

Ein neues 11 cm Frontend
für das Radioteleskop Stockert

Astronomische Institute
Bonn

Ein neues 11 cm Frontend
für das Radioteleskop Stockert

Diplomarbeit

vorgelegt

von Philipp Müller
aus Ahrweiler

Bonn Februar 87

Referent : Prof. Dr. Mebold

Koreferent : Prof. Dr. Winnewisser

Ich versichere, daß ich die vorliegende Arbeit selbstständig und nur mit den angegebenen Hilfsmitteln angefertigt habe.

Bonn, den 11. Februar 1987

Herzlichen Dank

Einen Dank möchte ich richten an die Mitarbeiter des Labors Herrn Böhmer und Herrn Scholz. Durch ihre Unterstützung im Labor und ihre Arbeiten am Teleskop war der Umbau des Empfängers erst möglich.

Ich danke den Mitarbeitern der Werkstatt, Herrn Vidua und Herrn Hoffmann für ihren Einsatz. Durch ihre Fräs- und Dreharbeiten sind die Gehäuse der Verstärker und die Komponenten der Polarisationsweiche entstanden.

Die Isolation des Zeltens ist aus der gemeinsamen Arbeit von Labor und Werkstatt entstanden.

Ich danke Herrn Dr. Reif für seine Unterstützung bei den Messungen am Teleskop.

Ich danke Herrn Dr. Gebler für seine Betreuung der Diplomarbeit in technischen und radioastronomischen Fragen.

Inhaltsverzeichnis

Einleitung	3
Anforderungen in der Radioastronomie	4
Bestimmung des Eigenrauschen	6
Der Rauschmeßplatz	9
- Blockschltbild HF-Teil	10
- Blockschaltbild Rauschmeßplatz	11
- Funktion der Komponenten	12
- Erfahrungen und Grenzen des Rauschmeßplatzes	15
Kopplung eines HF-Meßplatzes mit einem Mikrocomputer	17
- Der Analog Digital Konverter	20
- Das Parallel-Interface (mit Software)	22
- Eichung des Detectors	25
- Eichkurve Detektor	26
- Wirksamkeit der Normierung	27
Wellentheorie im Rundhohleiter	31
- Dämpfung in Rundhohleitern	37
- Die konzentrische Doppelleitung	39
Eine kompakte Polarisationsweiche für das 11 cm Band	41
- Verlauf der Anpassung	47
- Entkopplung der Ebenen	49
- Daten der Polarisationsweiche in Kurzform	51
Vorüberlegungen zu FET-Verstärkern	52
Microstrip-Technik	55

Aufbau der FET-Verstärker	60
Die Temperaturstabilisierung	72
Bilder des neuen Frontends	75
Testmessungen mit dem neuen Frontend	78
- Anpassung und Entkopplung	78
- Systemtemperatur	80
- Einfluß der Verstärker-Temperatur	81
Zusammenfassung und Ausblick	86
Literaturverzeichnis	87
Anhang	
Assembler Source: ADC-Sweep (Treiberprogramm zur Kopplung Rechner - HF Meßplatz)	A1
Assembler Source: ADC-Oszi (Rechner als Speicheroszillograph)	A6
Schaltbild des A/D-Konverters	A14
Blockdiagramm des 11 cm Empfangssystems	A15
Zeichnung des Rundhohleiter-Kurzschlusses	A16
Tabelle Stripline-Leitungen	A17
Datenblatt MGF1412	A18
Datenblatt MGF1402	A21
Layout des 2-Stufigen FET-Verstärkers	A27
Schaltbild FET-Netzteil	A28
Driftscan DS2198 Verlauf Signal/Cal	A29
Driftscan DS2198 Verlauf Signal (total Power)	A30
Driftscan DS2198 Verlauf Cal (Gain)	A31
Driftscan DS2243 mit Regen	A32

Einleitung

Mit der fortschreitenden Halbleiter Technologie ist es, seit einigen Jahren, möglich rauscharme Transistoren für den GHz-Bereich zu erhalten.

