_{CC} = 5.5 \text{ V}$ , $V_i = 2.7 \text{ V}$			20		20	μA	
$I_{IL}$	$V_{CC} = 5.5 \text{ V}$ , $V_i = 0.4 \text{ V}$			-0.5		-0.5	mA	
$I_{O}^{\dagger\dagger}$	$V_{CC} = 5.5 \text{ V}$ , $V_O = 2.25 \text{ V}$	-30		-112	-30	-112	mA	
$I_{CCH}$	$V_{CC} = 5.5 \text{ V}$ , $V_i = 0$		3	4.8		3	4.8	mA
$I_{CCL}$	$V_{CC} = 5.5 \text{ V}$ , $V_i = 4.5 \text{ V}$		14	26.3		14	26.3	mA

<sup>§</sup> All typical values are at  $V_{CC} = 5 \text{ V}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ .

<sup>††</sup> The output conditions have been chosen to produce a current that closely approximates one half of the true short-circuit output current,  $I_{OS}$ .

# Anhang

## SN54ALS04B, SN54AS04, SN74ALS04B, SN74AS04 HEX INVERTERS

SDAS063B - APRIL 1982 - REVISED DECEMBER 1994

switching characteristics (see Figure 1)

PARAMETER	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	V <sub>CC</sub> = 4.5 V to 5.5 V, C <sub>L</sub> = 50 pF, R <sub>L</sub> = 500 Ω, T <sub>A</sub> = MIN to MAX†				UNIT
			SN54AS04		SN74AS04		
			MIN	MAX	MIN	MAX	
t <sub>PLH</sub>	A	Y	1	6	1	5	ns
t <sub>PHL</sub>			1	4.5	1	4	

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

**SN54ALS00A, SN54AS00, SN74ALS00A, SN74AS00  
QUADRUPLE 2-INPUT POSITIVE-NAND GATES**

SDAS187A - APRIL 1982 - REVISED DECEMBER 1994

- Package Options Include Plastic Small-Outline (D) Packages, Ceramic Chip Carriers (FK), and Standard Plastic (N) and Ceramic (J) 300-mil DIPs

**description**

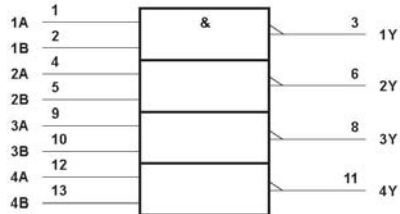
These devices contain four independent 2-input positive-NAND gates. They perform the Boolean functions  $Y = A \cdot B$  or  $Y = \overline{A + B}$  in positive logic.

The SN54ALS00A and SN54AS00 are characterized for operation over the full military temperature range of  $-55^{\circ}\text{C}$  to  $125^{\circ}\text{C}$ . The SN74ALS00A and SN74AS00 are characterized for operation from  $0^{\circ}\text{C}$  to  $70^{\circ}\text{C}$ .

**FUNCTION TABLE**  
(each gate)

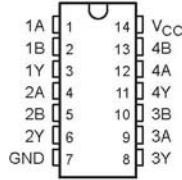
INPUTS		OUTPUT
A	B	Y
H	H	L
L	X	H
X	L	H

**logic symbol†**

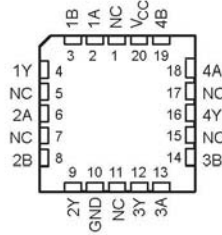


† This symbol is in accordance with ANSI/IEEE Std 91-1984 and IEC Publication 617-12.  
Pin numbers shown are for the D, J, and N packages.

**SN54ALS00A, SN54AS00... J PACKAGE  
SN74ALS00A, SN74AS00... D OR N PACKAGE  
(TOP VIEW)**



**SN54ALS00A, SN54AS00... FK PACKAGE  
(TOP VIEW)**



NC - No internal connection

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265  
POST OFFICE BOX 1443 • HOUSTON, TEXAS 77251-1443

Copyright © 1994, Texas Instruments Incorporated



# Anhang

## SN54ALS00A, SN54AS00, SN74ALS00A, SN74AS00 QUADRUPLE 2-INPUT POSITIVE-NAND GATES

SDAS187A - APRIL 1982 - REVISED DECEMBER 1994

### absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)<sup>†</sup>

Supply voltage, $V_{CC}$	7 V
Input voltage, $V_I$	7 V
Operating free-air temperature range, $T_A$ : SN54AS00	-55°C to 125°C
SN74AS00	0°C to 70°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C

