

**Handbuch  
zum  
160 GHz Interferometer an W7-AS**

T. Geist, E. Würsching, H.-J. Hartfuß

IPPIII/221

Juli 1997



**MAX-PLANCK-INSTITUT FÜR PLASMAPHYSIK**  
**85748 GARCHING BEI MÜNCHEN**

MAX-PLANCK-INSTITUT FÜR PLASMAPHYSIK  
GARCHING BEI MÜNCHEN

Max-Planck-Institut für Plasmaphysik, Assoc. EURATOM, Boltzmannstr. 2, 85748 Garching

Handbuch  
zum  
160 GHz Interferometer  
an W7-AS

T. Geist, E. Würsching, H.-J. Hartfuß

*Die nachstehende Arbeit wurde im Rahmen des Vertrages zwischen dem  
Max-Planck-Institut für Plasmaphysik und der Europäischen Atomgemeinschaft über die  
Zusammenarbeit auf dem Gebiete der Plasmaphysik durchgeführt.*

# Inhaltsverzeichnis

1	Multichannel millimeter wave interferometer for W7-AS	1
2	Frontend-Baugruppe	14
	Allgemeines, Kontrolle der D-Band Mischer, Änderungen seit dem Juni 1996	
	Frontplatte	25
3	Phasenregelkreis	27
	Gunn-Treiber, Verstärkungseinstellung, Q4010 PLL Evaluation Board, Spektrum des Gunn Oszillators, Literatur	
	Schaltbild Regler und Bestückungsangaben	30
	Bestückungsplan Q4010 PLL Evaluation Board	32
4	ZF-Verstärker I	35
	Übersicht, Überprüfung der ZF-Filter, Einstellung der Pegelregelung, allgemeine Bemerkungen	
	Schaltbild ZF-Verstärker I	41
5	Quarzoszillator und ZF-Verstärker II	43
	Quarzoszillator, Mischer II und ZF-Verstärker II	
	Schaltbild Referenz-Oszillator	50
6	Phasenmessung	51
	Optischer Sender, Optischer Empfänger und Phasenmessung, 500 kHz Tiefpass, Literatur	
7	Datenaufnahme	60
	Auslesen der Rohdaten, Zuordnung der ADC-Kanäle zu den einzelnen Sichtlinien, Skalierungsfaktoren	
8	Koordinaten der Sichtlinien	62
9	Betrieb des Gesamtsystems	63

## **Danksagung**

Die Autoren dieses Berichtes möchten den folgenden Kollegen am IPP für ihre wichtige Unterstützung beim Bau des hier beschriebenen Interferometers danken: Herrn Robert Semler, der die Gefäßeinbauten konstruiert hat, Herrn Maximilian Bergbauer, der die Frontendmodule konstruiert und die Übertragungsleitungen zum W7-AS aufgebaut hat, Herrn Uwe Siart (jetzt TU München), der während seines Praktikums alle ZF-Verstärker und Quarzoszillatoren gebaut und getestet hat, Herrn Beibl und der ZTE Elektronikwerkstatt für die vielen Prototypplatinen und die Serienproduktion der Phasenmesser und Herrn Josef Prechtl für die Unterstützung beim Aufbau der Übertragungsleitung.

# Multichannel millimeter wave interferometer for W7-AS

T. Geist, E. Würsching, H.-J. Hartfuß

Max-Planck-Institut für Plasmaphysik, EURATOM Assoc., Boltzmannstr. 2, 85748 Garching, Germany

## Abstract

A newly designed 10-channel microwave interferometer for line integrated electron density measurements at the stellarator experiment W7-AS is described. The probing signals in the frequency range of 160-162 GHz are generated by Gunn-oscillators with subsequent frequency doublers. Double conversion heterodyne receivers with 2 MHz bandwidth are used for detection. All oscillators involved are phase-locked. Each Gunn-oscillator is used twofold: as source for the probing signal and as local oscillator for heterodyne detection. The dynamic range of the millimeter wave part is about 70 dB. The instrument operates up to a peak density of  $7 \times 10^{19} \text{ m}^{-3}$  with a temporal resolution of 5  $\mu\text{s}$ . The paper gives a detailed technical description of the system and demonstrates its usefulness by means of an experimental example.

## 1 Introduction

At the stellarator experiment W7-AS two interferometer systems for measurement of line integrated electron density are in use: A single chord microwave system using a frequency modulated klystron of the type as already described in ref. [1] and a three channel HCN laser system according to the description given in [2]. To get the full capability of density profile reconstruction with sufficient accuracy at least ten probing beams through the plasma are necessary. We decided to build a multichannel millimeter wave interferometer despite the somewhat restricted density range accessible. It will be shown below that the instrument can successfully be used in the most important density range up to  $7 \times 10^{19} \text{ m}^{-3}$  covering more than the operational range of the 1st harmonic O-mode ECRH at 2.5 T. A far infrared (FIR) laser based instrument would extend the useful density to values above  $10^{20} \text{ m}^{-3}$ . Unfortunately a multi-chord FIR interferometer is not compatible with the W7-AS vacuum vessel. A maximum port diameter of 200 mm does not allow for a large number of probing FIR beams to pass through the plasma. Furthermore the space inside the vacuum vessel for optical components is limited. Due to these restrictions a new millimeter wave interferometer was developed. The signals are fed by waveguides, thus overcoming the access limitations of the W7-AS vacuum vessel.

## 2 Antennas and feeding lines

The 10 interferometer chords are arranged horizontally in the  $\varphi \approx -31^\circ$  poloidal plane of the W7-AS stellarator. In this plane the plasma cross section is shaped approximately like an ellipse. Figure 1 shows the magnetic flux surfaces of a typical W7-AS magnetic configuration. The horizontal lines indicate the positions of the interferometer chords. The horizontal distance between the antennas is mainly determined by the available space inside the vacuum vessel and the width of the radiation pattern of the antennas.

O-mode waves are launched and received by standard pyramidal horn antennas. Mirrors are mounted directly in front of the horn aperture in order to change the propagating direction of the wave by 90°. This sort of bend was needed to achieve sufficient distance between the antennas and the plasma. The radiation pattern of the antennas have a width of 7° between the half power points. The distance between antenna and plasma axis is 210 mm for chord no. 6 and 7 as shown in Fig. 1. This yields a 3 dB probing beam width of 26 mm in the plasma center. After the passage of the plasma this width is 38 mm. These values are smaller for the other chords due to the reduced distance to the plasma. The horn antennas and the feeding fundamental mode rectangular waveguides are fixed by a supporting frame. This frame is shaped such that it matches the walls of the vacuum vessel. Mica windows are used to feed the 20 waveguides through a CF 200 vacuum port.

The signals are fed to the microwave part by use of low-loss oversized circular waveguides ( $\varnothing$  27.8 mm). The length of the oversized waveguide section is 7 m including the tapers. The total length of the feeding waveguides for a wave travelling from the generator to the plasma and back is approximately 18 m. The overall loss of the transmission system depends on the chord position and varies between 30 and 35 dB. These losses include forward and backward feeding waveguides, radiation path and mica windows. The variation is caused by the different lengths of fundamental waveguide needed inside the vacuum vessel.

### 3 Microwave part

To reduce the amount of oscillators needed in the microwave part of the system, each Gunn-oscillator is used twice: as probing signal source and as local oscillator (LO) to drive the receiving mixer of the next subsequent channel. Thus 11 Gunn-oscillators are needed instead of 20 for 10 heterodyne channels. The oscillator frequency of different channels is offset by an appropriate setting of the phase lock loop (PLL, see section 4) circuits. Thus the Gunn-oscillators establish an array of phase locked oscillators unequally spaced on the frequency axis. This principle of operation and its implication on the phase lock loop circuits have been described recently [3]. Table I summarizes the frequencies for each chord and the corresponding intermediate frequencies (IF). As can be seen each channel operates at a specific IF. Thus crosstalk signals from adjacent lines of sight are suppressed by narrowband filters in the IF part.

TABLE I. Frequency  $f$  of the probing signal and corresponding intermediate frequency IF for interferometer chord  $i$ .

$i$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$f/\text{GHz}$	160.02	160.15	160.29	160.44	160.60	160.77	160.95	161.14	161.34	161.55
IF/MHz	120	130	140	150	160	170	180	190	200	210

Microwave signal sources and receiving mixers are shown schematically in Fig. 2. Gunn oscillators with subsequent frequency doublers are used to generate both probing and LO signals. The Gunn oscillators are operating in the 80 GHz frequency range and achieve an output power of about 60 mW. The frequency doubler efficiency of 10% results in an output power of 6 mW in the 160 GHz frequency range. This signal is used as the probing signal and

fed to the plasma. A tenth part of the probing signal is coupled to the receiving mixer of the next subsequent channel. (see Fig. 2). After passing the plasma the probing signals are downconverted to IFs in the range 120-210 MHz using single ended Schottky-diode mixers. These mixers are driven by the doubled Gunn oscillator signals of the preceding channels. High-pass filters in front of these mixers ensure, that spurious signals from the gyrotron sources used for electron cyclotron resonance heating (ECRH) at 140 GHz do not affect the mixer operation.

A crossguide directional coupler is mounted in between the Gunn oscillator and the doubler, thus giving access to the oscillator fundamental signal. This signal is mixed with the fundamental Gunn signal of the preceding channel. The resulting IF signal is fed to a digital PLL circuit and to the reference signal output. The master oscillator (see Fig. 2) generates the LO signal at 159.90 GHz for the first channel. The fundamental master oscillator signal is downconverted by use of a harmonic mixer driven by a phase locked 7980 MHz oscillator. The resulting IF is also fed to a digital PLL.

For best overall performance (receiver noise temperature) the probing signal mixers and the reference mixers as well are followed by low noise IF amplifiers. It should be emphasized that the frequency of the IF resulting from the probing signal is doubled in comparison to that of the reference IF. This is a consequence of doubling the Gunn-oscillator output frequency. Due to this fact the probing signal IF has to be divided by two before performing the phase measurement. This is accomplished digitally in a divider stage following the IF part (see section 6).

All microwave elements of one interferometer chord are mounted in a single plug-in unit: Gunn-oscillator and doubler, the corresponding PLL electronics, the receiving mixer for the plasma probing signal and the preamplifiers. These plug-in units are indicated in Fig. 2 by dashed lines.

#### 4 Phase locking electronics

Phase lock loops are applied for all oscillators to improve the frequency stability of the probing and LO signals. Source frequency stability is of particular importance, if the path lengths of probing and reference signals are not identical. Let  $\Delta L$  denote the total path length difference between probing and reference signals and  $c$  the velocity of light. The phase shift or phase jitter  $\delta\varphi$  introduced by a frequency fluctuation  $\delta f$  is given by:  $\delta\varphi = 2\pi \delta f \Delta L / c$ .  $\delta\varphi$  is required to be less than 1% of the maximum observable phase shift  $\varphi_{\max}$ . This leads to a restriction for the relative frequency stability:  $\delta f / f < [\varphi_{\max}/100] c / (\Delta L 2\pi f)$ . For  $\Delta L = 18$  m and  $\varphi_{\max} = 30 \times 2\pi$  this results in:  $\delta f / f < 30 \times 10^{-6}$ . Spectral analysis of the Gunn-oscillator output signal shows, that  $\Delta f / f < 10^{-6}$  can be achieved for all channels. Thus a compensation of the path length difference is not needed.

It was shown in section 3 that each Gunn-oscillator is used to downconvert the signal of the next subsequent channel, thus forming a chain of PLL circuits. Phase jitter adds up along this chain of PLL's [3]. Similar values of  $\delta\varphi \approx 0.08 \times 2\pi$  (see sect. 7) are measured in all chords of the interferometer. Therefore one may conclude that the contribution of phase jitter up-adding is small.

Controlling frequency and phase of Gunn-oscillators can be achieved by controlling the Gunn bias voltage. The locking range is a few 100 MHz. This range is large enough to ensure, that thermal drifts do not pull out the Gunn oscillator frequency from the locking range. The phase locking electronic circuit mainly consists of a frequency divider for both the quartz

reference and the Gunn IF signal to be locked and a digital phase/frequency detector. For these components a commercially available integrated circuit [4] is used.

A block diagram of the PLL is given in Fig. 3. The down converted fundamental Gunn-oscillator signal and the 60 MHz quartz reference signal are fed to programmable digital frequency dividers. The divide ratios are denoted as  $n_q$  and  $n_g$  for the quartz and the down converted Gunn signal respectively. The divide ratio is set such that phase lock occurs at half the frequency of that IF as given in Table 1. The divide ratio  $n_g$  is restricted to be  $n_g \geq 2$ . Table II summarizes the divide ratio  $n_g$  and  $n_q$  as well as the resulting frequency  $f_{lock}$  of the down converted fundamental Gunn signal. For  $f_{lock}$  and the divide ratios the equation

$$60 \text{ MHz} / n_q = f_{lock} / n_g$$

is valid. Table II summarizes the resulting divide ratios and frequencies  $f_{lock}$  for subsequent channels  $i$ ,  $i = 1, \dots, 10$ . The output signal of the phase/frequency detector is integrated (see Fig. 3). The resulting control voltage is combined with the fixed Gunn-bias voltage in the driver circuit, thus closing the loop.

TABLE II: Frequency divide ratios  $n_g$  and  $n_q$  for interferometer channel  $i$ . Phase lock occurs at the down converted Gunn-oscillator frequency  $f_{lock}/\text{MHz}$ .

$i$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$n_g$	2	13	7	5	4	17	3	19	5	7
$n_q$	2	12	6	4	3	12	2	12	3	4
$f_{lock}/\text{MHz}$	60	65	70	75	80	85	90	95	100	105

## 5 Intermediate frequency part

The IF range of the microwave mixer output signals is 60 - 105 MHz and 120 - 210 MHz for the reference and the probing signal, respectively. As digital phase measurement in this frequency range is difficult, a further down-conversion to 5 MHz and 10 MHz is performed. In the phase measurement part the 10 MHz IF resulting from the plasma probing signal is digitally divided by two.

The schematic layout of the channel 1 IF section is given in Fig. 4. The IF resulting from the probing signal is filtered with a bandwidth of 2 MHz. The output signal of the following amplifier provided with an automatic gain control (AGC) is fed to a double balanced mixer. Gain controlled amplifiers typically show a gain depending phase shift. For the amplifier used here this effect is negligible. Due to the fact, that the reference IF signal at 60 MHz has already sufficient and constant power level, no filtering and amplification of the reference signal is needed. The fundamental frequency of a quartz oscillator is used to drive the mixer for the reference IF. The frequency doubled quartz oscillator signal is used for down-converting the probing signals from the first IF to the second one. This down-conversion step results in IF signals of 5 and 10 MHz for reference and plasma signal respectively.

The schematic layout of the IF section is identical for all channels except for the center frequency of the filter and the quartz oscillator frequency.

## 6 Phase measurement

### Optical fibre link

To establish a digital phase measurement the sinusoidal IF signals at 5 and 10 MHz have to be transformed to rectangular pulses with amplitudes corresponding to TTL digital circuits. This is done by using a comparator and a Schmitt-trigger stage. After this step the frequency of the 10 MHz square wave resulting from the plasma probing signal is digitally divided by two. After this step the frequencies of plasma and reference square wave are identical. An optical fibre link is used to transmit these signals to the phase measurement electronics. This is located close to the data acquisition system in the W7-AS control room, about 100 m apart from the microwave and IF units. The optical transmission is free of interference by other high frequency signals being present in the W7-AS stellarator hall. Furthermore the optical fibre naturally offers a DC-break between the data acquisition system and the microwave and IF devices installed in the stellarator hall.

### Phase measurement and fringe count capability

5 MHz square waves corresponding to reference and probing signal are recovered at the output of the optical fibre link. The phase shift between these 5 MHz square waves is measured by use of the digital circuit shown schematically in Fig. 5. The probing and reference signal are fed to the clock input of a binary up- and down-counter respectively. The 4 bit binary output signals of the counters are added. The binary result of the adder is converted to an analog signal. Averaging is achieved by use of an active RC low pass filter. The operation principle of this phase measurement circuit is described by several authors [5, 6, 7] and is not further discussed here. The counters can be reset by the positive edge of a rectangular pulse. This reset pulse is synchronized with the reference square wave signal.

The averaged output voltage  $U_\phi$  is proportional to the phase shift of the plasma probing signal with respect to the reference signal. As 4 bit units are used, the range of the phase measurement is  $15 \times 2\pi$  corresponding to an output voltage range of 5 V. This results in an overall measurement range of  $30 \times 2\pi$  taking into account the frequency division of the probing signal. During the plasma discharge  $U_\phi$  is sampled with a resolution of 10 bits. Thus the angular resolution is limited approximately to  $0.029 \times 2\pi$ , corresponding to a line integrated density step of  $33 \times 10^{15} \text{ m}^{-2}$ .

### Temporal resolution

A change of electron density  $\Delta n$  during a time interval  $\Delta t$  gives rise to a rate of phase shift  $\Delta\phi/\Delta t = 2\pi\Delta f$ . Rapid density changes may appear due to pellet injection or any other short term experimental plasma event. In a heterodyne interferometer system the temporal phase resolution is determined by the following constraints: the upper limit is given by that frequency at which the phase measurement is performed. For the system presented here phase measurement is performed at 5 MHz. Thus the temporal resolution  $\tau$  is limited to 200 ns. Due to the principle of phase measurement applied here, a certain time for averaging is needed. Experiments with the phase measurement electronics (including the optical link) show, that a rate of phase shift  $\Delta\phi/\Delta\tau$  up to  $30 \times 2\pi/37.5 \mu\text{s}$  can be measured. This value corresponds to a frequency deviation  $\Delta f = \pm 800 \text{ kHz}$  (2nd IFs: 10.8 MHz, 5.0 MHz). The frequency deviation is limited by the 2 MHz bandwidth of the IF filter in the first IF section (see Fig. 4). Taking into account the strong frequency dependent phase shift at the filter edges  $\Delta f$  should be further restricted to avoid misleading results. A reasonable limit is  $\Delta f < \pm B/10$ . With  $B = 2 \text{ MHz}$  this restriction results in an effective temporal resolution of  $\tau_{\text{eff}} = 1/\Delta f = 5 \mu\text{s}$  or a possible rate of phase change  $\Delta\phi/\Delta\tau = 30 \times 2\pi/150 \mu\text{s}$ . This value corresponds to a rate of line integrated density change of  $\Delta \int n dl / \Delta t = 37 \times 10^{18} \text{ m}^{-2}/150 \mu\text{s} \approx 0.24 \times 10^{18} \text{ m}^{-2}/\mu\text{s}$ .

## 7 System performance

Laboratory measurements showed an overall dynamic range of about 70 dB. This means that an insertion loss in the transmission path of more than 70 dB results in a total failure of the phase measurement. As the overall losses of the transmission system do not exceed 35 dB, further 35 dB are left representing the dynamic range during the plasma discharge. In the case of peak densities near the cut-off density of  $n_e = 3.1 \times 10^{20} \text{ m}^{-3}$  refraction prevents the probing beam to propagate along a straight line into the receiving horn. This effect leads to additional losses during the plasma discharge.

During the first months of operation it turned out, that the instrument fails, if the peak density exceeds the value of  $7 \times 10^{19} \text{ m}^{-3}$ . Ray tracing calculations support the assumption, that refractive effects lead to a drop of intensity at the receiver input, thus causing a failure of the phase measurement. The limit for the peak density approximately corresponds to a maximum line integrated density of  $1 \times 10^{19} \text{ m}^{-2}$  observed in the most central chord.

The output signal of the outermost edge channel is shown in Fig. 6 on a blown-up scale (W7-AS shot 35974). The density is rising at the beginning of the discharge at  $t = 180 \text{ ms}$ . The noise before that time shows a peak-to-peak amplitude of  $0.1 \times 10^{18} \text{ m}^{-2}$ . This residual noise determines the minimum measurable line integrated density of the instrument and the measurement error: changes of  $\Delta n_{dl}$  less than  $0.1 \times 10^{18} \text{ m}^{-2}$  are buried in the noise and can not be observed. The corresponding residual phase noise peak-to-peak amplitude is found to be  $\delta\phi \approx 0.08 \times 2\pi \approx 2\pi/12$ . This noise is caused by residual phase and/or frequency fluctuations of LO and probing signal oscillators, which could not be completely removed by the PLL (see section 4). Nearly identical values are found for the other channels.

The relative measurement error is a function of the chord position, the peak density and the shape of the density profile. The case of the maximum measurable peak density gives the lowest values: The relative error in the most central channel is approximately 1%. In the outermost edge channel the relative error is rising to 6%.

An example for the interferometer operation is given in Fig. 7. Here the line integrated density measured through chord 1 - 7 and 9 (see Fig. 1 for chord location) is shown. This measurement was performed during gas-feed modulation experiments at W7-AS. The traces corresponding to chord 7 and 9 are shifted upward for convenience. Note the phase difference of the  $\Delta n_{dl}$ -modulation between the edge channel (no. 1) and the innermost one (no. 7) caused by the inward directed particle transport.

It may be interesting to compare the system described here with interferometers used at other fusion experiments. Table III gives an overview of those technical parameters, which do not depend on the plasma dimensions of the particular experiment. At JET and DIII-D two-colour interferometers for vibration compensation are applied, thus two wavelengths are given in the first row of Table 3. The system at W7-AS having phase locked oscillators and a length difference between signal and reference path of 18 m yields very similar residual phase noise as on JET with lasers and identical path lengths. The system presented here reaches a similar maximum rate of phase change as the one which was installed at TEXT upgrade, whereas the DIII-D system is about five times faster operating at an IF of 40 MHz.

TABLE III. Comparison of performance data achieved with different interferometer systems. At JET and DIII-D two-colour interferometers are used, therefore two wavelengths are given in the first row.

experiment	TEXT upgrade	JET	DIII-D	W7-AS
$\lambda$	0.447 mm	195 / 118 $\mu\text{m}$	10.6 / 0.63 $\mu\text{m}$	1.8 mm
IF	1 MHz	100 / 5 kHz	40 MHz	5 MHz
maximum rate of phase change	$0.1 \times 2\pi / \mu\text{s}$	$0.005 \times 2\pi / \mu\text{s}$	$2\pi / \mu\text{s}$	$0.2 \times 2\pi / \mu\text{s}$
residual phase noise		$2\pi / 20$		$0.08 \times 2\pi$
corresponding $\int n dl$ noise		$5 \times 10^{17} \text{ m}^{-2}$	$1 \times 10^{18} \text{ m}^{-2}$	$0.1 \times 10^{18} \text{ m}^{-2}$
reference	[9]	[8]	[10]	

## 8 Summary

A heterodyne multi-chord interferometer for measurement of line integrated electron density has been described. The accessible range of peak density is limited by beam refraction due to the wavelength of 1.8 mm. Fringe losses appear, if the density of  $7 \times 10^{19} \text{ m}^{-3}$  is exceeded. Other technical parameters like temporal resolution are comparable to those of other systems using wavelengths in the FIR wavelength region. The instrument extends the set of diagnostic tools for W7-AS plasmas. Electron density profiles and profile evolution can be reconstructed from interferometer data.