Der Gallium-Arsenid Feldeffekt Transistor, kurz GaAs-FET, MGF-1412 von Mitsubishi zählt zu diesen Produkten. Er gehört nach Datenblatt, mit der Rauschzahl 0.8 dB bei 4 GHz, zu den rauschärmsten Transistoren, die zur Zeit auf dem Markt erhältlich sind.

Ein Verstärker mit diesem FET erreicht Rauschzahlen, die im Bereich von parametrischen Verstärkern liegen. Die größere Stabilität und der relativ einfache Aufbau geben FET-Verstärkern einen festen Platz in der Radioastronomie.

Im Rahmen der Diplomarbeit wurde am Radioteleskop Stockert der 11 cm-Kontinuumempfänger umgebaut. Die parametrischen Verstärker wurden durch ungekühlte FET-Verstärker ersetzt.

Außerdem wurde eine neue Polarisationsweiche konstruiert. Durch eine kompakte Bauweise der Rundhohlleiterauskopplung werden Instabilitäten vermieden und ihr Rauschbeitrag minimiert.

Die neuen Komponenten des Frontend wurden schmalbandig ausgelegt. Die erhöhte Selektion im Eingang hat die Aufgabe, das Empfangsband von Störungen zu befreien, die durch starke Radarsignale hervorgerufen werden.

Das neue Frontend hat das Ziel eine deutliche Verbesserung des Empfängers, durch erhöhte Stabilität und geringere Rauschzahl, zu erreichen.

Ein Rauschmeßplatz im Labor wurde umgebaut und erweitert. Mit einem neuen Eingangsteil ist er nun im 11 cm-Band einsetzbar.

Der HF-Meßplatz besitzt nun durch Analog/Digital Konverter eine Computerschnittstelle. Dies ermöglicht eine deutliche Reduktion der Meßfehler und eine schnelle Dokumentation.

Anforderungen in der Radioastronomie

In der Radioastronomie werden Empfänger zur Aufnahme der elektromagnetischen Strahlung aus dem Weltall benutzt. Diese werden in den unterschiedlichsten Frequenzbereichen betrieben. Die tiefsten praktisch nutzbaren Frequenzen liegen im Kurzwellenbereich und die höchsten Frequenzen, der auswertbaren Radiostrahlung, schließen an den Infrarot-Bereich an. Die Atmosphäre absorbiert die Strahlung bei einigen Wellenlängen und unterteilt damit, den technisch nutzbaren Bereich in die Radiofenster.

Das von einem Empfänger im Radioteleskop aufgenommene Rauschen setzt sich aus mehreren Komponenten zusammen.

$$T_{\text{sys}} = T_R + T_A$$

T_{sys} : Systemrauschtemperatur
 T_R : Rauschtemperatur des Empfängers
 T_A : Antennenrauschtemperatur

T_A setzt sich aus folgenden Komponenten zusammen:

- 1) der äquivalenten Rauschtemperatur des gemessene Objektes,
- 2) dem Himmelshintergrund, gefaltet mit der Antennencharakteristik,
- 3) der Rauschtemperaturverteilung der Atmosphäre, gefaltet mit der Antennencharakteristik,
- 4) der Bodenstrahlung, gefaltet mit der Antennencharakteristik

T_R setzt sich aus folgenden Komponenten zusammen:

- 5) den ohmschen Verlusten des Horns und des Spiegels
(in der Regel kleiner als 0.01 dB d.h. < 0.7 K)
- 6) den Verlusten der Auskopplung
(rund 0.1 dB d.h. 7 K)
- 7) den Verlusten der Zuleitung zwischen Auskopplung und der ersten verstärkenden Stufe
(selbst hochwertige Kabel haben 40 K auf einem halben Meter bei 2.5 GHz und Zimmertemperatur)
- 8) Rauschbeitrag des Empfängers
(meistens kleiner als 100 K)

Ein realistisches Beispiel (für 2.7 GHz):