<sup>†</sup> Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

### recommended operating conditions

	SN54AS00			SN74AS00			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
$V_{CC}$ Supply voltage	4.5	5	5.5	4.5	5	5.5	V
$V_{IH}$ High-level input voltage	2			2			V
$V_{IL}$ Low-level input voltage			0.8			0.8	V
$I_{OH}$ High-level output current			-2			-2	mA
$I_{OL}$ Low-level output current			20			20	mA
$T_A$ Operating free-air temperature	-55		125	0		70	°C

### electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	SN54AS00		SN74AS00		UNIT		
		MIN	TYP <sup>‡</sup>	MAX	MIN		TYP <sup>‡</sup>	MAX
$V_{IK}$	$V_{CC} = 4.5$ V, $I_I = -18$ mA			-1.2		-1.2	V	
$V_{OH}$	$V_{CC} = 4.5$ V to 5.5 V, $I_{OH} = -2$ mA	$V_{CC} - 2$			$V_{CC} - 2$		V	
$V_{OL}$	$V_{CC} = 4.5$ V, $I_{OL} = 20$ mA		0.35	0.5		0.35	0.5	V
$I_I$	$V_{CC} = 5.5$ V, $V_I = 7$ V			0.1		0.1	mA	
$I_{IH}$	$V_{CC} = 5.5$ V, $V_I = 2.7$ V			20		20	μA	
$I_{IL}$	$V_{CC} = 5.5$ V, $V_I = 0.4$ V			-0.5		-0.5	mA	
$I_{O}^{\S}$	$V_{CC} = 5.5$ V, $V_O = 2.25$ V	-30		-112	-30	-112	mA	
$I_{CCH}$	$V_{CC} = 5.5$ V, $V_I = 0$		2	3.2		2	3.2	mA
$I_{CCL}$	$V_{CC} = 5.5$ V, $V_I = 4.5$ V		10.8	17.4		10.8	17.4	mA

<sup>‡</sup> All typical values are at  $V_{CC} = 5$  V,  $T_A = 25$ °C.

<sup>§</sup> The output conditions have been chosen to produce a current that closely approximates one half of the true short-circuit output current,  $I_{OS}$ .

### switching characteristics (see Figure 1)

PARAMETER	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	$V_{CC} = 4.5$ V to 5.5 V, $C_L = 50$ pF, $R_L = 500$ Ω, $T_A = \text{MIN to MAX}^{\dagger\dagger}$				UNIT
			SN54AS00		SN74AS00		
			MIN	MAX	MIN	MAX	
$t_{PLH}$	A or B	Y	1	5	1	4.5	ns
$t_{PHL}$			1	5	1	4	

<sup>††</sup> For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.



Wenzel Associates, Inc.  
"Quietly the Best"

Blue Tops RF Modules > Amplifiers > Low Noise HF Doubler LNHQ

**Features:**

- Ultra-low Phase Noise
- No Conversion Loss
- Integral BPF

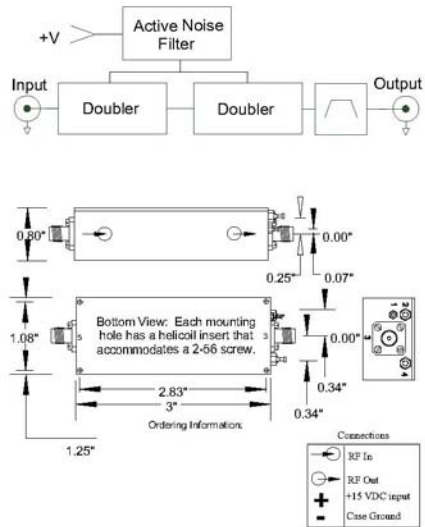
**Applications:**

- RF Systems Component
- Up Conversion
- System Integration

The LNHQ is an HF quadrupler that combines two LNHQ doublers into a single package. The LNHQ exhibits exceptionally low phase noise performance and unity gain, and incorporates an output bandpass filter and specially selected FETs. With a total power consumption of only 40 mA, the LNHQ is particularly useful in HF X4 multiplication applications where power is limited. Custom connector sex allows for direct connection with other Blue Tops, saving the cost of a cable.



Typical Specifications:	Output to 40 MHz
Input Signal Level	+10 to +15 dBm
Conversion Loss	0 dB
Maximum Output Level	+15 dBm
Phase Noise (Input Referred)	
5 MHz Model: 10 Hz	-155 dBc/Hz
Noise Floor	-176 dBc/Hz
Input Frequency	5 to 10 MHz
Harmonics	<-30 dBc
Sub-Harmonics	<-45 dBc
Supply Voltage	+15 VDC
Current	40 mA
Dimensions	3 x 1.25 x 0.8"
Connectors	
Power	Feed-thru Capacitor
Ground	Turret Terminal
RF Input / Output	Female SMA
<b>CUSTOM OPTIONS</b>	
<i>Please specify when ordering</i>	
<i>Your Custom Requirements</i>	