## Acknowledgements

The authors wish to thank M. Bergbauer and R. Semler, whose assistance has made the progress of this work possible. The helpful discussions and advice of M. Münich and H. Niedermeyer is gratefully acknowledged.

## References

- [1] M. A. Heald, C. B. Wharton, *Plasma Diagnostics with Microwaves* (Wiley, New York, 1965)
- [2] D. Véron in *Infrared and Millimeter Waves*, edited by K. J. Button (Academic Press, New York, 1979) Vol. 2, Chap. 2, pp. 67-135, 1979.
- [3] T. Geist, H.-J. Hartfuß, IEEE Microw. Guided Wave Lett. **MGWL-6**, 235 (1996)
- [4] User's Guide for Q0410 Phase-Locked Oscillator (PLO) Synthesizer System (Qualcomm, San Diego, 1991)
- [5] K. Kawahata, K. Haba, J. Fujita, *Rev. Sci. Instrum.* **60**, 3734 (1989)
- [6] C. A. J. Hugenholtz, Ph. D. thesis, Technical University Eindhoven (1990)
- [7] U. Tietze, C., Schenk, *Halbleiter-Schaltungstechnik*, 10th ed. (Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, 1993)
- [8] G. Braithwaite et al., *Rev. Sci. Instrum.* **60**, 2825 (1989)

- [9] G. A. Hallock et al., *Rev. Sci. Instrum.* **61**, 2893 (1990)
- [10] T. N. Carlstrom et. al., *Rev. Sci. Instrum.* **59**, 1063 (1988)

**Figure captions:**

Figure 1.

Flux surfaces in the  $\varphi = -31.1^\circ$  plane for a typical magnetic configuration of W7-AS. The horizontal lines indicate the position of the 10 interferometer chords.

Figure 2.

Schematical layout of the frontend section of the W7-AS 160 GHz interferometer. The dashed lines indicate those components, which are mounted in plug-in units.

Figure 3.

Block diagram of the phase lock loop electronics for the Gunn oscillators.

Figure 4.

IF section and further downconversion of the plasma probing and reference signals. The frequencies correspond to the first channel of the interferometer. A constant IF level is achieved by applying an automatic gain control (AGC).

Figure 5.

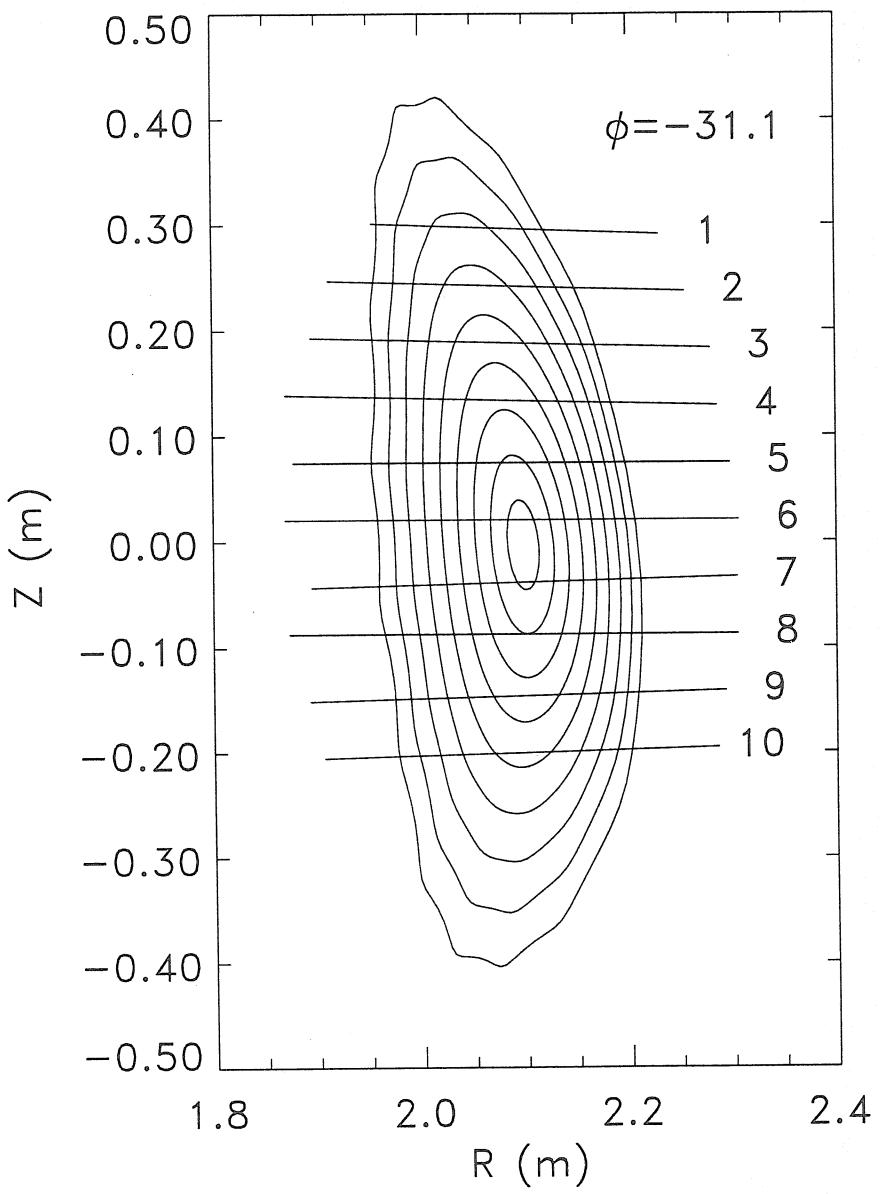
Schematical drawing of the fringe counting phase measurement electronic circuit.

Figure 6.

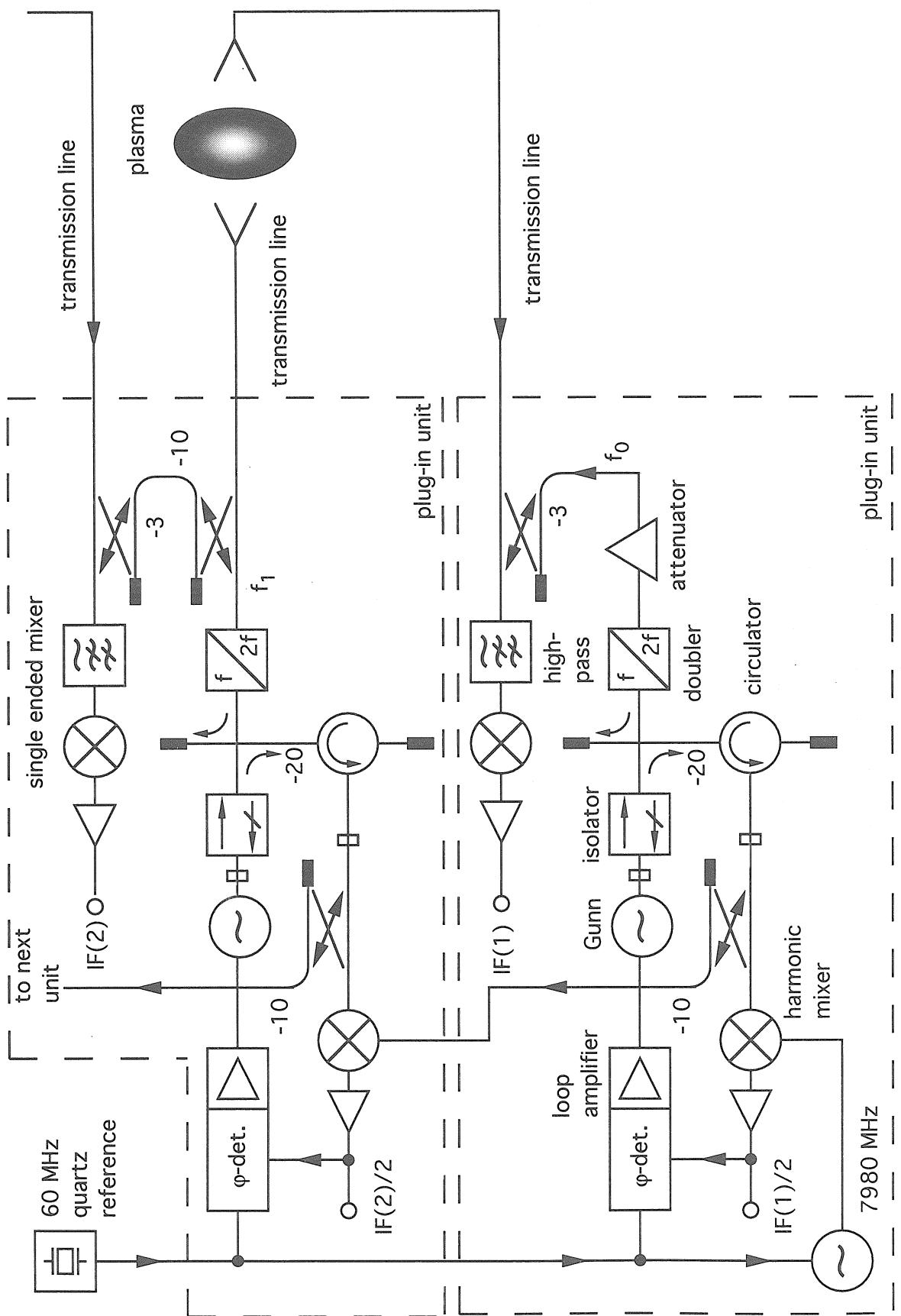
Interferometer signal from the outermost edge channel taken during a typical plasma discharge (W7-AS shot 35974). The trace indicates the residual  $\intndl$  noise of  $0.1 \times 10^{18} \text{ m}^{-2}$ .

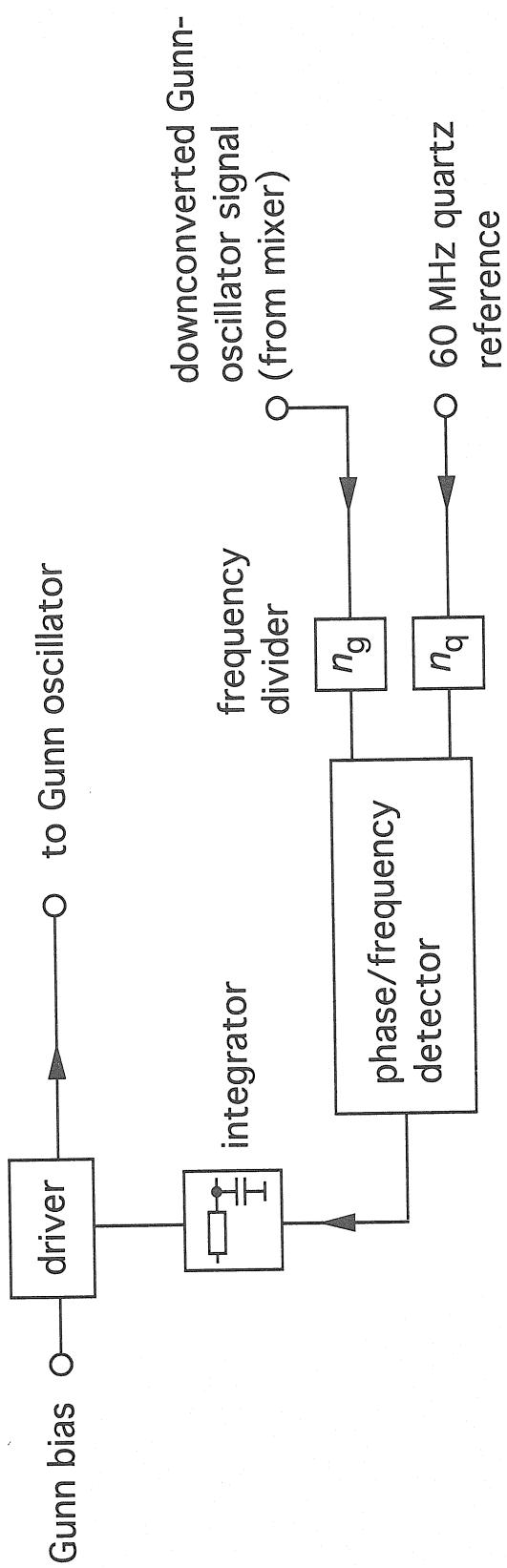
Figure 7.

Output signals of interferometer chord 1-7 and 9. The traces corresponding to chord 7 and 9 are shifted upward. The measurement has been taken during gas feed modulation experiments. Note the phase difference of the  $\intndl$ -modulation between the edge channel (no. 1) and the innermost one (no. 7).



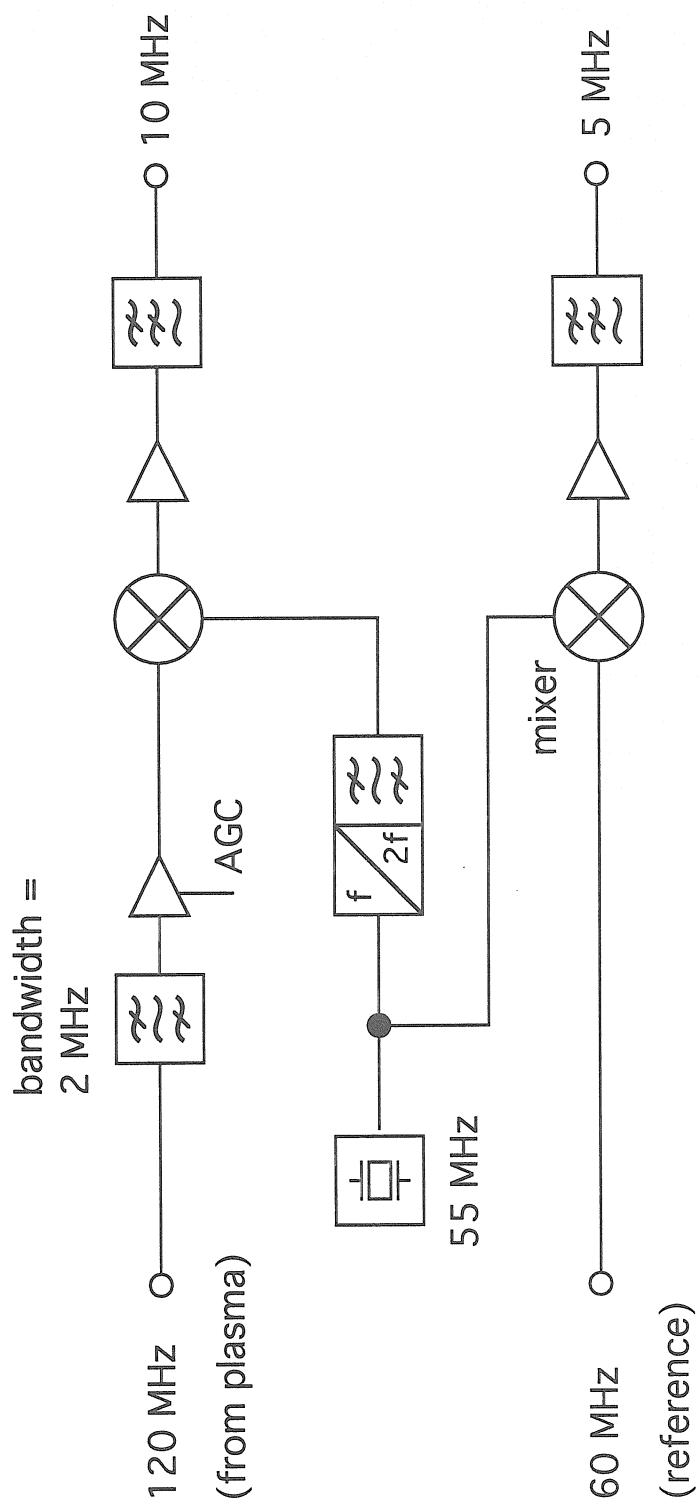
T. Geist, E. Würsching, H.-J. Hartfuss Figure 2



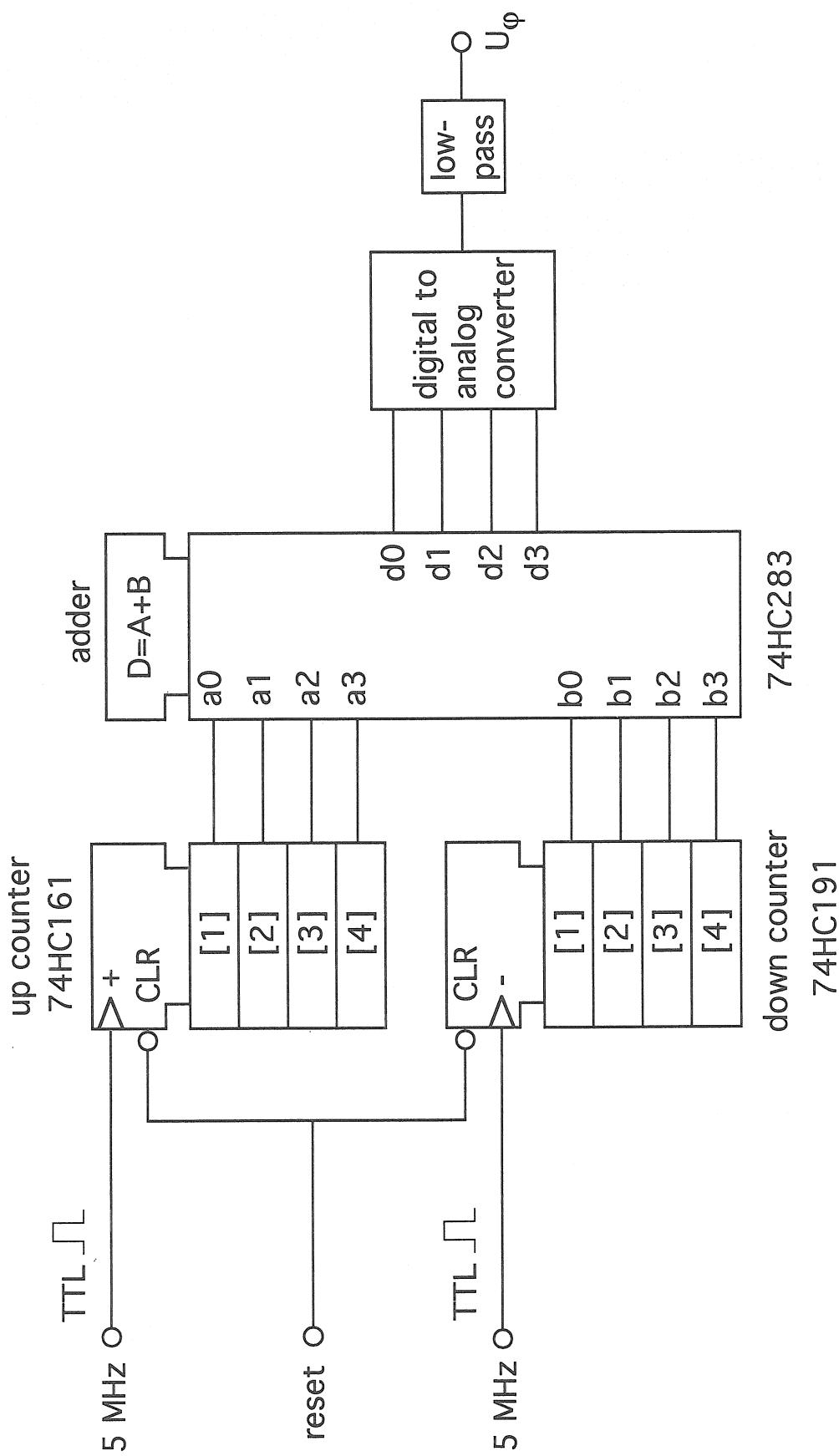


T. Geist, E. Würsching, H.-J. Hartfuss Figure 3

T. Geist, E. Würsching, H.-J. Hartfuss Figure 4



T. Geist, E. Würsching, H.-J. Hartfuss Figure 5



## 2 Frontend-Baugruppe

### Allgemeines

Die Frontend-Baugruppe umfasst alle Hohlleiterkomponenten, Schutzschaltung für den Verdoppler, ZF-Vorverstärker, die Phasenregelkreis-Platine (PLL-Platine) und den Gunn-Treiber. Diese Subsysteme sind alle in einem gemeinsamen Einschub untergebracht. Die Blockschaltbilder sind identisch für die Sichtlinien 1-10 (Kanal- Modul 1-10). Das Modul 0 enthält den Master-Oszillator und ist etwas unterschiedlich verschaltet. Die Blockschaltbilder für Modul 0 und 1 sind auf den folgenden Seiten gezeigt. Ebenso folgen Zeichnungen für die Anordnung der Hohlleiterkomponenten und der Frontplatte.

### Kontrolle der D-Band Mischer

Um die Funktion der shottkykontakteierten D-Band-Mischer qualitativ überprüfen zu können, wurden Mischversuche mit einer Heiß-Kalt-Rauschquelle als Signalquelle durchgeführt. Eine Skizze des Meßaufbaus ist beigelegt. Er entspricht in der Funktionsweise einem üblichen Aufbau zur Rauschtemperaturmessung nach der y-Faktor-Methode und soll daher hier nicht näher erläutert werden.

Ein Mischer kann als funktionsfähig eingeordnet werden, wenn am Zeitbereichs-Signalanalysator deutliche Einbrüche der Detektorspannung, herrührend von den Wechseln zu einer kleineren Empfangs-Rauschleistung zu sehen sind.

Zu den Modulen, bei denen dies der Fall war, sind die entsprechenden Ausdrucke des Signalanalysators beigelegt. Dargestellt ist jeweils eine Mittelung über fünf Messungen und der Verlauf der Detektorspannung ohne Mittelung.

Es sei noch erwähnt, daß bei diesen Versuchen die PLL noch nicht in Betrieb war und der Gunn-Oszillatior mit einer Vorspannung um 6V freilaufend betrieben wurde.