Anteil 8)	85 K
Anteil 6) + 7)	6 K
Anteil 5)	1 K
Anteil 1) bis 4)	13 K

Gesamttemperatur	105 K
=====	

Die Variation der Systemtemperatur enthält die Information aus dem Weltall, die in der Radioastronomie ausgewertet wird. Der Nachweis der Variation von 1) ist die Grenze der Empfindlichkeit nach /7/:

$$\Delta T = T_{\text{sys}} \left(\frac{1}{Bw * t} \right)^{1/2}$$

Dabei ist Bw die Bandbreite des Empfangssystems und t die Integrationszeit.

Da es aber keinen idealen Empfänger gibt, kommen Schwankungen der Verstärkung hinzu /7/:

$$\Delta T = T_{\text{sys}} \left(\frac{1}{Bw * t} + \frac{(\Delta G)^2}{G^2} \right)^{1/2}$$

Das ergibt mit typischen Werten eine Forderung:

Bandbreite Bw = 100 MHz
 Integrationszeit t = 1 s
 Systemtemperatur T_{sys} = 100 K

Um 1/100 K nachzuweisen muß eine Stabilität von 0.0004 dB erreicht werden. Die Gesamtverstärkung von Antenne bis zum Nachweis an einem Detektor beträgt dabei rund 90 dB.

Dieses zeigt deutlich die extremen Anforderungen in der Radioastronomie.

Bestimmung des Eigenrauschen

Das gebräuchlichste Verfahren das Eigenrauschen z.B. eines Verstärkers zu bestimmen ist die Y-Faktor Methode. Das Ausgangssignal eines jeden Verstärkers setzt sich zusammen, aus dem Eigenrauschen und der verstärkten Eingangsleistung. Mit Hilfe des Nyquist Theorems lassen sich Leistungen und äquivalente Rauschtemperaturen ineinander umrechnen.

$$P = k T \Delta F \quad (1)$$

- $k = 1.38 * 10^{-23}$ Joule/Kelvin (Boltzmann Konstante)
- ΔF Bandbreite in Hertz
- T absolute Temperatur eines Widerstandes in Kelvin
- P Leistung in Watt

Die verfügbare Leistung P ist identisch mit der Rauschleistung eines elektrischen Widerstandes auf der Temperatur T .

Verbindet man den Eingang eines Verstärkers mit zwei Widerständen unterschiedlicher Temperatur, so erhält man nach /1/ zwei unterschiedliche Ausgangsleistungen.

$$\begin{aligned} P_H &= (T_H + T_R) * c \\ P_C &= (T_C + T_R) * c \end{aligned}$$

Dabei sind:

- T_R das zu bestimmende Eigenrauschen
- T_H hohe Temperatur eines Widerstandes
- T_C tiefe Temperatur eines Widerstandes
- c konstanter Faktor
- P_H Ausgangsleistung bei T_H
- P_C Ausgangsleistung bei T_C

Mit der Bestimmung des Leistungsverhältnisses $Y = P_H/P_C$ und bekanntem T_H, T_C erhält man:

$$T_R = \frac{T_H - Y * T_C}{Y - 1} \quad (2)$$

Anstelle zweier ohmscher Widerstände unterschiedlicher Temperatur läßt sich auch ein geschaltetes Rauschsignal verwenden. Das Signal stammt dann aus einer geeichten Rauschdiode und wird mit einem PIN-Diodenschalter freigegeben.

Die Bestimmung der Rauschzahl nach Formel (2) gilt nur für ideale Verhältnisse. Eine schlechte Anpassung zwischen Rauschquelle und Verstärker kann zu erheblichen Fehlern führen.

Eine grobe Abschätzung der Fehler läßt sich erst mit einigen Annahmen über Verstärker und Rauschquelle machen.