**Ordering Information:** LNHQ -E -I  
 Model  
 Input Frequency (MHz, 5 to 10)  
 Input Level (dBm, +10 to +15)

Crystal Oscillators • Blue Tops RF Modules • RF Systems & Synthesizers • Military & Space • Testing Services  
 Wenzel Associates, Inc. www.wenzel.com sales@wenzel.com  
 2215 Kramer Lane Phone: 512-835-2038  
 Austin, Texas 78758-4002 Fax 512-719-4086



Wenzel Associates, Inc.  
"Quietly the Best"

Blue Tops RF Modules > Amplifiers > Low Noise Odd-Order Multiplier LNOM

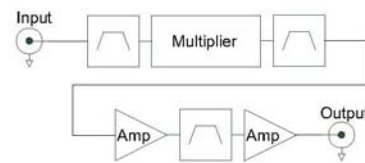
**Features:**

- Ultra Low Phase Noise
- Low Conversion Loss
- Outputs to 1 GHz
- Integral BPFs and Amps

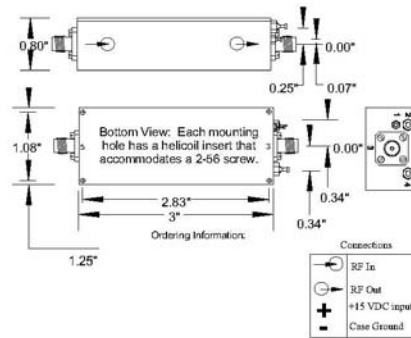
**Applications:**

- RF Systems Component
- Up Conversion
- System Integration

The LNOM is an odd-order fixed frequency multiplier utilizing a proprietary Schottky diode topology to achieve exceptionally low phase noise and excellent conversion efficiency. Multiplication factors of 3, 5, 7, 9, and 11 with output frequencies to 1 GHz are available. Multi-section bandpass filters at the input and output effectively control undesired harmonics and multiplication products. The input referred phase noise floor is typically -174 dBc, and close-in phase noise is unusually low, particularly on lower frequency units. A representative 5 MHz to 35 MHz unit exhibits an input-referred phase noise of only -164 dBc at 100 Hz offset. Integral amplifiers provide near unity gain. Custom connector sex allows for direct connection with other Blue Tops, saving the cost of a cable. Please consult our technical staff for assistance in configuring a multiplier to suit your input and output requirements.



Typical Specifications:	Outputs To 1 GHz
Input Frequency	5 to 300 MHz
Input Signal Level (Minimum)	+10 to +15 dBm
Conversion Loss	-5 to +5 dB
Phase Noise (Input Referred)	-174 dBc/Hz
Output Level	To +20 dBm
Frequency	To 1 GHz
Harmonics	<-25 dBc
Sub-Harmonics	<-50 dBc
Supply Voltage	+15 VDC
Current Max.	200 mA
Dimensions	3 x 1.25 x 0.8"
Connectors	SMA
Multiplication Factor	Max Input Frequency
X3, X5, X7, X9, X11	300, 200, 100, 50, 10 MHz
CUSTOM OPTIONS	Specialty Connectors
Please specify when ordering	



**Ordering Information:** LNOM-F-M-I-O-A1-A2

Model

Input Frequency (MHz, 5 to 300)

Multiplication Factor (3,5,7,9,11)

Input Level (dBm)

Output Level (dBm)

Amplifier Option 1 (see Amp Table)

Amplifier Option 2 (see Amp Table)

Crystal Oscillators • Blue Tops RF Modules • RF Systems & Synthesizers • Military & Space • Testing Services

Wenzel Associates, Inc. 2215 Kramer Lane Austin, Texas 78758-4002

www.wenzel.com

sales@wenzel.com Phone: 512-835-2038 Fax 512-719-4086



Wenzel Associates, Inc.  
"Quietly the Best"

Blue Tops RF Modules > Amplifiers > Low Noise Frequency Divider LNFD

Features:

- Ultra-low Phase Noise
- Division up to 256
- Internal Regulator
- Inntegral BPFs

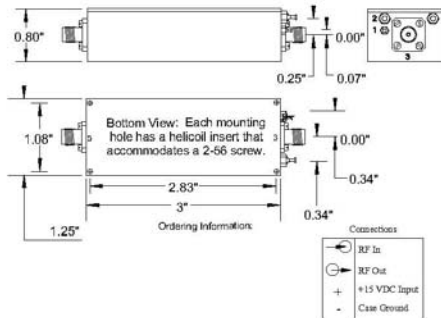
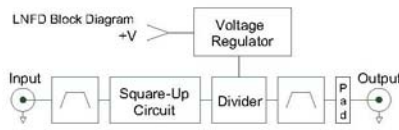
Applications:

- RF Systems Component
- Down Conversion
- System Integration



The LNFDN is a frequency divider module with a customer-specified division factor of up to 256 for input frequencies up to 100 MHz. This module features a divider, internal voltage regulator and input/output bandpass filters integrated into a single housing. The internal bandpass filters may be configured to control harmonics and spurious signals as required, or may be by-passed for broadband response. Custom connector sex allows for direct connection with other Blue Tops, saving the cost of a cable.