Einstellungen der verwendeten Meßgeräte:

PAR 114:           Gain = 500

HI/LO-Filter = 1k/0,3Hz

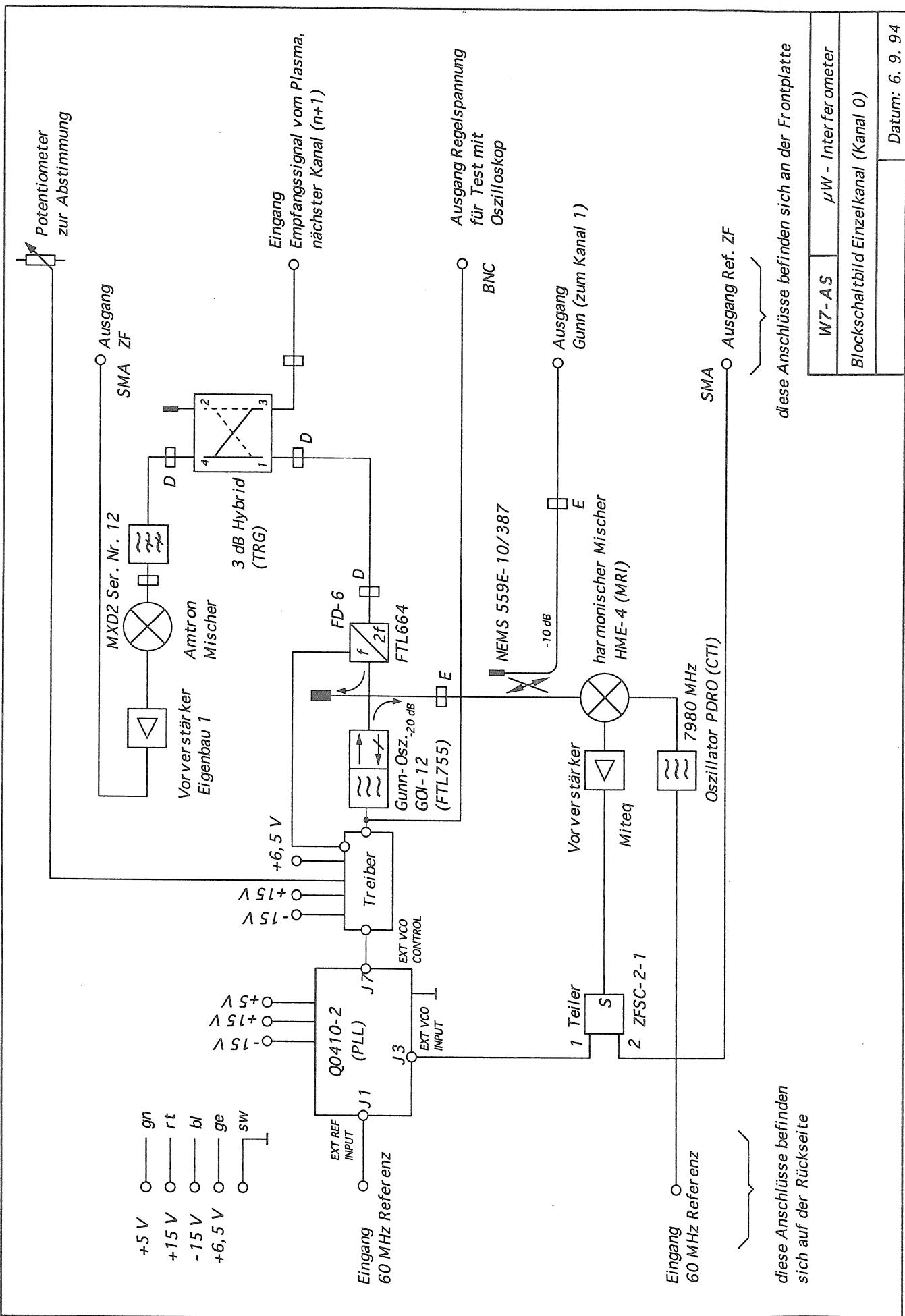
HP 3561 A:	Time = 0 ... 500 msec	External Trigger
	Vert. Scale = 100 mV/Div.	Range = -1 dBV
	Trace = Time	Auto Range = off
	Center = - 100 mV	

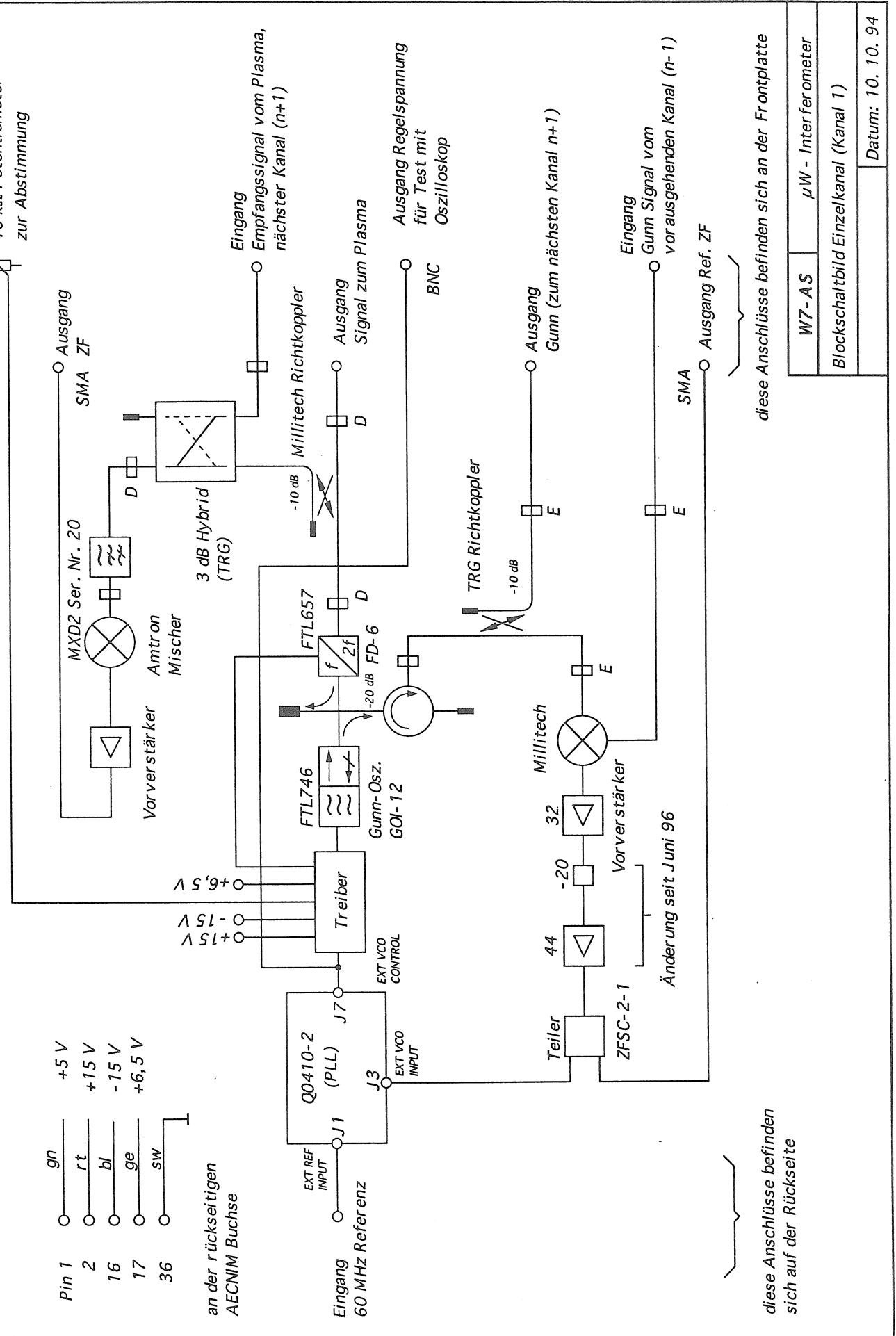
## **Änderungen seit dem Juni 1996**

Große Schwierigkeiten ergab der Betrieb des E-Band Mischers (Millitech 47415H-1020). Es handelt sich um einen Gegentaktmischer in fin-line Bauweise mit beam-lead Dioden. Dem Hersteller war es offenbar nicht möglich, eine langzeitstabile isolierte Zuführung der Vorspannung für die Dioden zu konstruieren. Unvorteilhaft zeigte sich auch die starre Verbindung der ZF-Streifenleitung auf dem Substrat mit der SMA Buchse. Im Betrieb zeigten sich die genannten Mischer empfindlich auf Berührung am Hohlleitereingang sowie an der ZF-Buchse. Im Extremfall konnten sogar Lüftervibrationen zum Kurzschluss der Vorspannung und damit zum Ausfall des Mischers führen.

Einige Mischer wurden von der Firma Amtron überarbeitet und arbeiten seither zufriedenstellend.

Es zeigte sich in einigen Fällen, daß die ursprünglich geplante ZF-Vorverstärkung des Referenzsignals nicht ausreicht. Dem wurde abgeholfen durch Einbau eines zusätzlichen ZF-Verstärkers mit 40 dB Verstärkung (s. hierzu auch die Änderung im Schaltbild der ZF-Vorverstärker).





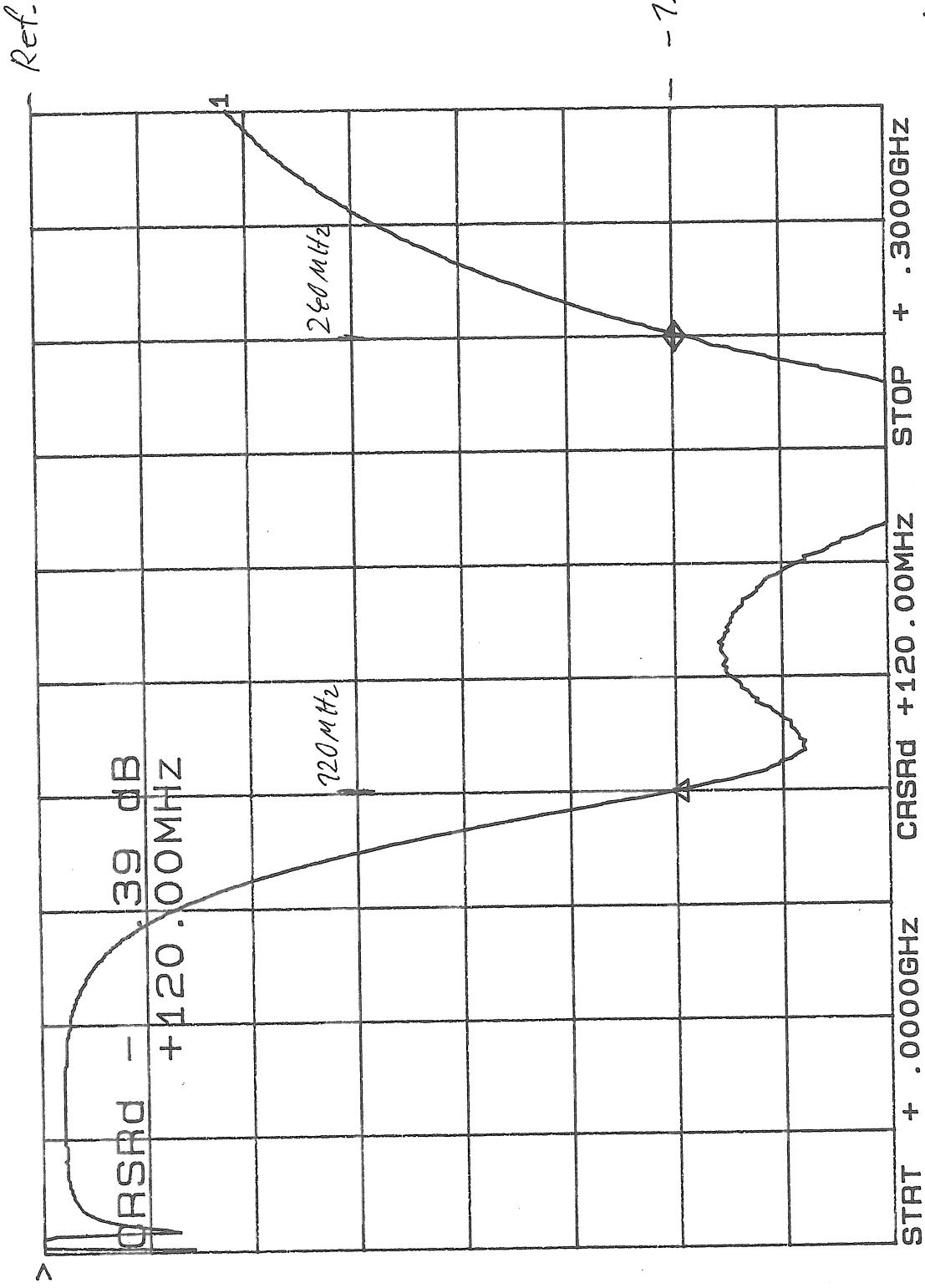
## Daten der aktiven Frontend-Komponenten

Module No.	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Gunn Serial No.	FTL 755	FTL 746	FTL 753	FTL 745	FTL 752	FTL 749	FTL 751	FTL 747	FTL 750	FTL 756		
Doubler Serial No.	FTL 664	FTL 657	FTL 663	FTL 665	FTL 656	FTL 653	FTL 655	FTL 654	FTL 660	FTL 658		
System Serial No.	FTL 0006	FTL 0014	FTL 0017	FTL 008		FTL 0015			FTL 009			
f <sub>Gunn</sub> /GHz	79,95	80,01	80,075	80,145	80,22	80,30	80,385	80,475	80,57	80,67	80,775	
f <sub>Signal</sub> /GHz	159,90	160,02	160,15	160,29	160,44	160,60	160,77	160,95	161,14	161,34	161,55	
f <sub>I</sub> /MHz		120	130	140	150	160	170	180	190	200	210	
Gunn Bias/V			6,2	5,7	6,1	5,95	6,28	5,4	6,2			
P <sub>Gunn</sub> /mW				50	47	48	55	63	41	39,2		
Doubler Bias/V			8,8	8,8	8,8	8,8	8,8	8,8	8,8	8,8	8,8	
P <sub>Doubler</sub> /mW				5,6	3,7	3,5	3,0	3,5	4,0	2,0		
Divide ratio n <sub>G</sub>	5	2	13	7	5	4	17	3	19	5	7	
Divide ratio n <sub>Q</sub>	2	2	12	6	4	3	12	2	12	3	4	
f <sub>IFG</sub> /MHz	150	60	65	70	75	80	85	90	95	100	105	
f <sub>lock</sub> /MHz	30	30	5	10	15	20	15	30	5	20	15	
MXD2 Serial No.	SN12	SN20	SN21	SN19	SN18		SN16	SN17	SN11	SN15		
MXD2 Bias-Voltage/V	-0,83	-0,83	-0,85	-0,83	-0,9		-0,75	-0,85	-0,85	-0,82		
Bias-Voltage (max.)								-1V				
Bias-Current (max.)									-5 mA			
P <sub>LO</sub>									0,1 mW ... 0,3 mW (3 mW max.)			
Conversion loss									ca. 8 dB			

D-Band Mischer MXD-2 (Amtron):

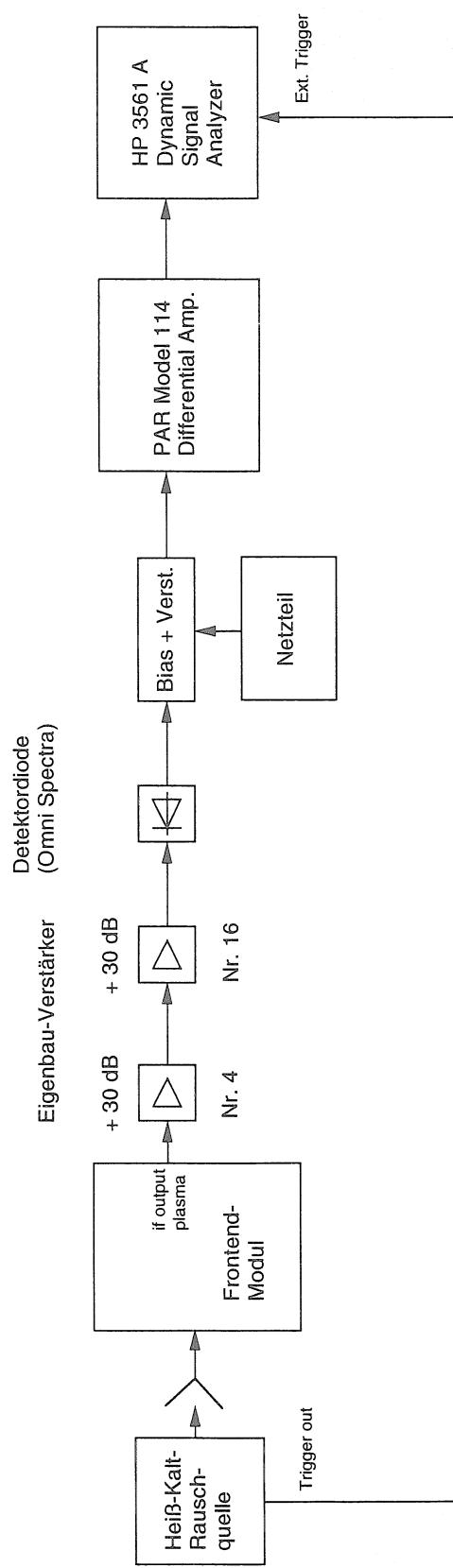
Typische ZF-Anpassung bei 100 $\mu$ A Diodenstrom ohne LO Signal:

typische ZF- Anpassung bei  
100 $\mu$ A Diodenstrom, ohne LO  
 $CH1: A/R-M = -33 dB$   
 $2.0 dB$  REF = +00 dB



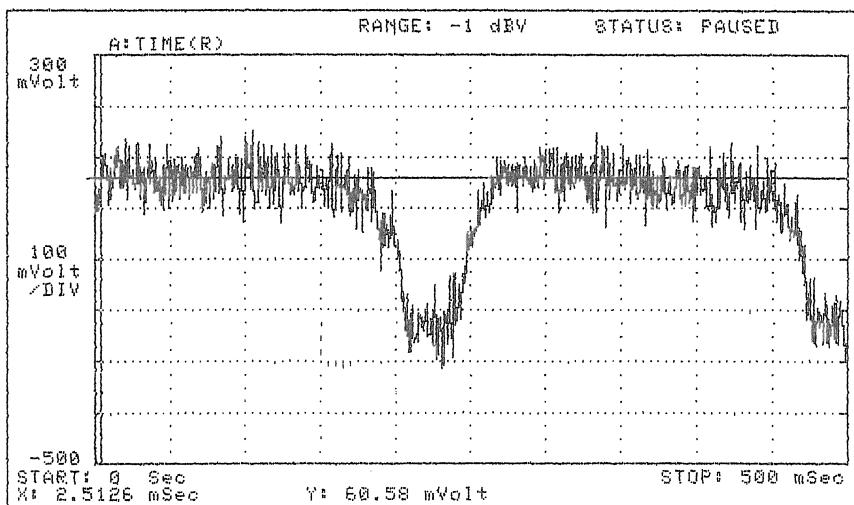
amtron-mikrowellenentechnik  
lutz winkel  
hannstraße 1c  
5750 menden 1

## Meßaufbau zur Untersuchung der D-Band-Mischer in den Frontend-Modulen

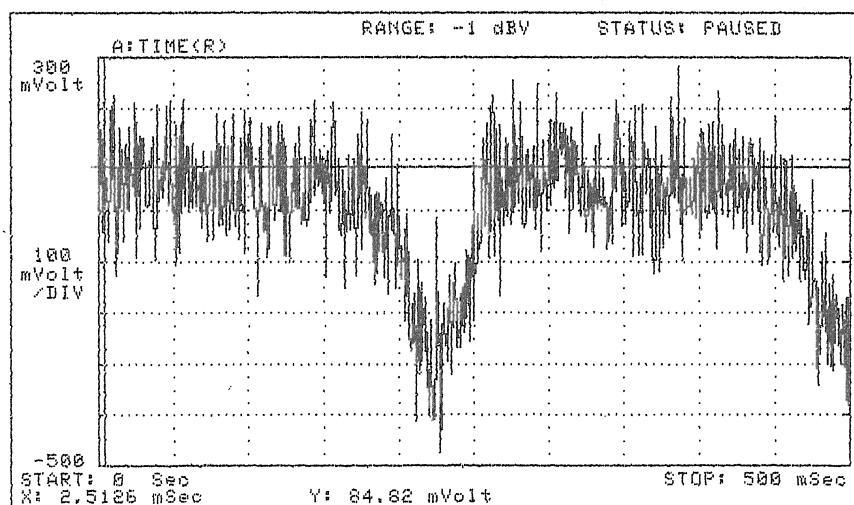


22.8.95

MODUL NR. 2

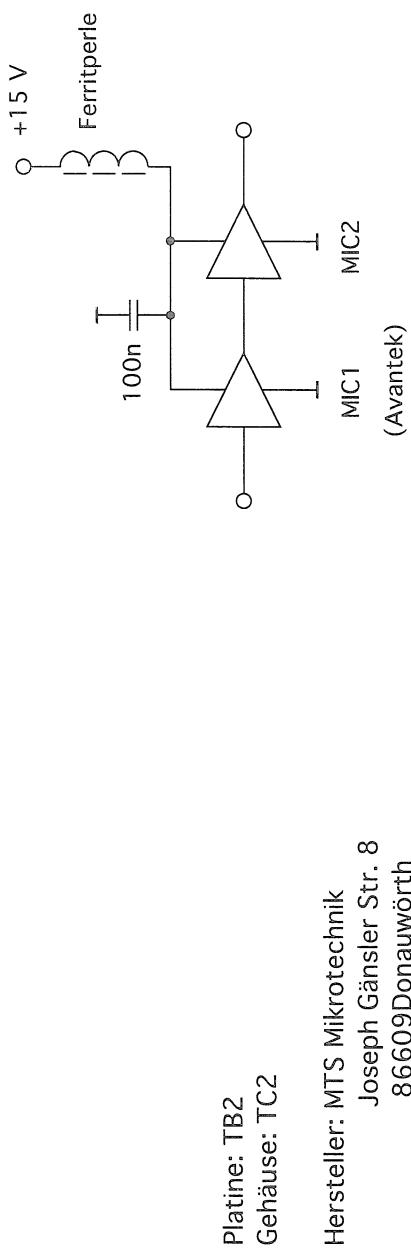


Mittelung über  
5 messungen



ohne Mittelung

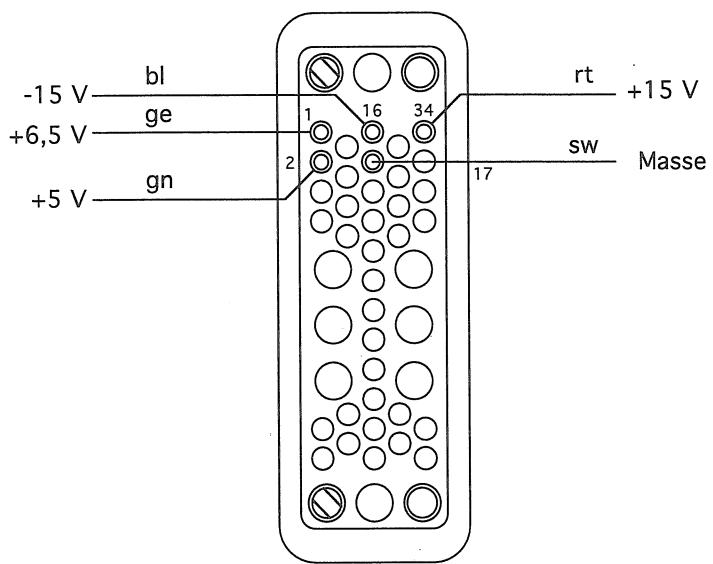
Rauschzahl:  
nach Messung vom 6. 6. 95: 2,8 dB  
laut Herstellerangabe:  
2,0 dB  
(gilt nicht für Ser. Nr. 20)