- 1) Die Rauschquelle hat für T_H und T_c die gleiche Anpassung.
- 2) Der Verstärkerausgang ist angepaßt, bzw. es existiert keine Rückwirkung vom Ausgang auf den Eingang.
- 3) Die Rauschtemperatur des Verstärkers ist unabhängig von der Anpassung der Rauschdiode. Diese Annahme würde einem Zirkulator zwischen Rauschdiode und Verstärker entsprechen.

Mit diesen sehr speziellen Annahmen kann man die Fehler nach /11/ abschätzen.

$$T_R = \frac{T_H - Y \cdot T_c}{Y - 1} * \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - s_{11} \cdot \Gamma_S|^2}$$

dabei ist Γ_S die Impedanz der Rauschquelle
und s_{11} die Anpassung des Verstärkers
(da rückwirkungsfrei vom Ausgang)

Der zweite Bruch bildet den Unsicherheitsfaktor der Messung. Da aber im allgemeinen nur die Beträge der komplexen Reflexionsfaktoren bekannt sind und nicht deren Phasen, wird der Nenner des Bruchs abgeschätzt. Die maximale Abweichung wird eingesetzt und als Berechnungsgrundlage genommen.

Die Tabelle gibt den möglichen Fehler in % der Rauschtemperatur an.

		Anpassung eines Verstärkers:					
		3dB	6dB	10dB	20dB	30dB	40dB
Anpassung einer Quelle:	3dB	100.0	72.4	66.2	56.0	51.8	50.4
	6dB	80.3	51.7	43.8	31.6	27.0	25.0
	10dB	49.9	32.5	25.2	15.0	11.3	10.1
	20dB	15.1	10.2	6.5	2.5	1.2	0.7
	30dB	5.0	3.6	2.4	1.0	0.6	0.4
	40dB	1.9	1.4	1.1	0.6	0.5	0.4
			Fehler in %				

Da einige Vorgaben gestellt worden sind, darf man dieses Ergebnis nur als eine qualitative Aussage gewertet.

Man muß also auf eine möglichst gute Anpassung der Rauschquelle achten. Verstärker die eine große Fehlanpassung (z. B. mit GaAs-FET's) besitzen können dann besser gemessen werden.

Den Wert von 30 dB sollte die Anpassung der Rauschquelle nicht unterschreiten.

Schaltet man Komponenten mit verschiedener Rauschtemperatur und Verstärkung in Reihe, so ergibt sich für das System nach /1/ und /7/ eine Gesamtrauschtemperatur von:

$$T_{\text{sys}} = T_1 + \frac{T_2}{G_1} + \frac{T_3}{G_1 * G_2} + \frac{T_4}{G_1 * G_2 * G_3} + \dots$$

T_i = Rauschtemperaturen der einzelnen Komponenten

G_i = Verstärkung bzw. Dämpfung der Komponenten

Allgemein liefert die erste Komponente den wesentlichen Rauschbeitrag der Systemtemperatur. Beachtenswert ist jedoch eine eventuelle Fehleinschätzung, die an einem Beispiel deutlich wird:

1. HF-Verstärker mit $T_1 = 100$ K , $G_1 = 100$ (20 dB)
2. HF-Filter mit $T_2 = 300$ K , $G_2 = 0.4$ (-4 dB)
3. Mischer mit $T_3 = 300$ K , $G_3 = 0.2$ (-7 dB)
4. ZF-Filter mit $T_4 = 300$ K , $G_4 = 0.5$ (-3 dB)
5. ZF-Verstärker mit $T_5 = 1000$ K, $G_5 = 1000$ (30 dB)

$$T_{\text{sys}} = 100 \text{ K} + 3 \text{ K} + 7.5 \text{ K} + 37.5 \text{ K} + 250 \text{ K} + \dots$$

Durch eine zu geringe Verstärkung im Eingang des Systems können sich weiter hinten liegende Stufen unangenehm rauschend bemerkbar machen. Deshalb ist es wichtig, im ersten Verstärker genügend Gain zur Verfügung zu haben.