Typical Specifications:	
Input Frequencies	5 to 100 MHz
Input Signal Level	0 to +20 dBm to 50 MHz +13 to +20 dBm above 50MHz
Output Waveform	Sine or Square
Phase Noise	
Noise Floor	-165 dBc/Hz
Harmonics	<-30 dBc (sine)
Supply Voltage	+15 VDC
Current	60 mA
Dimensions	3 x 1.25 x 0.8"
Connectors	
Power	Feed-thru Capacitor
Ground	Turret Terminal
RF Input / Output	Female SMA Standard BNC, TNC Optional
<b>CUSTOM OPTIONS</b>	
<i>Please specify when ordering</i>	
<i>Your Custom Requirements</i>	



Ordering Information: **LNFDN - D - F - I - W - O**

Model

Division Factor (up to 256)

Input Frequency (MHz, 5 to 100)

Input Level (dBm, 0 to +20)

Waveform (1 for sine, 0 for logic)

Output Level  
(sine wave - dBm, 0 to +13, square wave - leave blank)

Crystal Oscillators • Blue Tops RF Modules • RF Systems & Synthesizers • Military & Space • Testing Services

Wenzel Associates, Inc.  
2215 Kramer Lane  
Austin, Texas 78758-4002

www.wenzel.com

sales@wenzel.com  
Phone: 512-835-2038  
Fax 512-719-4086  
60604-





Wenzel Associates, Inc.  
"Quietly the Best"

Blue Tops RF Modules > Amplifiers > Low Noise Audio Amplifier LNBA

**Features:**

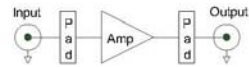
- Characterized Phase Noise
- Frequency to 4 GHz
- Plastic SMT and TO-8 Amps
- Integral Attenuators for Flexibility

**Applications:**

- Low Phase Noise Amplification
- Broadband Amplification

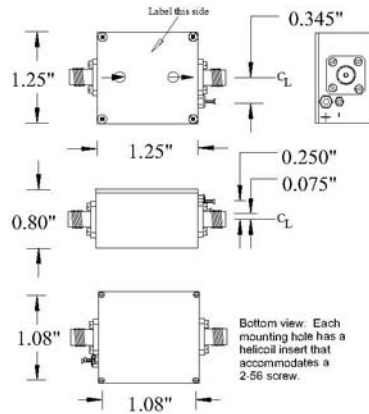


The LNBA is a broadband amplifier module with characterized phase noise performance featuring an amplifier and input/output attenuators integrated into a single package. A wide selection of amplifiers and customized input/output attenuators provide flexibility in setting gain and input/output levels. For convenience, our most popular amplifiers are offered as standard options or an alternative 4-lead Micro-X, SOIC-8 or TO-8 amp may be specified by the user. Phase noise is verified at 5 MHz or 100 MHz unless otherwise specified. Custom connector sex allows for direct connection with other Blue Tops, saving the cost of a cable.

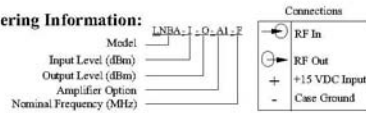


LNBA Block Diagram

Typical Specifications:	
Frequency Range	5 MHz to 4 GHz
Gain (dB)	Up to 18 dB
Phase Noise (Floor)	-170 to <-174 dBc
VSWR	<2:1
Output Power	Up to +26dBm
Input/Output Impedance	50 ohms
Supply Voltage	+15 VDC
Current, Max	60 to 205 mA
Dimensions	1.25 x 1.25 x 0.8"
Connectors	
Power	Feed-thru Capacitor
Ground	Turret Terminal
RF Input / Output	Female SMA
<b>CUSTOM OPTIONS</b>	
<i>Please specify when ordering</i>	
<i>Optional Output Signal Level</i>	
<i>Your Custom Requirements</i>	



**Ordering Information:**



**See Amplifier Option Table**  
**Note: Consult factory for specific Amplifier Option, Input/Output levels and phase noise characteristics.**

Crystal Oscillators • Blue Tops RF Modules • RF Systems & Synthesizers • Military & Space • Testing Services

Wenzel Associates, Inc.  
2215 Kramer Lane  
Austin, Texas 78758-4002

www.wenzel.com

sales@wenzel.com  
Phone: 512-835-2038  
Fax 512-719-4086