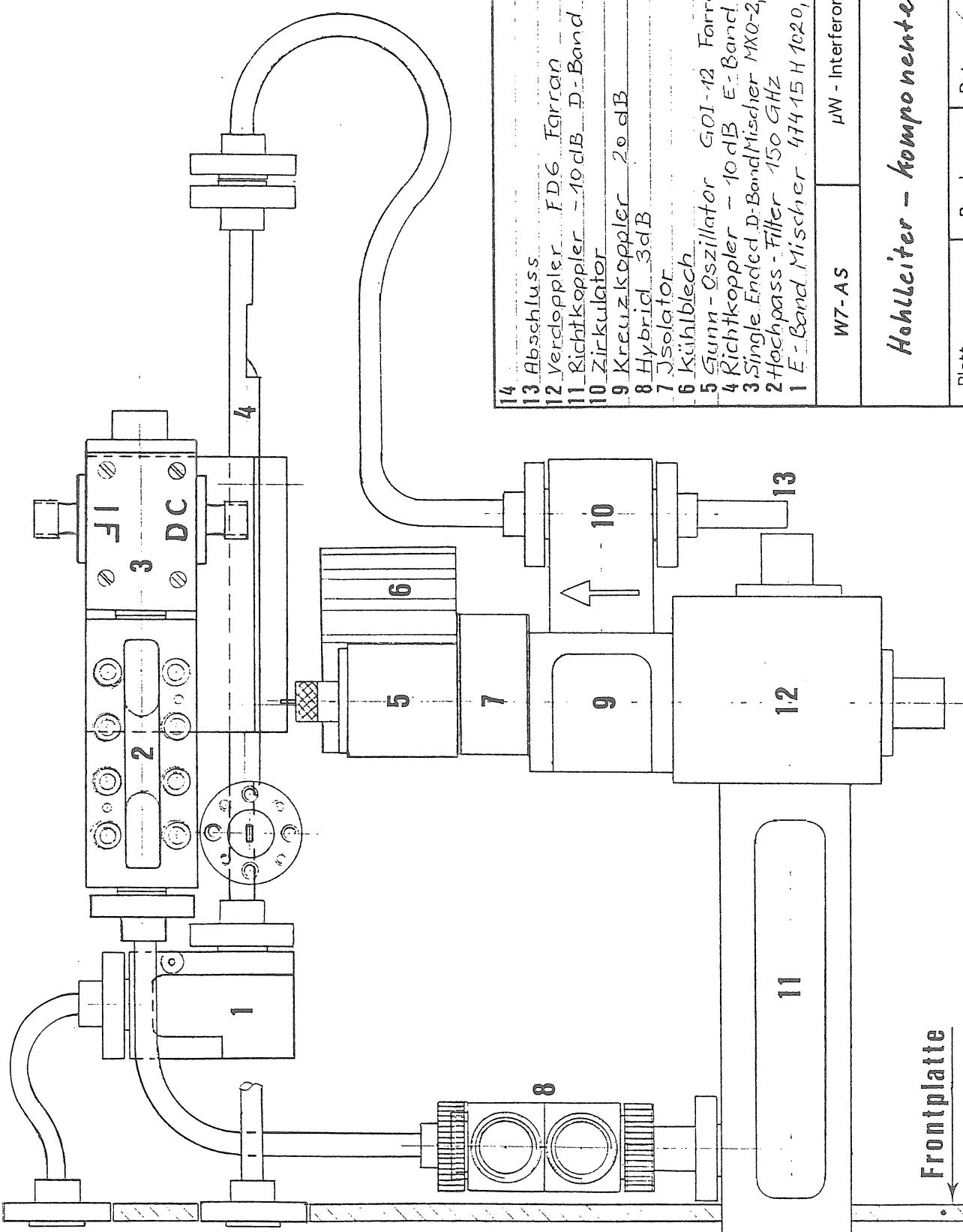
Bestückung:	MIC1	MIC2	Verstärkung	$\mu\text{W}$ - Interferometer
Ser. Nr. 1-19, 21-25	UTO210	UTO210	32 dB	Benennung:
Ser. Nr. 20	UTO517	UTO517	44 dB	ZF - Vorverstärker Änderung in Ser. Nr. 20

Pinbelegung UTO 210 und UTO 517  
(AVANTEK)

Blatt 1 - 1	Geist	Datum: 23. 1. 96
-------------	-------	------------------

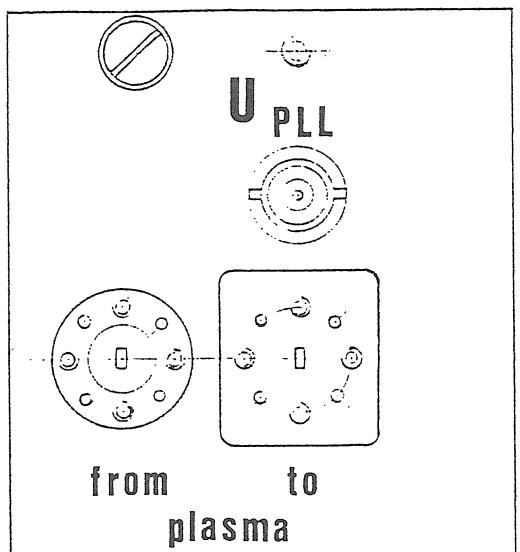


<i>W7- AS</i>	<i>μW - Interferometer</i>	
Benennung:		
Belegung der AECNIM Steckverbindung an der Rückwand		
Blatt 1 - 1	Geist	Datum: 20. 6. 95



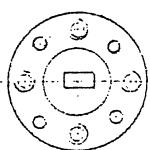
### Hahleiter - Komponenten

Blatt Bergbauer Datum: 6.11.95

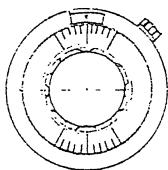


## modul nr. 1

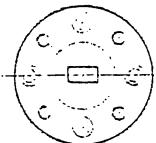
ref. output -  
connect with  
next modul



gunn tuning



ref. input



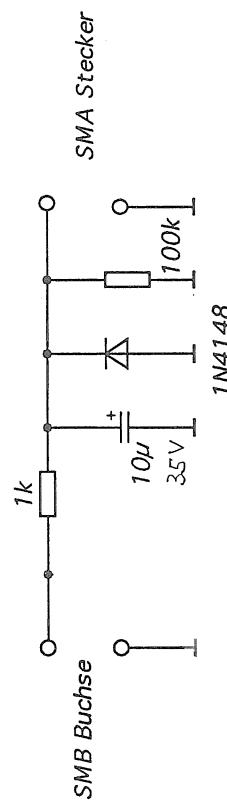
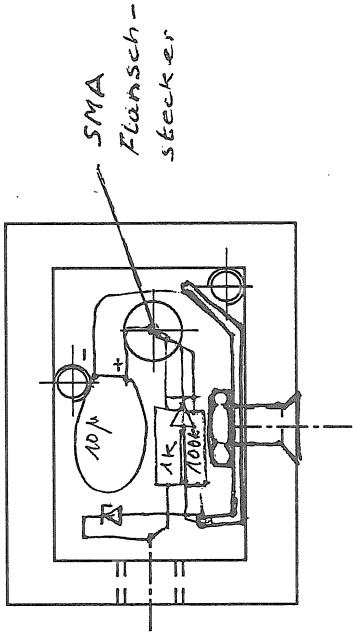
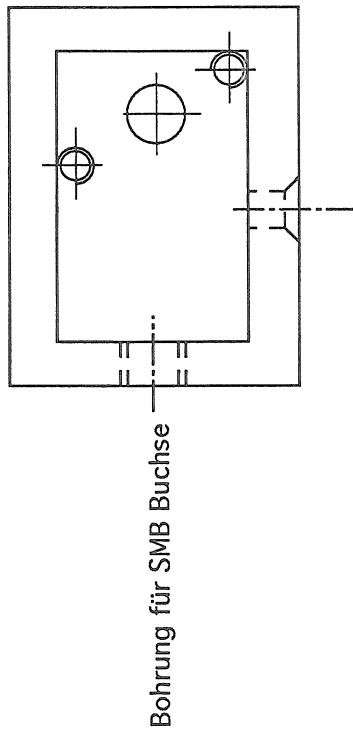
if. output  
ref. plasma



W7-AS	$\mu$ W - Interferometer
Blatt 1	Bergbauer
	Datum: 6.11.95

## Frontplatte

Gewindesteckungen für den Deckel und Befestigungslöcher  
für das Gehäuse sind auf dieser Zeichnung weggelassen.



W7-AS	$\mu$ W - Interferometer
Sicherheitsschaltung für Verdoppler	
T. J.	Datum: 30. 6. 94

### 3 Phasenregelkreis

#### Gunn-Treiber

In dieser Schaltung werden die Gunn-Betriebsspannung und die Regelspannung aus der Q4010 Platine zusammengeführt. Mit dem Wendelpotentiometer an der Frontplatte des Frontend-Einschubs kann die Gunn-Betriebsspannung sehr feinfühlig eingestellt werden. Prinzipiell ist auch ein Betrieb des Gunn-Oszillators ohne Regelspannung möglich. Schaltbild und Bestückungsplan des Gunn-Treibers werden auf den folgenden Seiten gezeigt.

#### Verstärkungseinstellung

Der  $100\text{ k}\Omega$  Trimmer am Eingang der Regelspannung erlaubt eine Anpassung der Regelspannung ( $\pm 15\text{ V}$ ) an die Abstimmkennlinie und -steilheit des Gunn-Oszillators. Der Trimmer erlaubt die Änderung der Verstärkung des offenen Kreises, d. h. der Betrag des Frequenzganges im Bode-Diagramm wird nach oben oder unten parallel verschoben. Ist der Trimmer so eingebaut, wie im Bestückungsplan vorgesehen (Schraubenkopf zum Inneren der Platine gewandt), dann ergibt eine Drehung im Uhrzeigersinn eine höhere, entgegen dem Uhrzeigersinn eine niedrigere Verstärkung.

#### Q4010 PLL Evaluation Board

Diese Platine enthält die Applikationsschaltung der Firma Qualcomm. Die auf der Platine vorzunehmenden Änderungen sind auf den folgenden Seiten beschrieben. Die Änderungen betreffen das Stilllegen des  $10\text{ MHz}$  Quarzoszillators, die Überbrückung des von Qualcomm vorgesehenen LC-Filters in der Regelspannung und den Betrieb mit einer Spannung von  $\pm 15\text{ V}$ .

Im allgemeinen arbeitet der Regelkreis bei  $C_{31} = C_{32} = 1.5\text{ nF}$  und einer DC Verstärkung von eins stabil.

Sollten nach längerem Betrieb Schwingungen auftreten (was bisher selten beobachtet wurde), dann können diese sicher durch verringern der Kreisverstärkung mit dem  $100\text{ k}\Omega$  Trimmer im Gunn-Treiber beseitigt werden.

Bei erstmaliger Inbetriebnahme des Regelkreises ist es hilfreich, die Signale am Eingang der Q4010 Platine im Spectrum Analyzer zu beobachten. Hierzu kann der Referenzausgang an der Frontplatte der Frontend-Einschübe verwendet werden.

#### Spektrum des Gunnoszillators

Das resultierende Spektrum des Gunn-Oszillators im Zwischenfrequenzbereich ist auf den folgenden Seiten zu sehen. Man beachte den logarithmischen Maßstab der vertikalen Achse. Leider war es allgemein nicht möglich, die Rauschseitenbänder im Bereich  $\pm 500\text{ kHz}$  abgesetzt vom Träger weiter als  $30\text{ dB}$  zu unterdrücken. Folgende Wege wurden be-

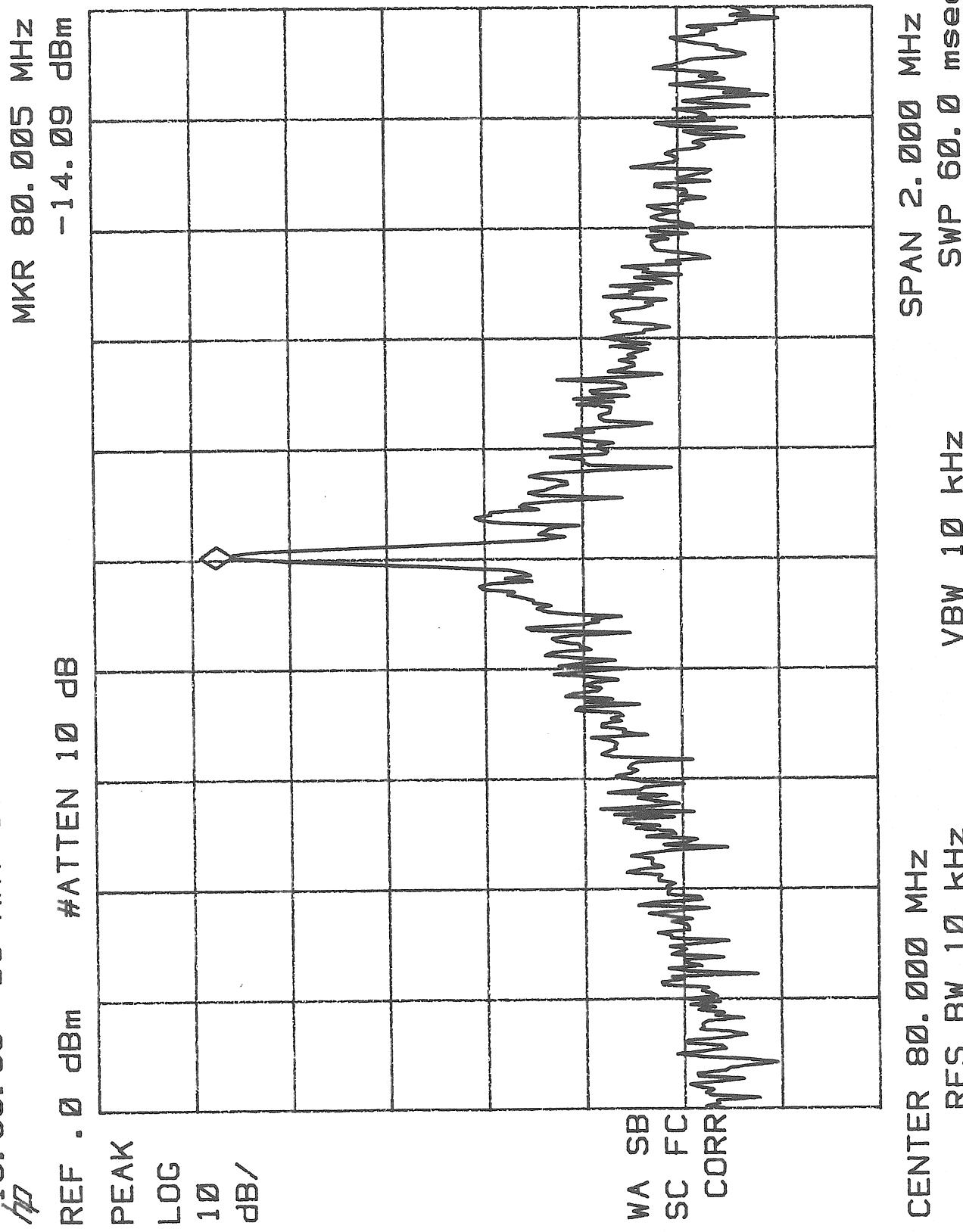
gangen, um bessere Werte zu erreichen: Verwendung anderer Transistoren (sowohl FET als auch Bipolar) mit kleinerer Gate-Source Kapazität in der Treiberschaltung, Verwendung anderer Operationsverstärker mit höherem Gewinn-Bandbreite-Produkt sowie Variation der Reglerbeschaltung. Es ist nicht klar, ob eine grundsätzliche Grenze erreicht wurde, oder ob ein anderes Schaltungskonzept (z.B. nach Bester) eventuell bessere Ergebnisse liefern würde. Grundsätzlich wird die Kettenschaltung der Oszillatoren durch die hohen Rauschseitenbänder nicht behindert und der Betrieb zur Dichtemessung ist ohne Einschränkung möglich.

## Literatur

User's Guide for Q4010 Phase Locked-Oscillator (PLO) System, Qualcomm, San Diego, 1991.

Bester, N., "Phaselock system for millimeter-wave Gunn oscillators used in radio astronomy and laboratory spectroscopy", *Int. J. Infrared and Millimeter Waves*, vol. 7, pp. 43-63, 1986.

15: 38: 55 03 MAY 1996



RC - Glieder in den einzelnen Einschüben:

Allgemein gilt:  
 $R21 = R22 = R25 = R26$   
 $R27 = R28$   
 $C31 = C32$   
 $C28, C29, C30, C33$  werden nicht bestückt

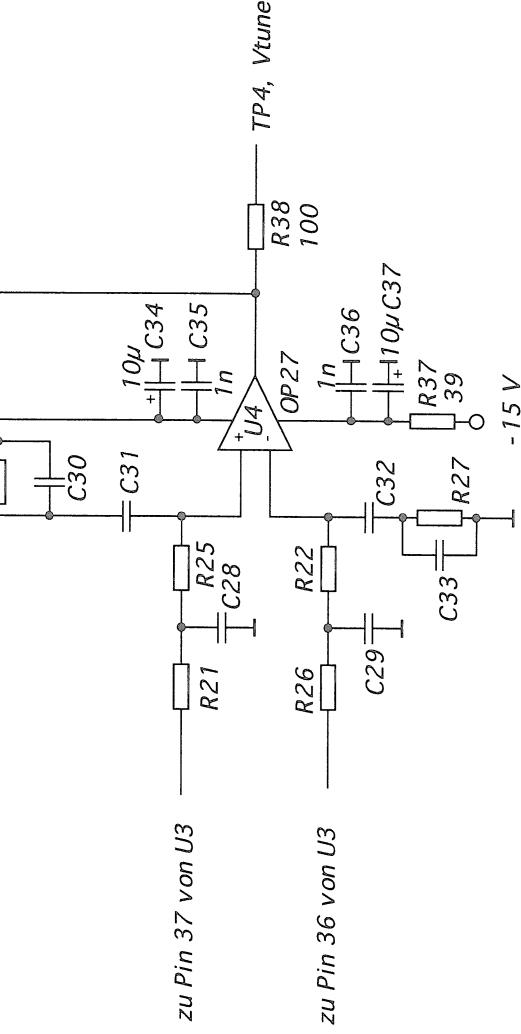
Einschub	R21	R27	C31
0	820 $\Omega$	3,2 k $\Omega$	1,5 nF
1	2,05 k $\Omega$	510 $\Omega$	4,7 nF
2	5,11 k $\Omega$	10 k $\Omega$	1 nF
3	4,02 k $\Omega$	4,02 k $\Omega$	560 pF
4	2,05 k $\Omega$	4,02 k $\Omega$	
5	2,05 k $\Omega$	4,02 k $\Omega$	
6	2,05 k $\Omega$	4,02 k $\Omega$	
7	2,05 k $\Omega$	4,02 k $\Omega$	
8	1,96 k $\Omega$	4,02 k $\Omega$	
9	4,02 k $\Omega$	4,02 k $\Omega$	
10			

+15 V

R28

C30

R36  
39



weitere Bauteile:

- Drahtbrücken an den Spulen L4 u. L6
- Verpolungsschutzdiode CR1 entfernen
- Drahtbrücken statt R16, R20
- Brücke bei R43 beseitigen

steckbare Brücken:

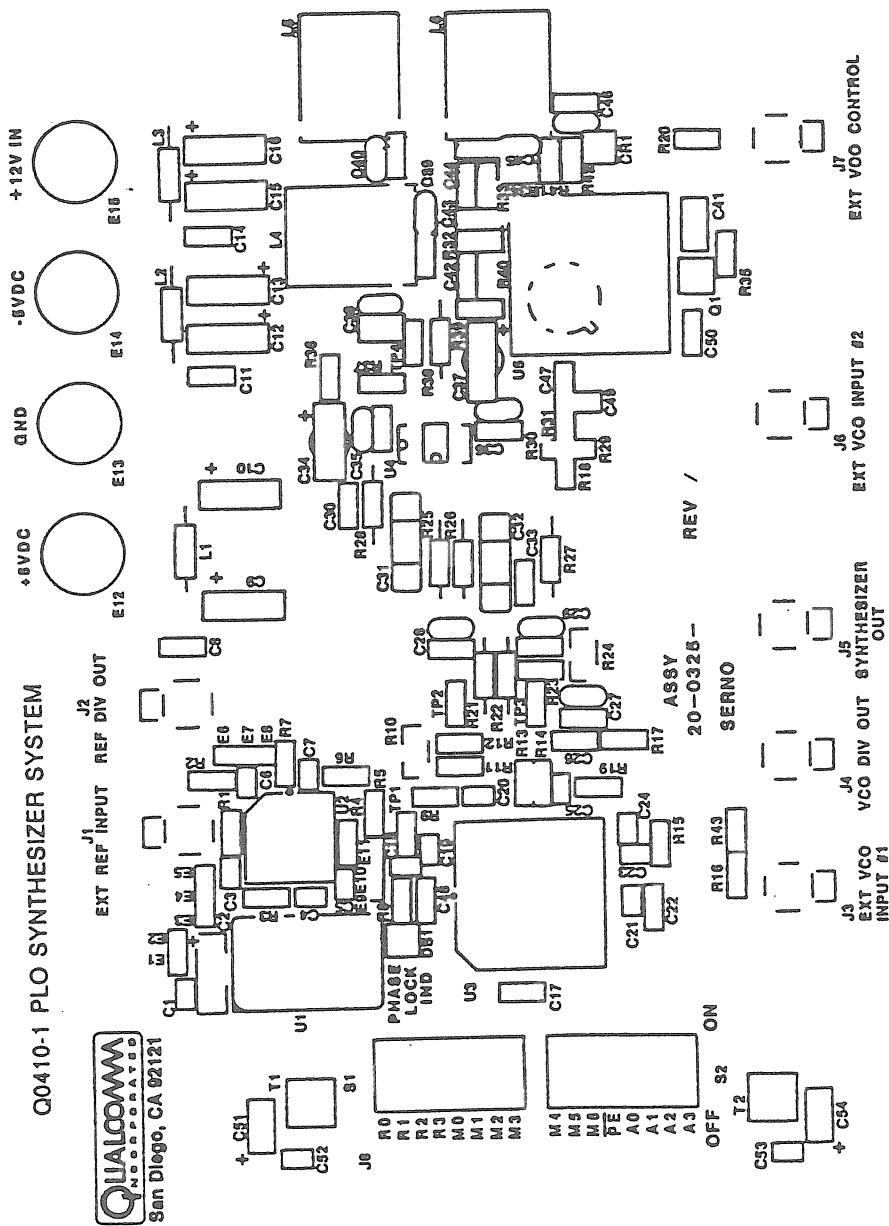
- E4 - E5
- E7 - E8
- E10 - E11

W7 - AS	$\mu$ W - Interferometer
Angaben zum PLL Evaluation Board Q0410: zu bestückende Bauteile (Regelverstärker)	
Blatt 1/3	Geist

Schalter-bezeichnung	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
R0	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	ON	OFF
R1	ON	ON	ON	ON	ON	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	OFF
R2	ON										
R3	ON										
M0	ON	OFF	ON	ON	ON	ON	OFF	ON	ON	ON	ON
M1	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	ON	OFF	OFF
M2	ON	ON	ON	OFF	ON						
M3	ON										
M4	ON										
M5	ON										
M6	OFF										
PE											
AO - A3	beliebig										