Die Rauschtemperatur eines verlustbehafteten Elements z.B. Koaxialkabel, Dämpfungsglied, Mischer usw. setzt sich zusammen aus der physikalischen Temperatur des Elementes und dessen Dämpfung nach /7/.

$$T_{\text{zigen}} = \left(\frac{1}{G} - 1 \right) * T_{\text{phy}}$$

Ein solches Element ist, in der Regel, noch zwischen Antenne und dem ersten Verstärker eines Empfängers vorhanden. Wegen der Addition des Rauschens ist man deshalb bemüht, dessen Dämpfung so klein wie möglich zu halten.

Der Rauschmeßplatz

Mit einer online Rechnerauswertung des Y-Faktors ist die Erstellung eines automatischen Rauschmeßplatzes möglich. Dieser ist ein fast unverzichtbares Hilfsmittel zum Bau rauscharmer Verstärker und zur genauen Messung von Dämpfung, Verstärkung und Stabilität.

Die Rauschtemperaturen T_c und T_n , für den Y-Faktor, werden durch eine geschaltete Rauschdiode erzeugt.

Ein derartiger Meßplatz ist im Labor des Radioastronomischen Instituts gebaut worden und sollte für Messungen im Bereich von 5 GHz eingesetzt werden.

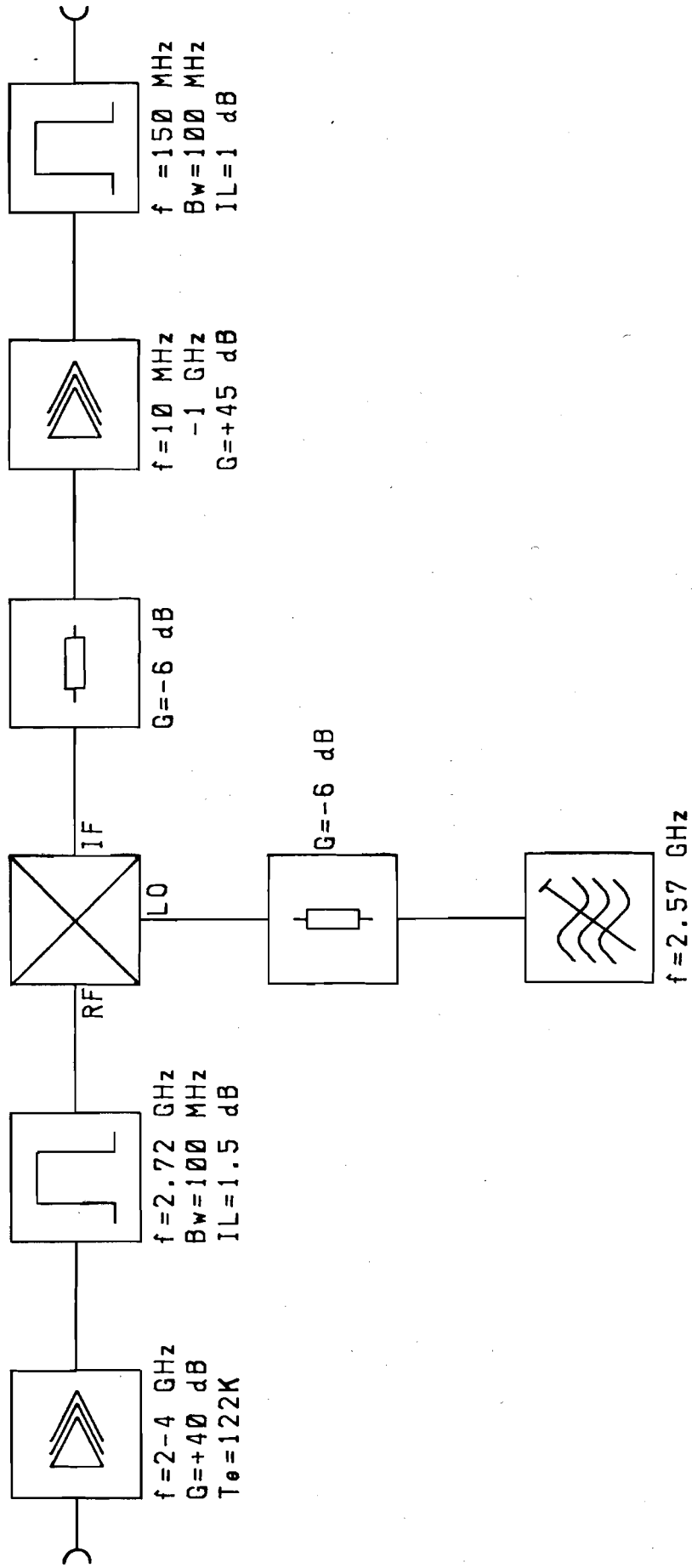
Für Rausch und Stabilitätsmessungen, im 11 cm Band, wurde ein neuer HF-Teil erstellt. Die Rauschquelle wurde für die neue Frequenz von 2.72 GHz angepaßt und deren digitale Steuerung erneuert.