Modul-Nr.	Lock-frequenz/MHz	Frequenzteilung: Signal	Referenz
0	150	5	2
1	60	2	2
2	65	13	12
3	70	7	6
4	75	5	4
5	80	4	3
6	85	17	12
7	90	3	2
8	95	19	12
9	100	5	3
10	105	7	4

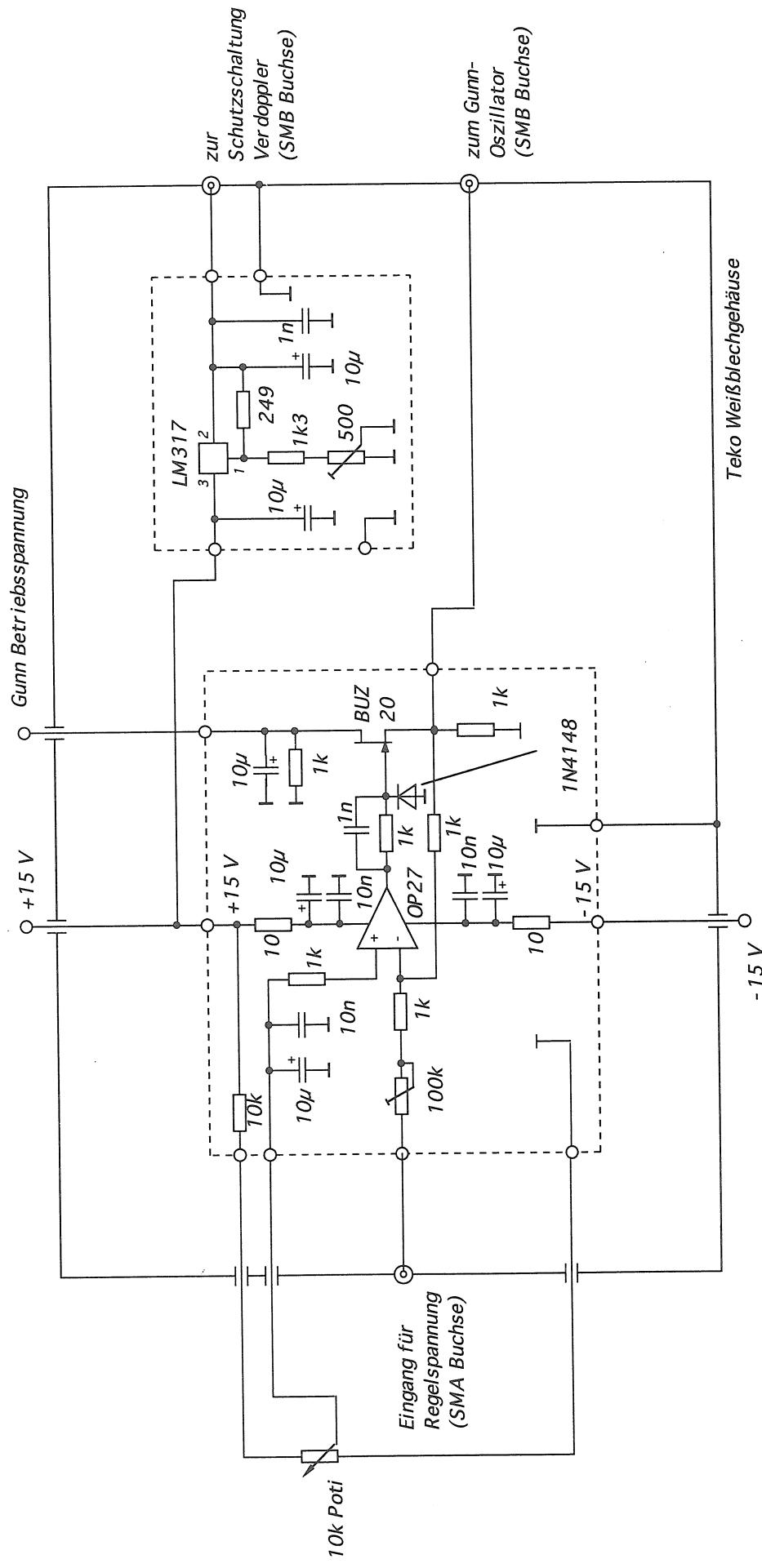
W7 - AS	$\mu$ W - Interferometer
Angaben zum PLL Evaluation Board Q0410: Schalterstellung auf der Platine, Teilverhältnisse	
Blatt 2/3	Geist
	Datum: 14. 2. 96



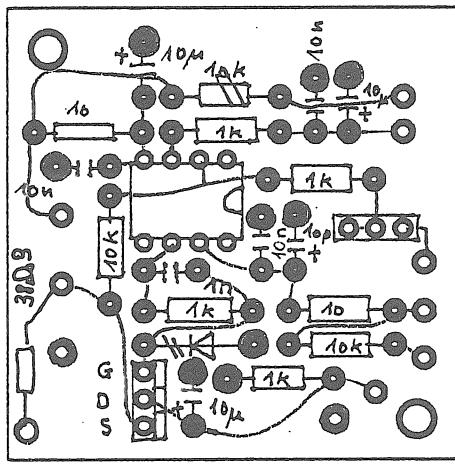
**QUALCOMM, INC.**  
Q0410-1 PLO SYNTHESIZER SYSTEM  
MP25-0325-1 REV B  
Silkscreen

Angaben zum PLL Evaluation Board Q0410:  
Bestückungsplan  
(Qualcomm Q4010 User's Guide entnommen)

W7 - A S	$\mu$ W - Interferometer
Angaben zum PLL Evaluation Board Q0410: Bestückungsplan (Qualcomm Q4010 User's Guide entnommen)	
Blatt 3/3	Geist
	Datum: 14. 2. 96



<b>W7-AS</b>	<b><math>\mu</math>W - Interferometer</b>
Ström auf zu: Gunn - Treiber	Datum: 14. 6. 95



BÜ 20

0 OV (-)

6.6. 95

Änderungen

Bestückungsplan für  
Gumm-Treiber-Platine

T. G.

18. 7. 94

## 4 ZF-Verstärker I

### Übersicht

Der erste Zwischenfrequenzverstärker (ZF-Verstärker I) besteht aus einem Bandfilter mit 2 MHz Bandbreite und einem nachgeschaltetem mehrstufigem Verstärker mit automatischer Verstärkungsregelung (AGC). Der Verstärker ist in einem gefrästem Aluminiumgehäuse untergebracht. Filter und Verstärker befinden sich auf einer großen Europakarte (100×240) mit Messerleiste und Frontplatte. Die Verstärker sind für alle Sichtlinien bzw. Kanäle identisch, die Filtermittenfrequenz variiert von 120 MHz bis 210 MHz.

### Überprüfung der ZF-Filter

Die Messungen von Bandbreite und Durchlaßdämpfung sowie die Suche nach eventuellen Nebenresonanzen der Filter erfolgte mit dem skalaren Netzwerkanalysator Wiltron 562. Die Frequenzgänge aller ZF-Filter unterscheiden sich (abgesehen von den verschiedenen Mittenfrequenzen) nur unwesentlich. Aus diesem Grund ist diesen Unterlagen nur ein Plot des Frequenzgangs des 170 MHz-Filters beigelegt. Er ist repräsentativ für alle verwendeten ZF-Filter. Es sei darauf hingewiesen, daß die Frequenzskala dieses Plots einen Fehler von ca. +10 MHz aufweist, der durch den nicht phasengeregelten Sweep-Generator verursacht wurde.

Die richtige Lage der Mittenfrequenz wurde deshalb mit einem Synthesizer und einem Leistungsmeßgerät kontrolliert, wobei die Ausgangsleistung an Frequenzpunkten in 100 kHz-Schritten innerhalb der Filterbandbreite bei fester Eingangsleistung beobachtet wurde. Bei zwei Filtern weicht das absolute Übertragungsmaximum um einige 100 kHz von der Soll-Mittenfrequenz ab. Die Soll-Mittenfrequenz liegt jedoch bei allen Filtern innerhalb deren Bandbreite. Die Ergebnisse dieser Untersuchungen sind in einer beigefügten Tabelle dokumentiert.

### Einstellung der Pegelregelung

Erste Beobachtungen am Prototyp-Aufbau zeigten, daß die AGC wesentlich langsamer regelt als es die Ansprechzeit des geregelten Verstärkers zuläßt. Daraufhin wurde auf experimentellem Wege das Gegenkopplungs-RC-Glied ( $R4 \parallel C15$ ) des Regelverstärkers neu dimensioniert. Das Einstellkriterium war dabei die Abklingzeit der Sprungantwort (Ausgangspegel nach Erregung mit einem Eingangspegel-Sprung).

Bei der Pegeldetektion ist darauf zu achten, daß schnelle Detektoren benutzt werden. Andernfalls täuscht die Detektorzeitkonstante eine lange Regelzeit vor. Hier wurden die Hewlett-Packard-Detektoren HP 423 A benutzt. Ein Blockschaltbild des Meßaufbaus liegt bei.

Da die Regelzeit unmittelbar von  $C15$  abhängt, wurde er möglichst klein gewählt. Mit  $C15 = 68\text{pF}$  liegt die Regelzeit in der Größenordnung der Ansprechzeit des AGC 553. Somit scheint die Obergrenze für die Regelgeschwindigkeit erreicht zu sein. Bei Werten

C15 < 68pF wird der Regelkreis instabil (langes Ausschwingen der Sprungantwort). Der Proportionalanteil in der Übertragungsfunktion des Regelverstärkers ist (ebenfalls aus Stabilitätsgründen) unverzichtbar. Mit R4 = 510k ist der Regelkreis zwar über einen großen Einstellbereich des AGC-Offsets stabil, es zeigt sich jedoch eine störende Schwingneigung bei Eingangsspegeln < -50dBm. Sie konnte durch eine weitere Verkleinerung der DC-Verstärkung beseitigt werden (R4 = 226k). Man findet dann eine Einstellung des AGC-Offsets, bei der die Regelung für alle auftretenden Eingangsspegele (-∞ dBm ... 0 dBm) stabil bleibt und der Ausgangsspegele -10dBm nicht überschreitet.

Das Verhalten der Regelung bei dieser Dimensionierung ist in einem beigefügten Oszilloskopbild dokumentiert. Dargestellt ist der Eingangsspegele (Kanal 1) und die resultierende Antwort des Ausgangsspegele (Kanal 2). Die Einstellungen der verwendeten Geräte waren dabei die folgenden:

HP 3314 A Function Generator:      Freq = 40,0 Hz

Ampl = 440 mV

Square Wave

Wavetek Model 3010 Signal Gen.:      Output Level = -20 dBm

Modulation = 100% AM

Level = max

## Allgemeine Bemerkungen

Die Platinen sind in den Gehäusen nicht exakt gleich positioniert, so daß die Bohrungen für Offset-Potentiometer und Kühlkörperschraube individuell ausgemessen werden mußten. Deshalb ist beim Öffnen der Gehäuse darauf zu achten, daß die Deckel nicht vertauschbar sind.

Stromaufnahme des Einschubs "IF1-AMP":

+ 15 V      +80 mA

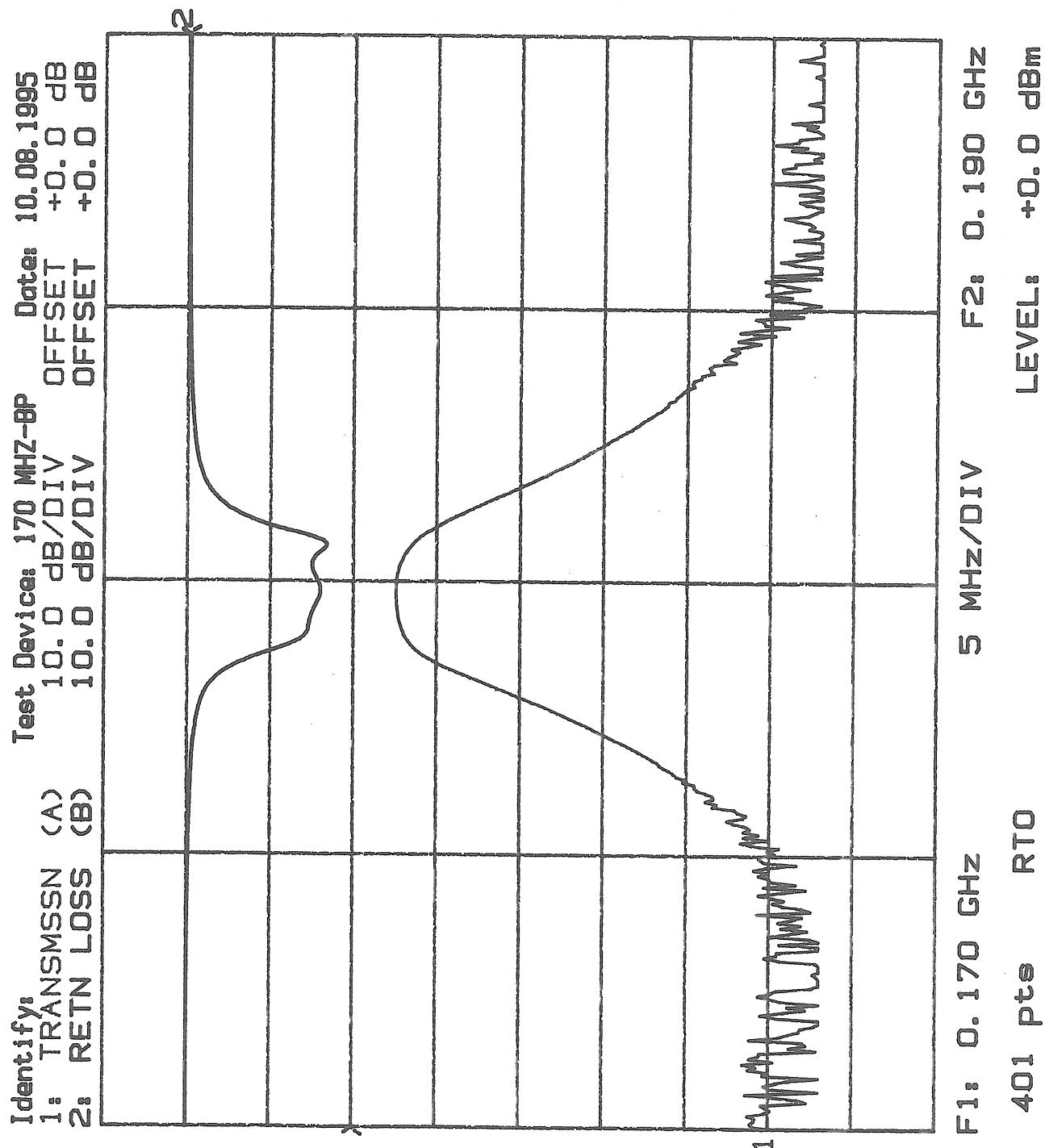
- 15 V      - 4 mA

Bei geöffnetem Betrieb des Vorverstärkers ist unbedingt darauf zu achten, daß der geregelte Verstärker AGC 553 ausreichend gekühlt wird. Wenigstens der Aluminiumzylinder sollte aufgesteckt bleiben, da das Bauelement sonst sehr schnell überhitzt.

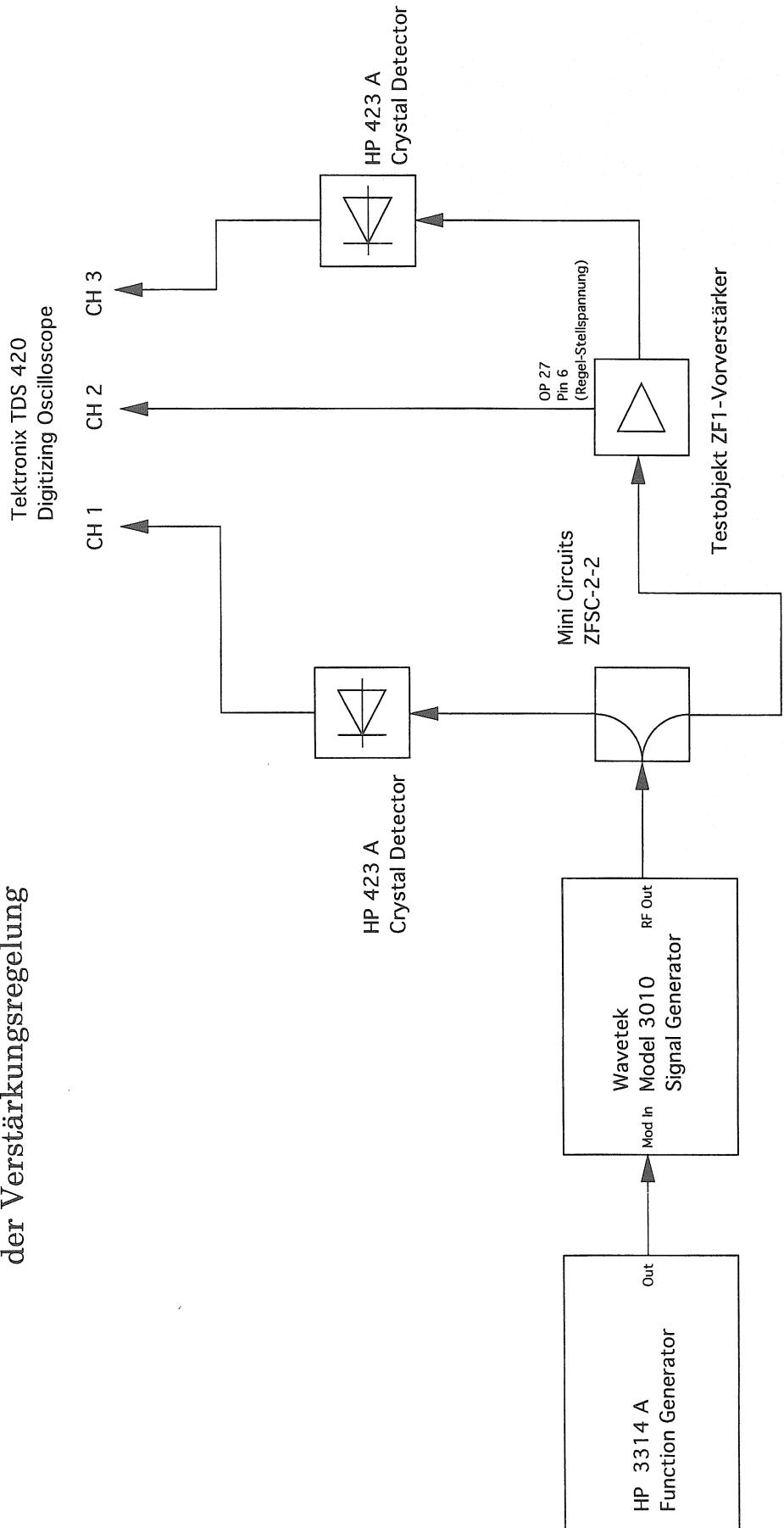
## Überprüfung der ZF1-Filter

$f_M/\text{MHz}$	130	140	150	160	170	180	190	200	210	220
B/MHz	2,4	2,3	2,1	2,4	2,1	2,1	2,1	2,6	2,1	2,2
Mittenfrequenz o.k.?	ja	ja	ja	Max. bei 160,7 MHz	ja	ja	ja	ja, Max. bei 199,5 MHz	ja	ja
Nebenresonanzen?	ja, bei 450 MHz	ja, bei 477 MHz	ja, bei 514 MHz	ja, bei 573 MHz	ja, bei 600 MHz	ja, bei 620 MHz	ja, bei 599 MHz	nein	ja, bei 650 MHz	nein
Durchlaßdämpfung	4,4 dB	4,8 dB	4,7 dB	7 dB	5,1 dB	5,4 dB	5,3 dB	8,3 dB	5,6 dB	5,6 dB