Der Zwischenfrequenz Teil und das digitale Backend konnten mit Änderungen weiter benutzt werden.

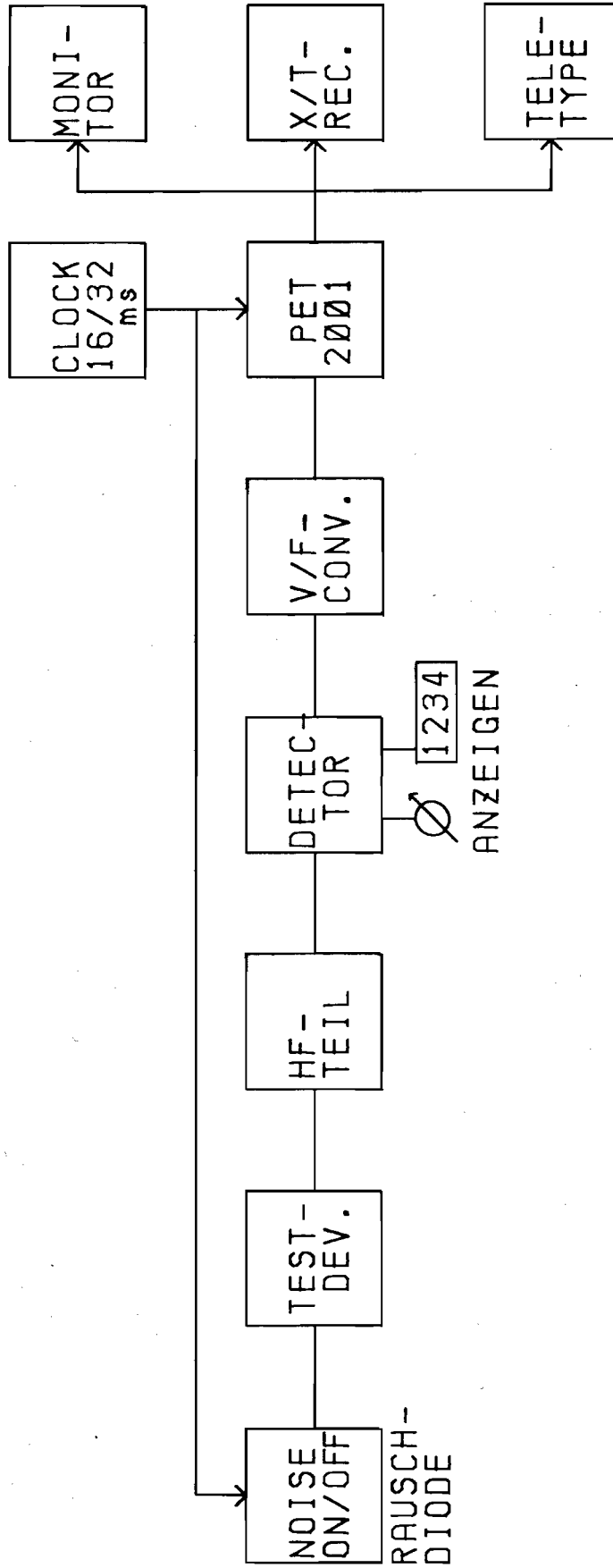
Der Meßplatz gliedert sich infolgende Komponenten:
(siehe Blockschaltbild : Rauschmessplatz)