SOURCE  
6647B

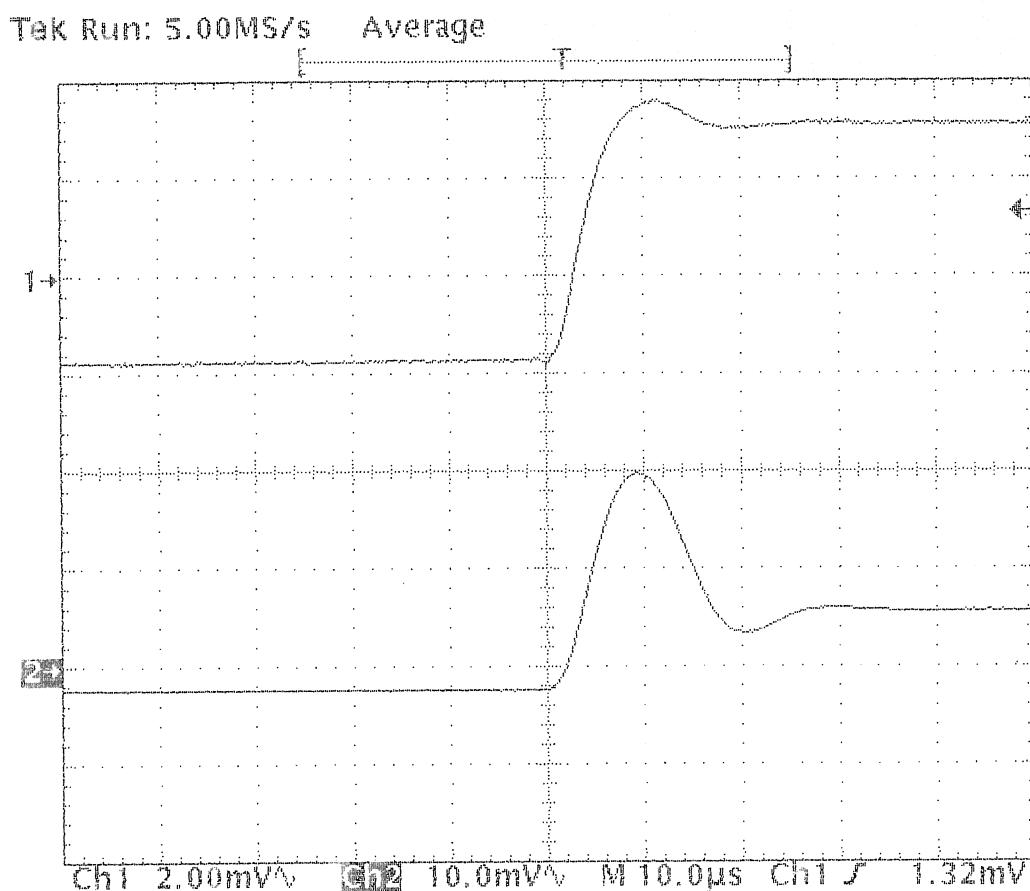


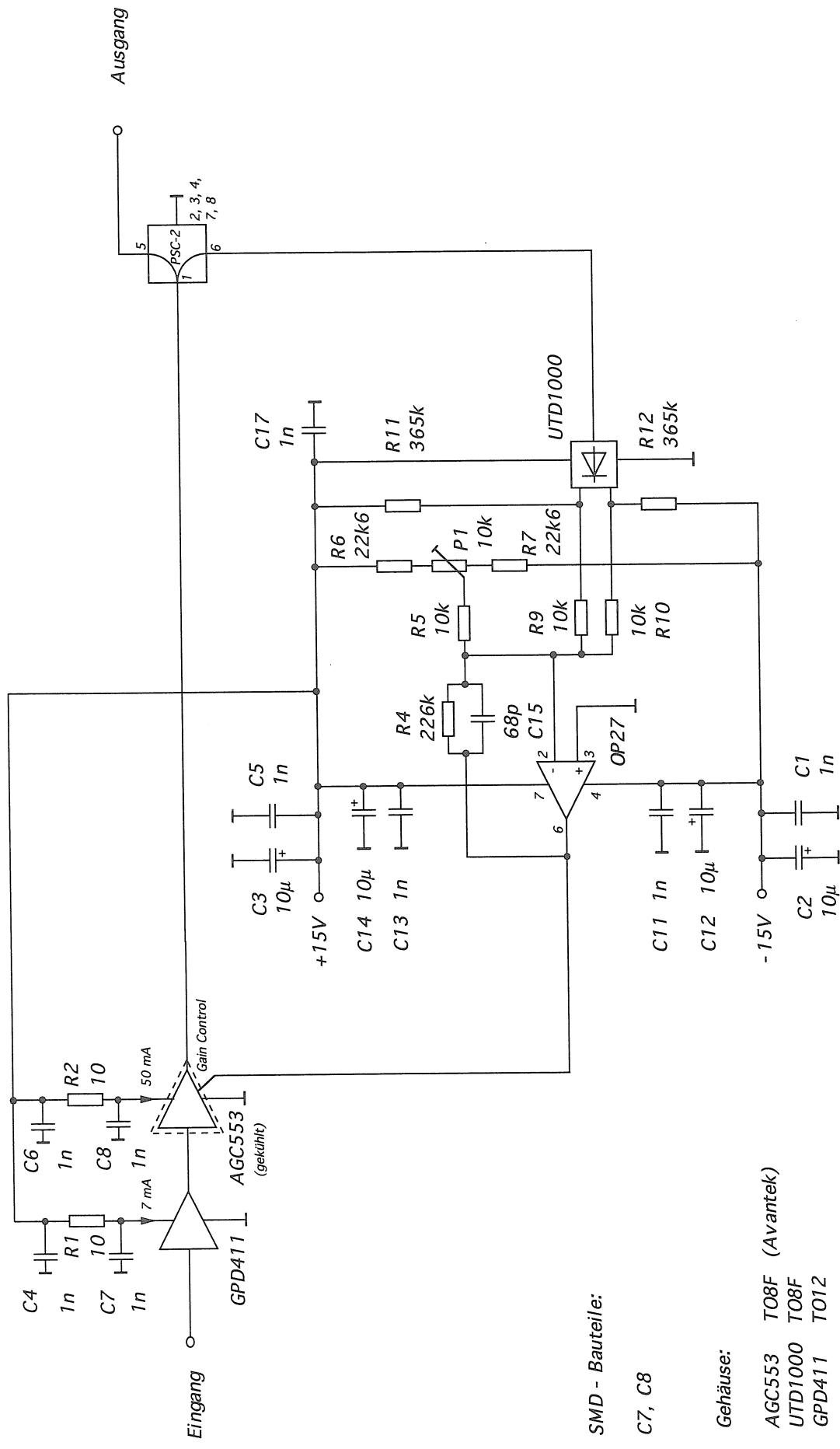
## Anordnung zur Messung des Groß- und Kleinsignalverhaltens der Verstärkungsregelung



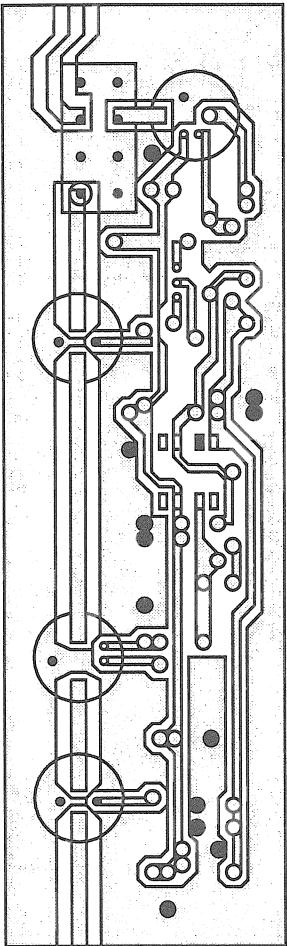
Die zugrundeliegenden Einstellungen der Meßgeräte sind  
bei den einzelnen Oszilloskopbildern angegeben.

Sprungantwort der Verstärkungsregelung:





127

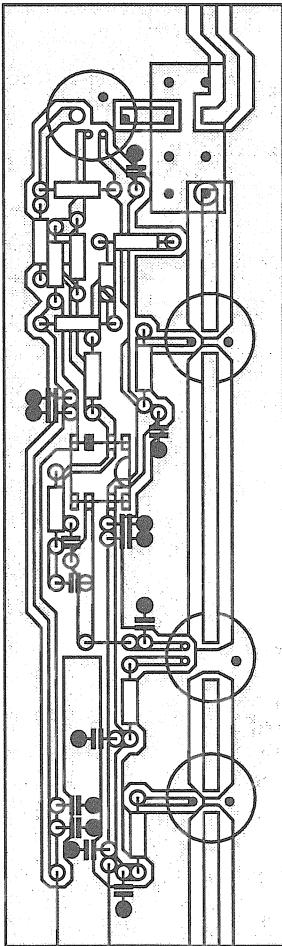
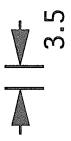


88

Leiterbahnseite (von unten)



Dieser außen umlaufende Rand kann nicht für  
Bauteile verwendet werden.  
Auf diesem Rand liegt die Platine im Gehäuse  
auf.



-15 V  
+15 V

ZF - Eingang

ZF - Ausgang

Leiterplatte beidseitig Cu kaschiert.  
Auf der Bestückungsseite durchgehende Massefläche.

W7 - AS	$\mu\text{W}$ - Interferometer
Zwischenfrequenzverstärker (2)	Datum: 9. 5. 94

## 5 Quarzoszillator und ZF-Verstärker II

### Quarzoszillator

Das im Bereich 120 MHz-210 MHz (Plasmasignal) bzw. 60 MHz-105 MHz (Referenz) liegende ZF Signal wird ein zweites Mal umgesetzt auf die Zwischenfrequenz 10 MHz bzw. 5MHz. Als Lokaloszillator für diese zweite Mischung dienen Quarzoszillatoren mit nachfolgender Verdopplerstufe. Die Schaltung ist identisch für jede Frequenz, variiert werden nur die Oszillatoren selbst und die Filter am Verdopplerausgang. Die Be-stückung kann den folgenden Tabellen entnommen werrden.

Der Quarzoszillator ist zusammen mit dem Mischer und dem ZF-Verstärker II für das Plasmasignal auf einer Eropakarte (100×240) mit Messerleiste und Frontplatte untergebracht.

Die Stromaufnahme des Einschubs "LO II + MIX II" beträgt:+ 15 V, + 230 mA.

### Mischer II und ZF-Verstärker II

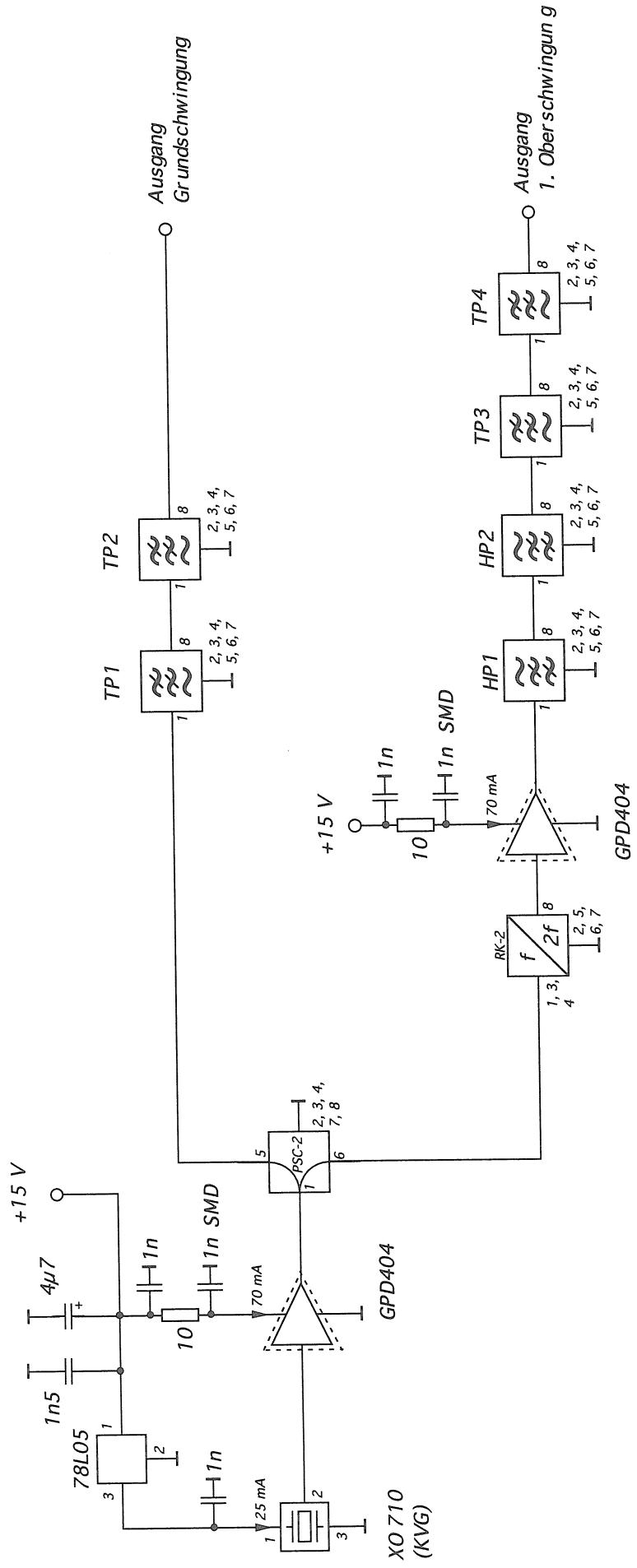
Die Schaltung besteht aus einem doppeltbalanciertem Mischer mit nachfolgendem Breitbandverstärker. Dessen Frequenzgang ist durch ein nachgeschaltetes Hochpassfilter beschnitten und auf den folgenden Seiten gezeigt.

Der Eingangspegel des "Mischer II" sollte -10 dBm nicht überschreiten, da sonst der Mischer SRA-1 deutliche Klirrverzerrungen erzeugt. Siehe hierzu auch die Diagramme für die Ausgangsleistung von Mischer II und ZF-Verstärker II als Funktion der Eingangsleistung sowie die Ausgangsleistung der Gesamtschaltung ZF-Verstärker I, Mischer II und ZF-Verstärker II als Funktion der Eingangsleistung.

In den Einschüben "LO II + MIX II" und "MIXER II" sind die Gehäuse der "Mischer II" verschieden aufgebaut. Es wurde von der Möglichkeit Gebrauch gemacht, Bodenteil und Deckel zu vertauschen. Hierdurch konnte eine für die spätere Verkabelung günstige Buchsenanordnung in den Frontplatten erreicht werden. Im Einschub "LO II + MIX II" liegt die Platinen-Lötseite (mit den SMD-Bauteilen) auf der Deckelseite, im Einschub "MIXER II" dagegen die Bauteileseite. Man beachte, daß deshalb die Deckleketiketten mit den Buchsenbeschriftungen unterschiedlich sind.

Stromaufnahme des Einschubs "MIXER II": + 15 V, + 70 mA

Auf den Platinen der Baugruppe "Mischer II" sind die Beschriftungen der beiden Eingänge "LO2" und "ZF1" aufgrund eines Irrtums bei der Platinenherstellung vertauscht.



Gehäuse:

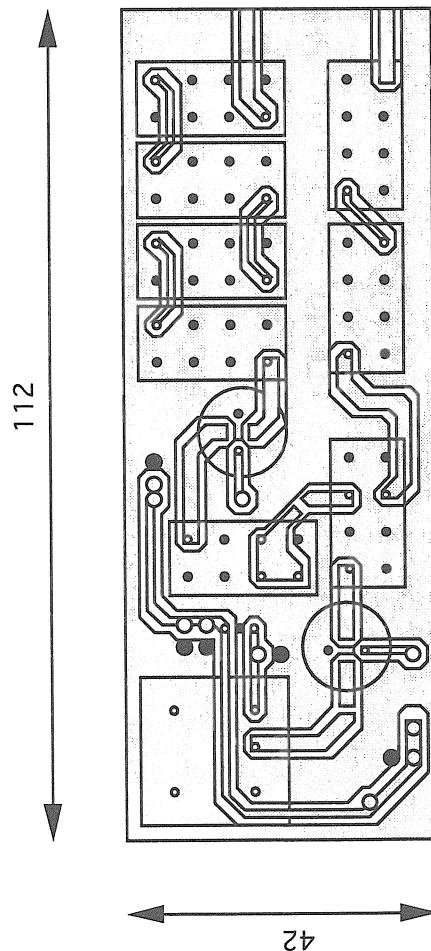
GPD404	T012	Gehäuse A01	GPD 404	XO 710
PSC-2	A01 ( Mini Circuits )	1 3 5 7	Masse	4 5
TP...	A01	(○ ○ ○ ○)	Ein (○ ○ ○)	(○ ○ ○)
HP...	A01	2 4 6 8	Aus	+15 V

Benennung:  
Lokaloszillator II

W7-AS	μW - Interferometer
-------	---------------------

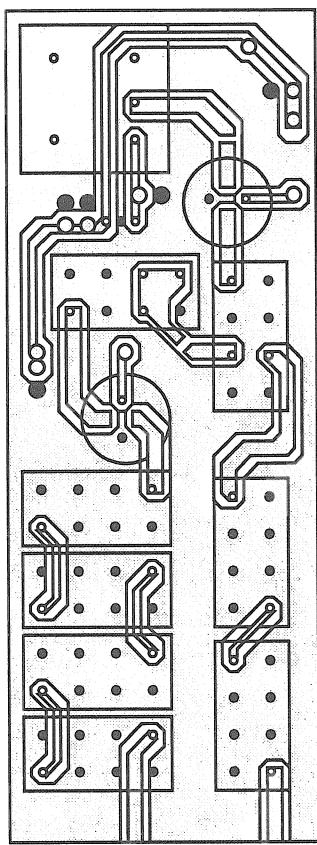
Blatt 1 - 4 Geist Datum: 11.7.95

Ansicht jeweils von unten.



Leiterbahnseite (unten)

Material: beidseitig Cu kaschierte Epoxidharzplatine.  
Oben durchgehende Massefläche.



Bestückungsseite (oben)

<b>W7 - AS</b>	<b><math>\mu</math>W - Interferometer</b>
Benennung: Lokaloszillator II, Layout Quarzoszillator	
Blatt 2- 4	Datum: 3. 2. 94

## Hoch- und Tiefpaßfilter im Lokaloszillator II

In allen LO II-Schaltungen sind die folgenden Filter identisch:  
 TP1 = TP2, TP3 = TP4, HP1 = HP2

i	$f_{LO}/\text{MHz}$	TP1	TP3	HP1
0	50 / 100	PLP-50	PLP-100	PHP-100
1	55 / 110	PLP-70	PLP-100	PHP-100
2	60 / 120	PLP-70	PLP-150	PHP-100
3	65 / 130	PLP-70	PLP-150	PHP-150
4	70 / 140	PLP-100	PLP-150	PHP-150
5	75 / 150	PLP-90	PLP-150	PHP-150
6	80 / 160	PLP-90	PLP-200	PHP-175
7	85 / 170	PLP-90	PLP-200	PHP-175
8	90 / 180	PLP-100	PLP-200	PHP-175
9	95 / 190	PLP-100	PLP-200	PHP-200
10	100 / 200	PLP-100	PLP-200	PHP-200

$W7-AS$	$\mu W$ - Interferometer
Benennung:	
Lokaloszillator II	
Blatt 3 - 4	Geist
	Datum: 11. 7. 95

**Gemessene Ausgangsleistungen der LO II - Baugruppen**  
 (Meßgerät: HP 432 A Power Meter)

$f_{LO}$ / MHz	Ausgang Grundschwingung	Ausgang 1. Oberschwingung
50 / 100	9,9 dBm	6,2 dBm
55 / 110	9,2 dBm	-0,6 dBm
60 / 120	8 dBm	5,6 dBm
65 / 130	7,6 dBm	4,9 dBm
70 / 140	9,5 dBm	5 dBm
75 / 150	8,6 dBm	5 dBm
80 / 160	8,4 dBm	5,6 dBm
85 / 170	6,8 dBm	5 dBm
90 / 180	8,6 dBm	5 dBm
95 / 190	7,8 dBm	4 dBm
100 / 200	8,9 dBm	3 dBm

Bei allen Exemplaren ist am Grundwellenausgang die Leistung der 1. Oberschwingung um mindestens 40 dB kleiner als die der Grundschwingung (gemessen mit HP 8559 A Spectrum Analyzer).

Die angegebenen Leistungspegel wurden bei reflexionsfreiem Abschluß des jeweils anderen Ausgangs gemessen.

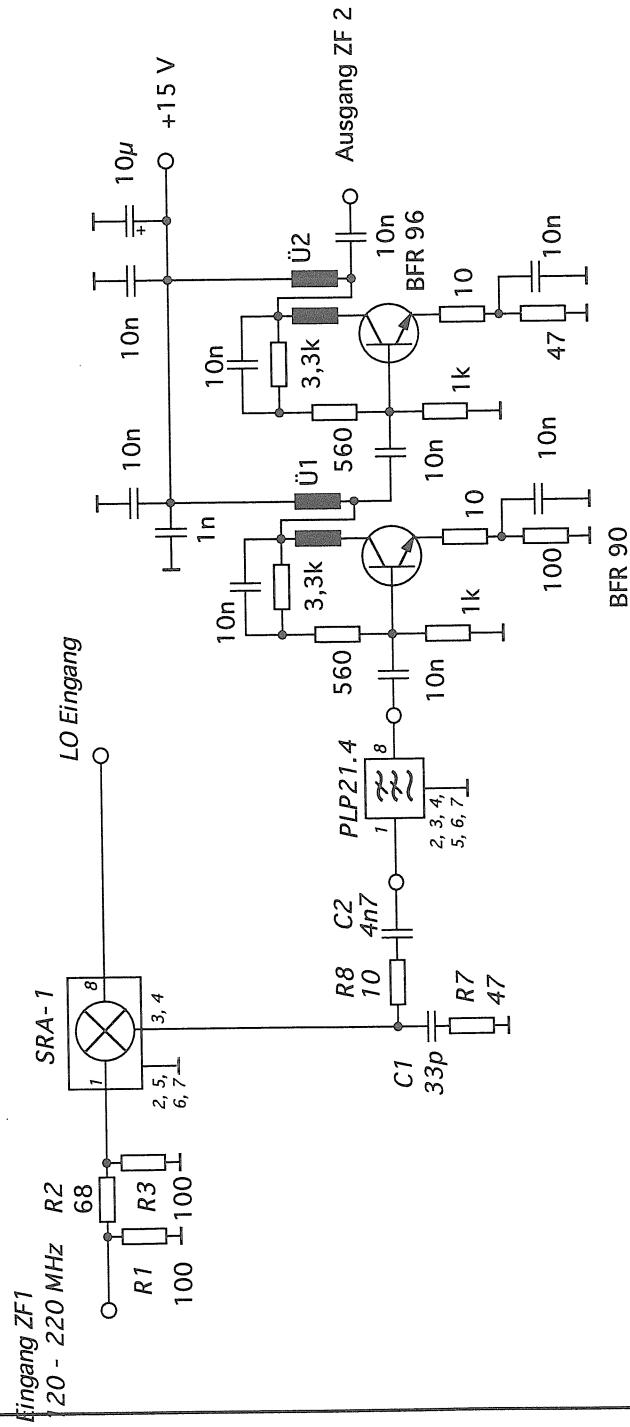
$W7-AS$	$\mu W$ - Interferometer
Benennung: Lokalszillator II	
Blatt 4 - 4	Siart
	Datum: 18. 7. 95

Gehäuse:

SRA-1      A01 Mini Circuits  
PLP21.4    A01

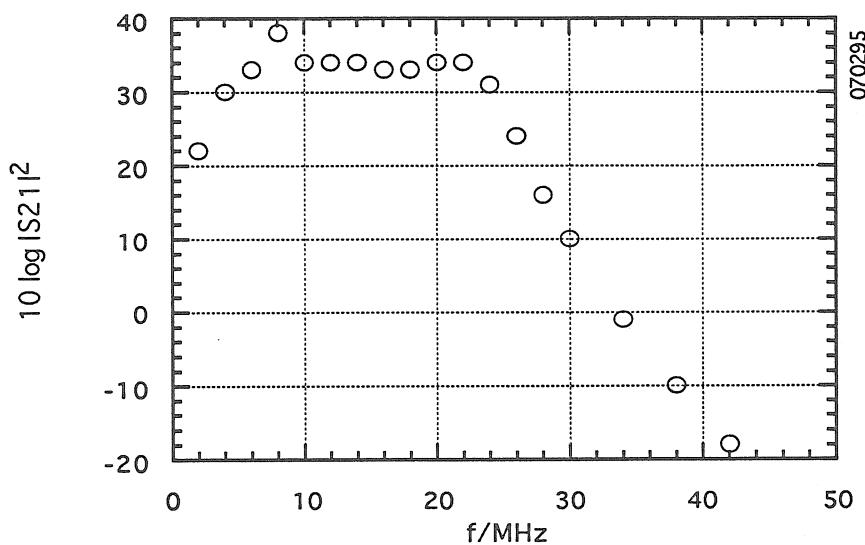
Ü1, Ü2      6 verdrillte Windungen auf Ferritperle

Allgemeine Angaben:  
Alle Widerstände und Kondensatoren sind SMD Bauelemente  
(ausgenommen  $10\mu\text{F}$  Elko).



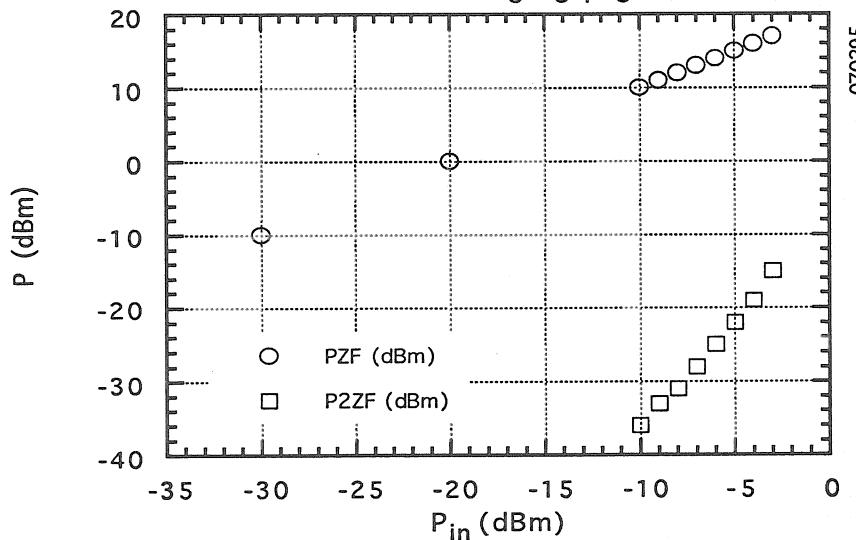
W7 - AS	$\mu\text{W}$ - Interferometer
Benennung: Mischer II mit Breitbandvorverstärker und Tiefpaß (Version 3.1) für Plasma- und Referenzsignal	
Blatt 1 - 1	Geist
	Datum: 4.7.95

### PLP21.4 und Breitbandverstärker



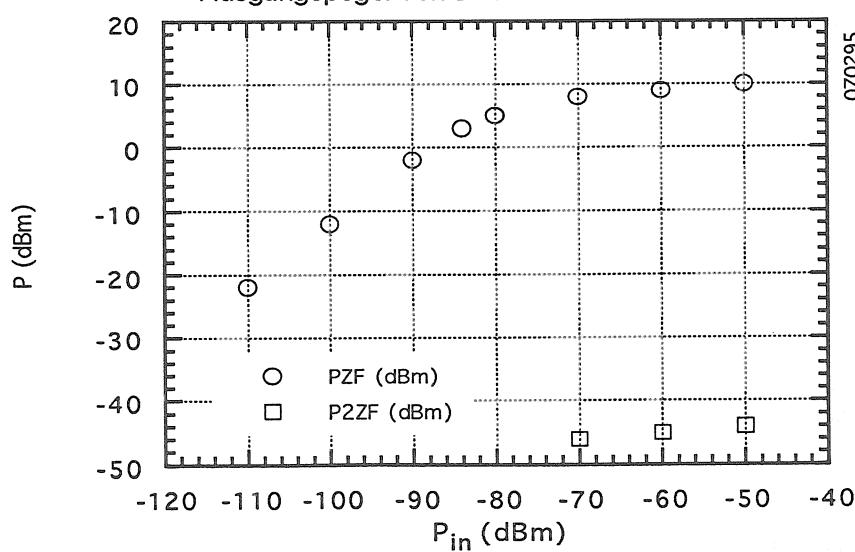
070295

### Mischer II Ausgangspegel

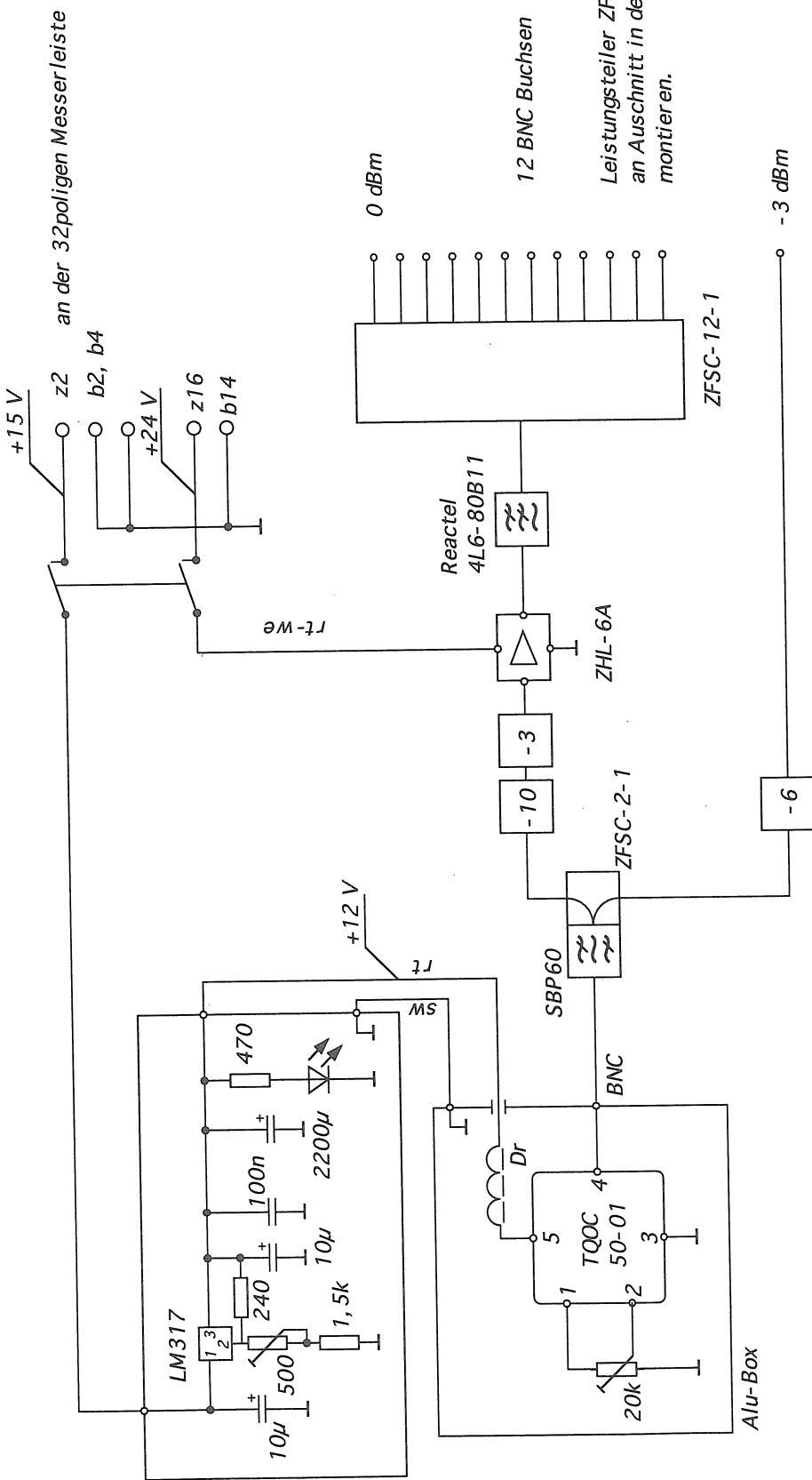


070295

### Ausgangspegel von ZF I mit AGC und Mischer II



070295



W7-AS	$\mu$ W - Interferometer
Stromlauf zu:	Referenz - Oszillatör
	Datum: 22.9.94

## 6 Phasenmessung

### Optischer Sender

Bei der Bestückung ist darauf zu achten, daß CMOS Schaltkreise nur eingesetzt werden dürfen, wenn diese auch im Schaltbild vorgesehen sind. Das analoge gilt für TTL Bauteile. Die Eingangsspegele für den optischen Sender liegen typischerweise etwa bei 100 mV an 50  $\Omega$ . Die Baugruppe kann mit einem 5 MHz und einem 10 MHz Generator getestet werden. Diese werden mit dem Referenz- (5 MHz) bzw. Plasmaeingang (10 MHz) verbunden. Bei richtigem Eingangsspegel arbeiten die Komparatoren und die nachgeschalteten Schmitt-Trigger jitterfrei. An den Steckbrücken ist ein Teilverhältnis von 1/2 für das 10 MHz Signal einzustellen. Die Teilung kann mit dem Oszilloskop überprüft werden.

### Optischer Empfänger und Phasenmessung

Das Funktionsprinzip der Phasenmess-Schaltung ist in der nachstehenden Literatur beschrieben. Bei der Bestückung ist darauf zu achten, daß CMOS Bausteine nur eingesetzt werden dürfen, wenn diese auch im Schaltbild vorgesehen sind. Das Analog gilt für Bauteile aus der TTL Serie.

Der Abgleich der Trimmer P1 bis P4 geschieht wie folgt: Zuerst wird IC12 aus der Fassung gezogen. Dann wird der Widerstand von R12 gemessen. Jetzt nacheinander die Trimmer so einstellen, daß

$$R7 + P1 = 8 \times R12,$$

$$R8 + P2 = 16 \times R12,$$

$$R9 + P3 = 4 \times R12, \text{ und}$$

$$R10 + R11 + P4 = 2 \times R12$$

erreicht wird. Mit den sieben Steckbrücken kann zwischen 3 bit oder 4 bit Worten gewählt werden. Im Schaltbild ist die Stellung für 4 bit angegeben. Das Steckschema ist wie folgt ("|" bedeutet Brücke, "-" bedeutet freilassen):

$$3 \text{ bit: } -|-\bar{|}- \quad 4 \text{ bit: } |\bar{-}\bar{|}-\bar{|}-$$

Mit dem Potentiometer P5 kann die Ausgangsspannung in gewissen Grenzen an den nachfolgenden ADC angepasst werden.

Die Baugruppe kann in Verbindung mit dem Sender und einem geeigneten Lichtwellenleiter (LWL) getestet werden. Mit dem Oszilloskop können die Zählerausgänge beobachtet werden. Sie sind normalerweise jitterfrei und weisen ausreichende Flankensteilheit auf. Ist dies nicht der Fall, kann eine Übersteuerung der optischen Empfangsdioden vorliegen. In diesem Fall darf der Stecker des LWL nicht fest in die Buchse an der Frontplatte geschoben werden. Vorsichtiges herausziehen der Stecker aus der Buchse bietet in der Regel Abhilfe. Werden die Generatorfrequenzen auf 5.0 MHz und 10.1 MHz eingestellt, kann ein sauberes Rampensignal am Ausgang beobachtet werden. Die Amplitude der Rampe kann mit P5 auf den gewünschten Wert gebracht werden. Die

Grenze der Schaltung ist bei den Eingangsfrequenzen 5.0 MHz und 10.8 MHz erreicht. Man erkennt, daß die zuvor eingestellte Rampenhöhe nicht mehr erreicht wird. Die Zeit reicht dem Addiere nicht, um von 15 bit auf 0 bit zurück zuspringen. Die Bilder auf den folgenden Seiten zeigen als Beispiel die geplotteten RAmpesignale für die Fälle 5.0/10.2 MHz und 5.0/10.8 MHz.

## 500 kHz Tiefpass

Zu Beginn des Interferometerbetriebes zeigte sich, daß noch Reste des 5 MHz Signales am Ausgang des Phasenmessers vorliegen. Daher wurde auf allen Platinen direkt ein RC-Glied zu Dämpfung der 5 MHz Anteile aufgelötet (s. Schaltbild).

Den wichtigsten Kanälen wurde zusätzlich ein aktiver 500 kHz Tiefpass nachgeschaltet.

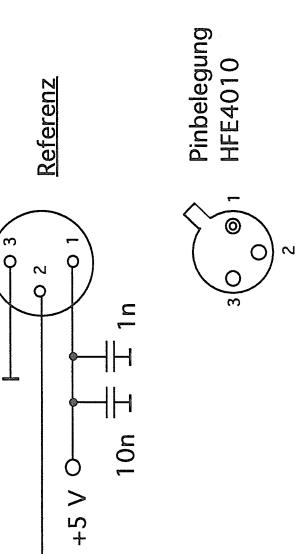
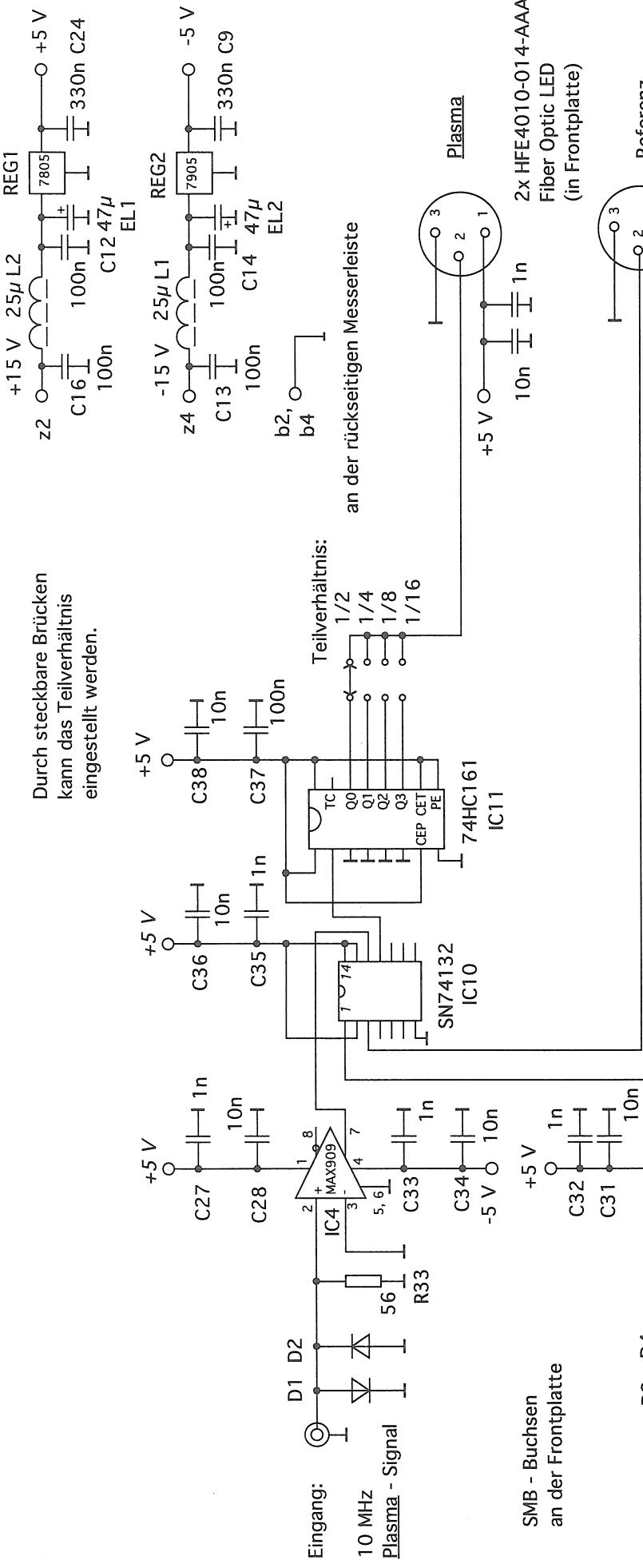
## Literatur

Kawahata, K., Haba, K., Fujita, J., Multichannel HCN laser interferometer for electron density measurements on the JIPP TII-U tokamak, Rev. Sci. Instrum. 60(12), Dec. 1989, pp. 3734-3738.

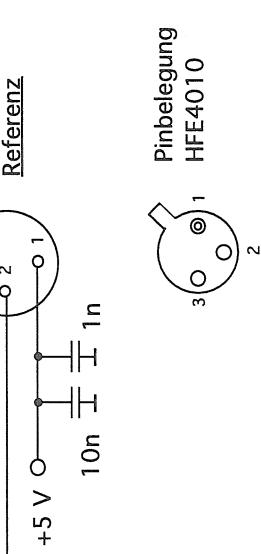
Hugenholtz, C. a. J., Microwave interferometer and reflectometer techniques for thermonuclear plasmas, Dissertation, Technische Universität Eindhoven, 1990.

Tietze, U., Schenk, C., Halbleiter Schaltungstechnik, 10. Auflage, Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, 1993.

Durch steckbare Brücken kann das Teilerverhältnis eingestellt werden.

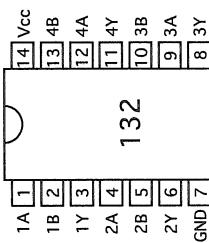


SMB - Buchsen  
an der Frontplatte



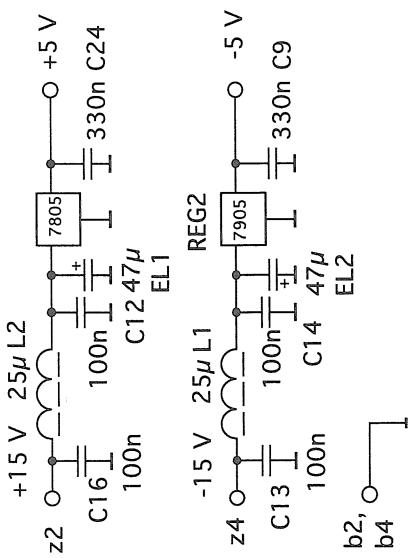
<b>W7-AS</b>	$\mu\text{W}$ - Interferometer
Benennung: Vorteiler und optischer Sender für die 2. ZF	
Blatt 1 - 1 Geist	Datum: 17. 10. 95

4 NAND Schmitt-Trigger mit je zwei Eingängen

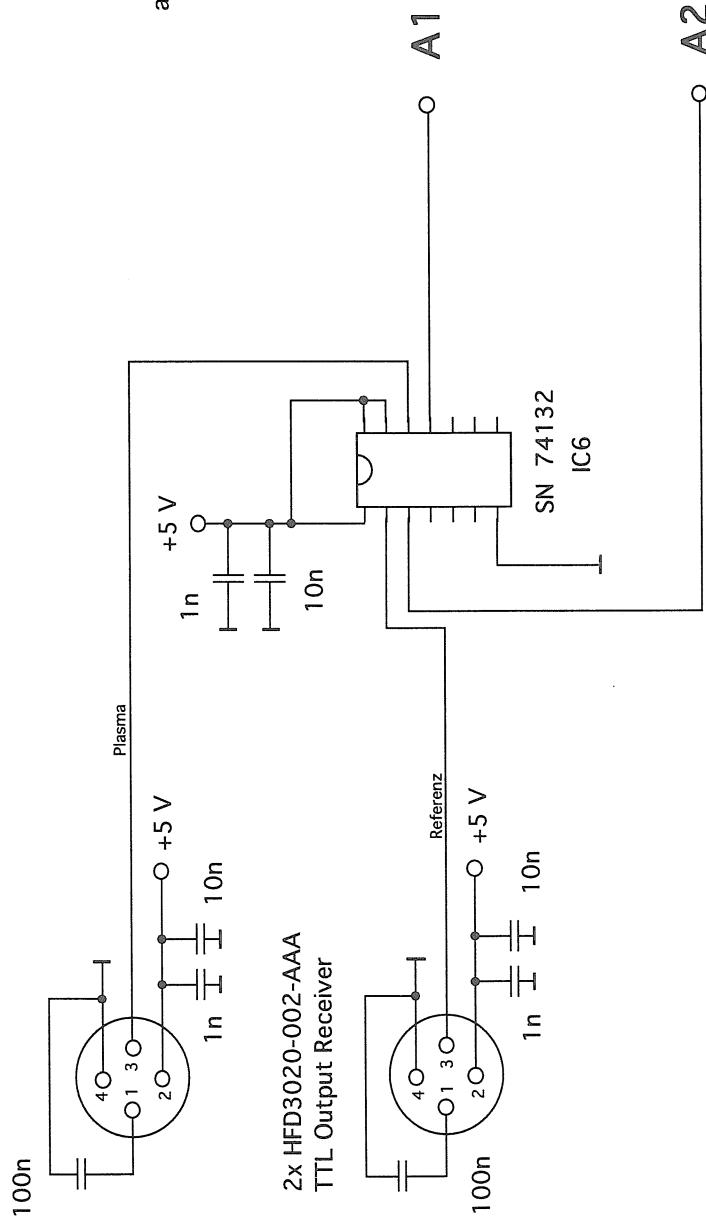


MAX909 ohne Fassung einlöten.

Gehäuse MAX909: 8 - pol. DIL

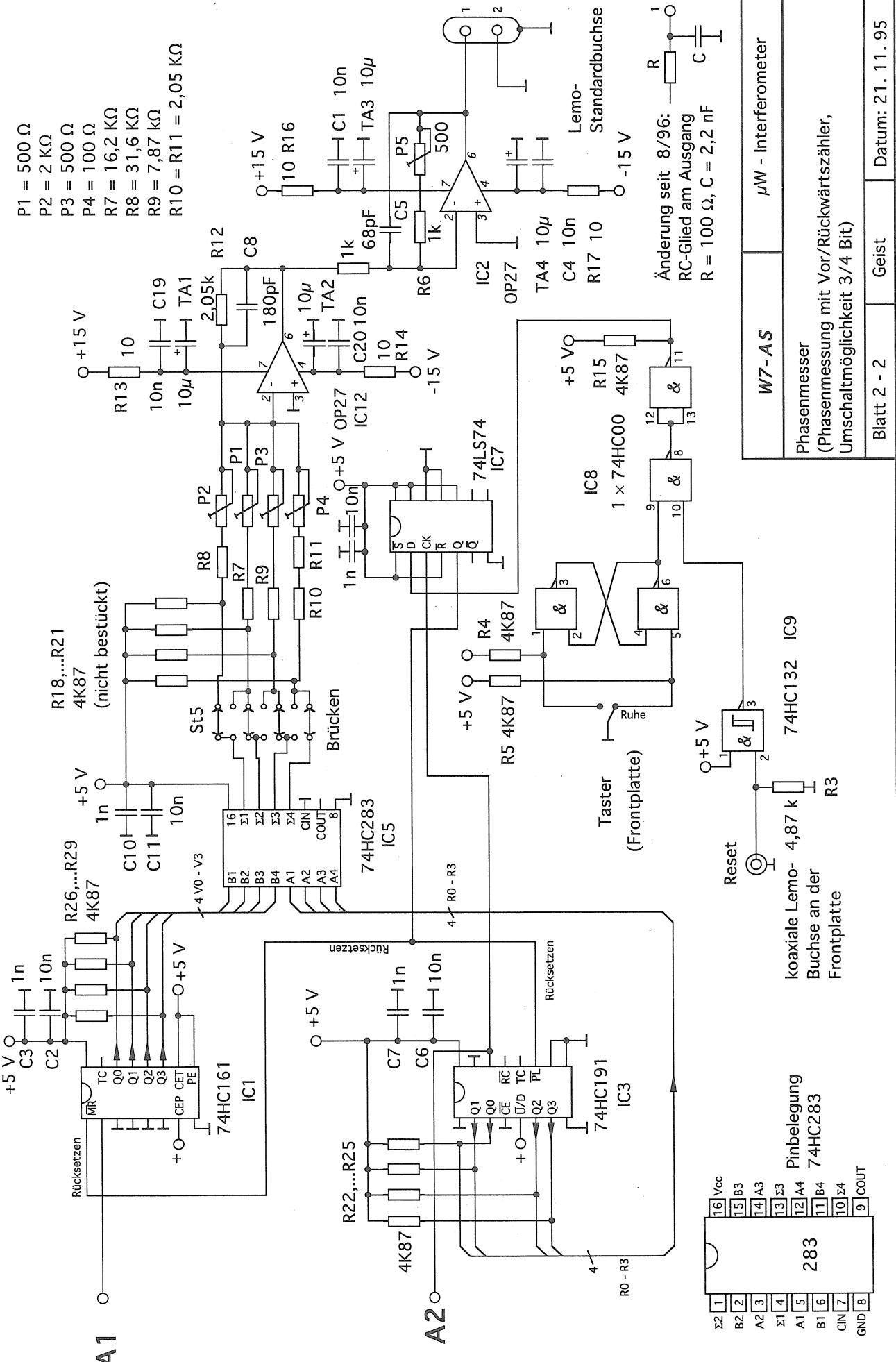


an der rückseitigen Messerleiste

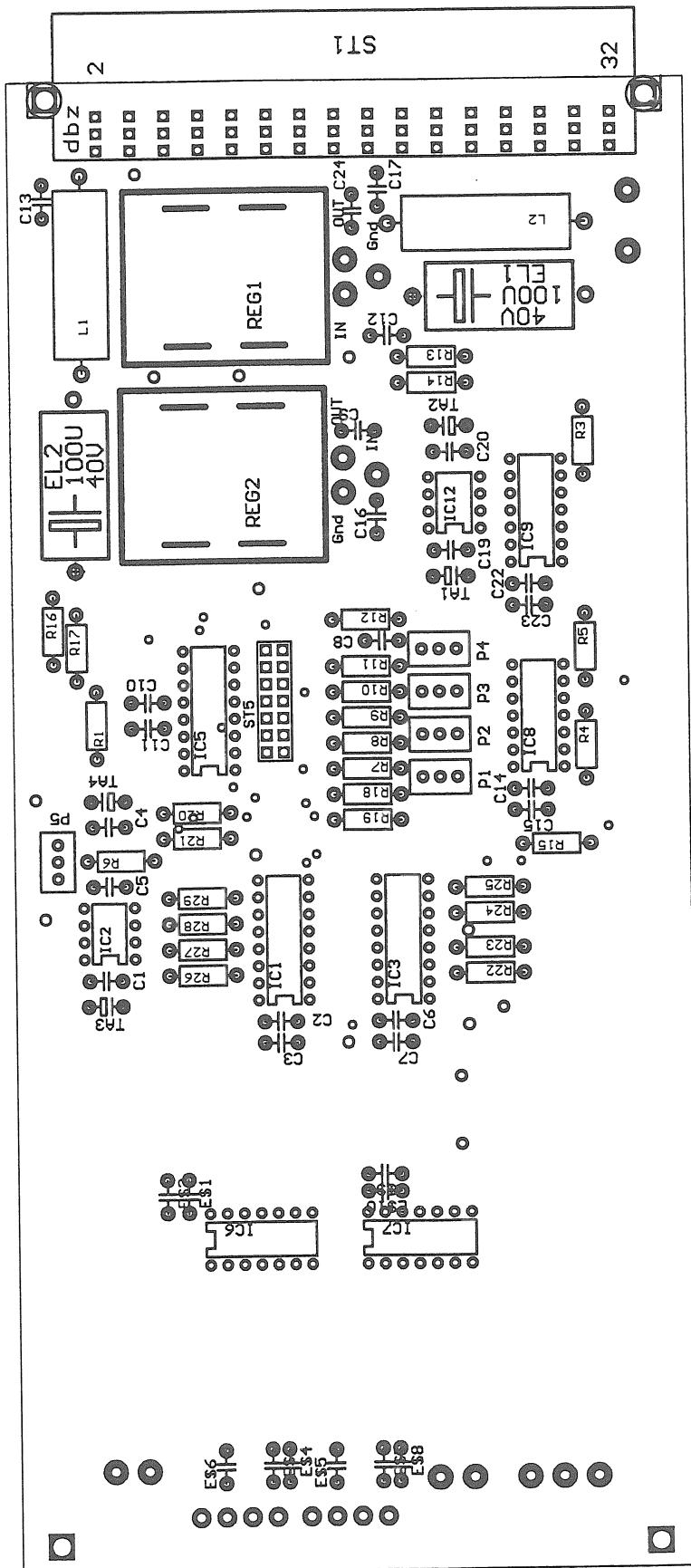


W7-AS	$\mu W$ - Interferometer
Phasemesser (Optischer Empfänger)	

Blatt 1 - 2      Geist      Datum: 17. 10. 95

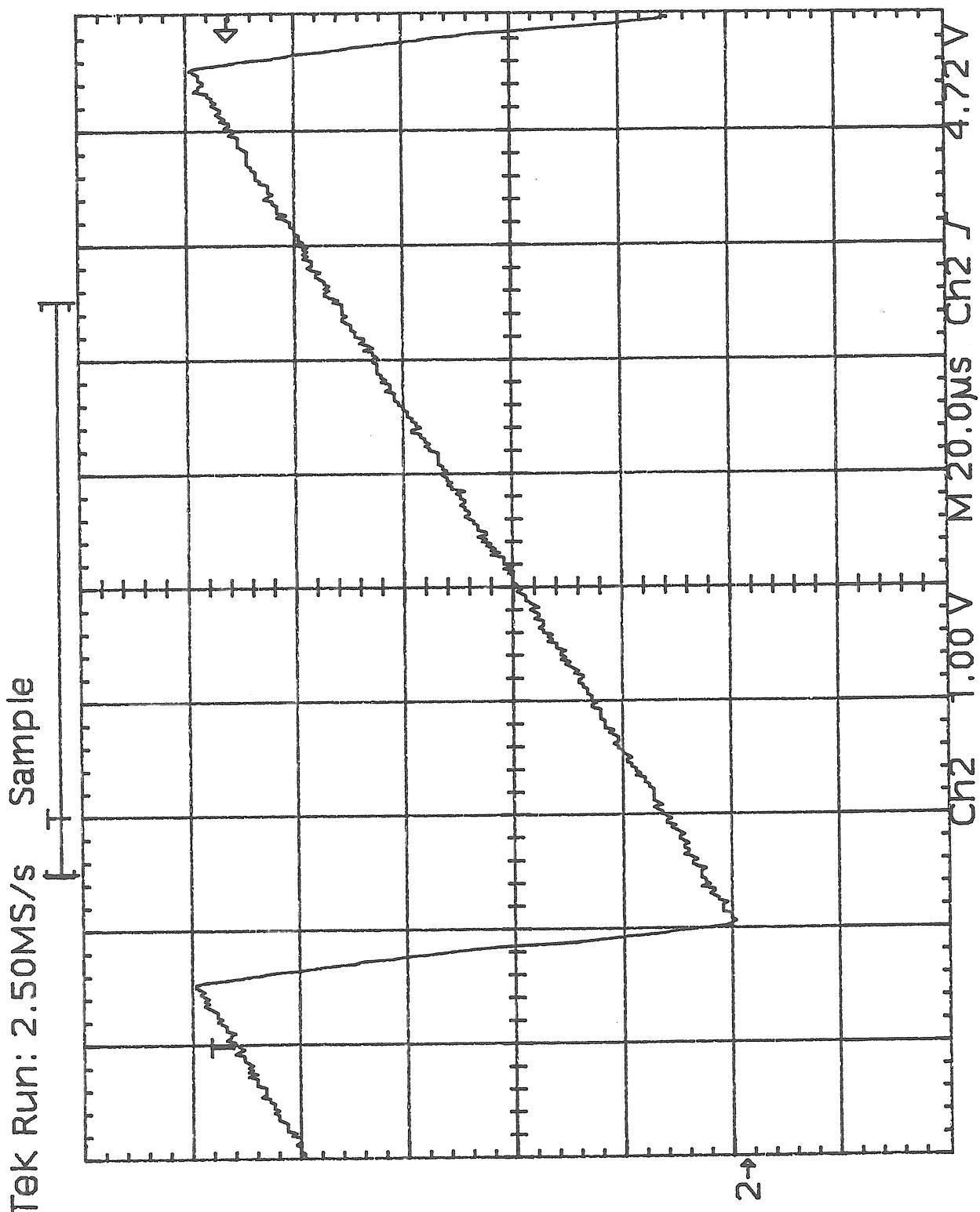


Bestückungsplan des Phasenmessers mit optischem Empfänger und Vor-/Rückwärtszählung.



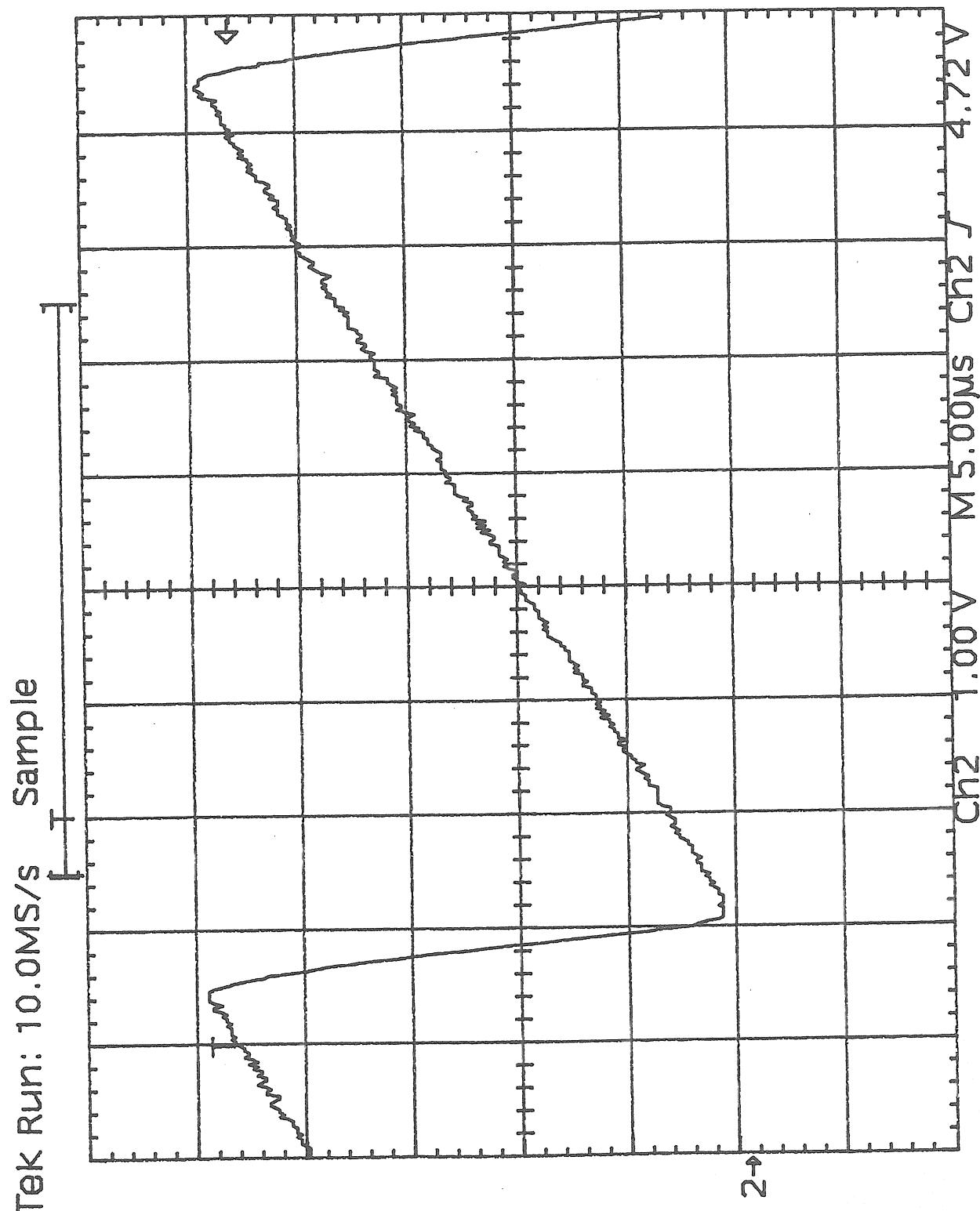
### Ausgangssignal des Phasenmessers (1):

Am Eingang des optischen Senders werden 10,2 MHz (Plasma) und 5,0 MHz (Referenz) eingespeist. Die Messung wurde mit der in der W7-AS Experimenthalle verlegten 100 m langen Faserstrecke durchgeführt. Das Oszilloskopogramm zeigt die Ausgangsspannung des Phasenmessers. Der Spannungshub zwischen Maximum und Minimum der Rampe entspricht dem Messumfang von  $30 \times 2\pi$ . Aus der Steigung der Rampe liest man eine Phasenänderungsrate von  $\Delta\phi/\Delta t = 30 \times 2\pi / 150 \mu\text{s} = 0.2 \times 2\pi/\mu\text{s}$  ab.

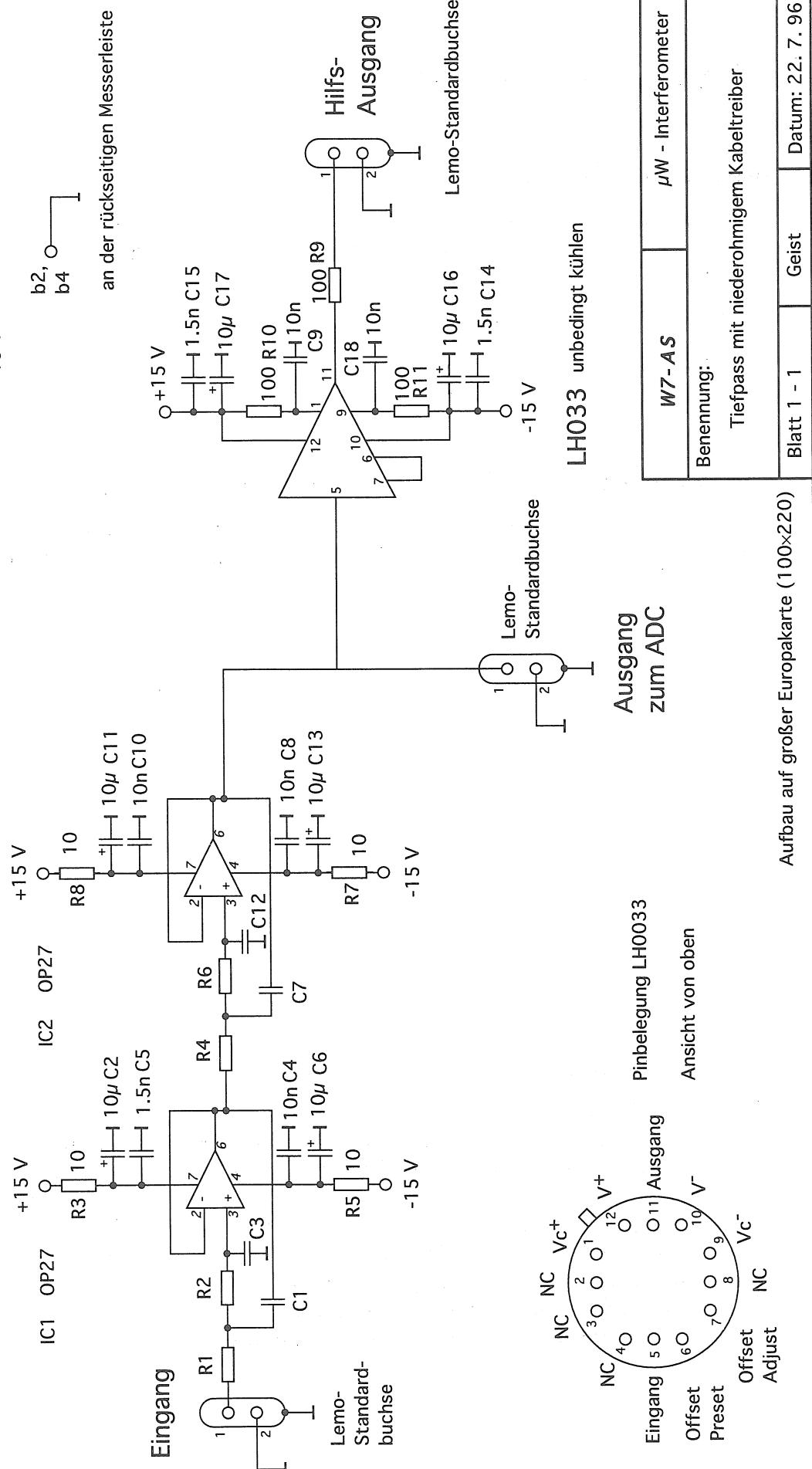


### Ausgangssignal des Phasenmessers (2):

Am Eingang des optischen Senders werden 10,8 MHz (Plasma) und 5,0 MHz (Referenz) eingespeist. Die Messung wurde mit der in der W7-AS Experimenthalle verlegten 100 m langen Faserstrecke durchgeführt. Das Oszilloskopogramm zeigt eine Phasenänderungsrate von  $\Delta\phi/\Delta t = 30 \times 2\pi / 37.5 \mu s = 0.8 \times 2\pi/\mu s$ . An den Grenzen des Meßbereiches sind die Kurven deutlich verschliffen, so daß offenbar das System diese hohe Rate der Phasenänderung nicht mehr zuverlässig messen kann.



Grenzfrequenz	R1	R2	R4	R6	C1	C3	C7	C12	
500 kHz	2,49 k	3,48 k	715	1,69 k	120 p	100 p	820 p	100 p	+15 V z2 O
20 kHz	6,19 k	8,66 k	1,78 k	4,22 k	1,2 n	1 n	8,2 n	1 n	
5 kHz	18,4 k	30,1 k	30,1 k	14,7 k	1,5 n	1,2 n	10 n	1,2 n	-15 V z4 O
									b2, O b4



## 7 Datenaufnahme

### Auslesen der Rohdaten

Die Rohdaten der Messung sind als Spannungen gespeichert. Diese Spannungen sind der durch das Plasma verursachten phasenverschiebung proportional. Sie können z. B. mit NMUL betrachtet werden. Hierbei ist anzugeben:

Diagnostikname: MIKW

Modulname: Interf

Kanalnr.: 1 - 10

### Zuordnung der ADC-Kanäle zu den einzelnen Sichtlinien

Die Nummern der ADC-Kanäle entspricht nicht der Anordnung der Sichtlinien im Plasma. Werden die Sichtlinien von oben nach unten, also beginnend am Ellipsenrand, durchnummeriert, so entsteht folgende Zuordnung:

Sichtlinie	ADC-Kanal
1	5
2	8
3	7
4	1
5	6
6	2
7	3
8	wird zur Zeit eingerichtet
9	4
10	9

### Skalierungsfaktoren

Die gespeicherten Spannungen sind negativ. Vor und nach der Entladung ist die Spannung nicht Null, d. h. es liegt ein Offset vor. Die Ursache hierfür ist die nicht verschwindende Phasenverschiebung der Signale vor und nach der Entladung. Zur Zeit  $T_0$  werden die Zählerstände des Phasenmessers auf Null gesetzt. Dieser Rücksetzimpuls ist 10 ms lang und kann bei entsprechender Wahl der Zeitauflösung auch mit NMUL beobachtet werden. Der Offset wird beseitigt, in dem man innerhalb des Intervall von 15 ms bis 30 ms mittelt und das Ergebnis von der Gesamtkurve abzieht. Danach muß die Gesamtkurve mit einem Skalierungsfaktor multipliziert werden, um die Ergebnisse in Jndl zu erhalten. Formal lautet die an den Rohdaten vorzunehmende Operation:

$$\int n dl(i) = -[U_{ADC}(i) - DC(i)] \frac{30 \cdot 2\pi}{\lambda(i) \cdot 5 \cdot 2.82 \times 10^{-15}}$$

Hierbei bedeuten:  $U_{ADC}(i)$  die Rohdaten in V,  $DC(i)$  den Mittelwert der Rohdaten im Intervall 15 ms bis 30 ms,  $\lambda(i)$  die Wellenlänge in m und  $i$  die ADC-Kanal Nummer. Die Wellenlängen können der folgenden Tabelle entnommen werden:

Sichtlinie	$i$	$\lambda(i)$
4	1	0.001875
6	2	0.0018732
7	3	0.00187161
9	4	0.00186986
1	5	0.001868
5	6	0.001866
3	7	0.001864
2	8	0.0018617
10	9	0.0018594
8	wird später eingerichtet	0.001857

Die angegebenen Skalierungsfaktoren sind richtig, solange die Elektronendichte viel kleiner als die cut-off Dichte bleibt.

## 8 Koordinaten der Sichtlinien

Die Sichtlinien werden durch ein Punktepaar mit den Koordinaten  $R, \varphi, z$  charakterisiert.

Sichtlinie	$R_1$	$\varphi_1$	$z_1$	$R_2$	$\varphi_2$	$z_2$
1	1958.46	-31.056	300.811	2230.81	-31.171	290.811
2	1911.61	-28.634	246.655	2255.0	-29.147	236.655
3	1894.41	-29.572	192.608	2279.51	-29.983	182.608
4	1869.37	-27.083	138.561	2285.89	-27.98	128.561
5	1877.21	-30.528	74.532	2297.83	-30.797	74.532
6	1868.88	-28.064	20.514	2305.95	-28.812	20.514
7	1894.36	-29.573	-43.496	2304.89	-29.607	-33.496
8	1872.66	-26.60	-87.494	2305.14	-27.615	-87.494
9	1892.24	-30.055	-151.496	2292.94	-30.395	-141.496
10	1906.05	-27.659	-205.498	2285.95	-28.383	-195.498

# 9 Betrieb des Gesamtsystems

## Einschalten

Sicherstellen, daß alle Überrahmen mit 220 V Netzspannung versorgt sind. 60 MHz Referenzoszillator einschalten. Lüftereinschübe unter den Überrahmen der Frontend-module einschalten.

Das im Gestellschrank befindliche Oszilloskop wird auf DC-Kopplung und 5 V/Div eingestellt.

Die Gunn Oszillatoren werden der Reihe nach, beginnend mit Modul 0, durch Drehen am Spindelpoti an der Frontplatte auf ihre Sollfrequenz abgestimmt. Dort rastet dann die PLL ein. Das Oszilloskop wird jeweils mit der BNC-Buchse (Regelspannung) oben an der Frontplatte verbunden und zeigt den Einrastvorgang klar an. Im eingerastetem Zustand muß ein gerader Strich zu sehen sein, d. h. die Regelspannung ist konstant. Beim Drehen am Poti wandert diese Linie von -15 V bis nach +15 V. Bei Neuinbetriebnahme kann die thermische Drift die Frequenzen einzelner Oszillatoren aus dem Fangbereich der PLL wandern lassen. Durch zurückdrehen des Potis kann jedoch die PLL wieder einrasten. Im stationären Zustand sind die Potis wie folgt eingestellt:

Modul	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Poti/Skt	6.92	6.82	7.44	6.94	7.16	7.00	4.54	6.50	6.30		

Am Ausgang der Phasenmesser sollte nun eine stabile und konstante Gleichspannung zu beobachten sein.

Folgende Pegel sollten typischerweise zu messen sein:

Modul	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
PZF1(Ref) [dBm]	+6	-12	+4	-10	-1	+6	-3	+6		
PZF1(Plasma) [dBm]	-6	-12	-12	-22	-20	-10	-12	-12		
PZF2(Plasma) [dBm]	+8	+7	+5	-5	-1	+7	+4	+5		

Das Interferometer kann ununterbrochen in Betrieb bleiben. Überrahmen oder einzelne Module brauchen nicht ausgeschaltet zu werden, die Gunn-Oszillatoren können auf ihrer Sollfrequenz schwingen. Bisher wurde das Interferometer nur bei lang andauernden Betriebspausen des W7-AS (über einen Monat) außer Betrieb genommen.

## Routinebetrieb

Zu Beginn des W7-AS Experimentiertages muß lediglich überprüft werden, ob alle Gunn-Oszillatoren eingerastet sind.