- Rauschquelle
- die zu testende Einheit
- den Hochfrequenzteil
- den Zwischenfrequenzteil mit Detektor
- den V/F Konverter
- einem Rechner mit verschiedenen Schnittstellen für
- Bildschirm, X/T-Schreiber und Drucker
- eine zentrale Taktversorgung

HF-TEIL



RAUSCHMESSPLATZ



Funktion der Komponenten

Die Rauschquelle

Das Kernstück der Rauschquelle ist eine Halbleiter-Rauschdiode. Sie liefert ein breitbandiges Rauschspektrum mit einem relativ hohen Pegel. Der Pegel liegt bei ca 380000 K bei einer Frequenz von 2.7 GHz. Zusammen mit dem PIN-Switch erhält man ein geschaltetes Rauschsignal. Mit Dämpfungsgliedern von rund 30 dB reduziert man den Pegel auf ein brauchbares Maß und erreicht außerdem, daß eventuelle Schwankungen der Impedanz des PIN - Switch nicht zu einer Änderung der Anpassung am Test Device führen. In gesperrtem Zustand des Switch liefern die Dämpfungsglieder T_c mit 300 K (Zimmertemperatur) und im geöffnetem Zustand wird das Signal auf ein T_w von 600 K reduziert. Der genaue Wert wurde mit einem Hot-Cold Eichnormal für die benutzte Bandmittenfrequenz von 2.72 GHz geeicht.

HF-Teil

Der HF-Teil besitzt im Eingang einen Low-Noise Breitband-Verstärker der Firma Miteq mit einer Rauschtemperatur von 122 K und 40 dB Gain. Ein Festmantelkabel mit einer Gehäusedurchführung vor dem Eingang des Verstärkers erhöht die Systemtemperatur auf 135 K und schützt den Verstärker vor mechanischen Belastungen.

Das nachgeschaltete Stripline-Filter auf der späteren Empfangsfrequenz des Radioteleskops hat eine Mittenfrequenz von 2.72 GHz und 100 MHz Bandbreite. Es bestimmt damit die Meßfrequenz des Systems.

Mit einem Oszillator und Mischer wird das Signal mit einem Einseitenband auf eine Zwischenfrequenz von 150 MHz heruntergemischt und verstärkt. Der Gunn Oszillator hat eine Frequenz von 2.57 GHz. Ein Breitband-Verstärker mit 45 dB Gain verstärkt das gemischte Signal.

Die Zwischenfrequenz liegt damit bei 150 MHz und wird durch ein aus Hoch-Tief-Pässen erstelltes L-C Filter bestimmt. Die Bandbreite ist identisch mit dem Stripline Filter. (siehe Blockschaltbild: HF-Teil)

Zwischenfrequenzteil mit Detektor

Das ZF Signal wird dem Detektor Einschub zugeführt. Der annähernd quadratische Detektor richtet das Signal gleich. Für die resultierende Gleichspannung gibt es eine analoge und eine digitale Anzeige. Mit der analogen Anzeige kann man schnell den Aussteuerungsbereich des Detektors prüfen, während die digitale Anzeige die Gleichspannung mit einer hohen Auflösung anzeigt. Ein NF-Verstärker mit Lautsprecher ergänzen den Einschub. Eigenschwingen von Verstärkern lassen sich damit akustisch feststellen.

Der V/F Konverter

Das DC-Ausgangssignal des Detektors wird zur Rechnerauswertung einem V/F-Konverter zugeführt. Der V/F-Konverter wandelt eine Gleichspannung von 0-5 Volt in eine Frequenz von 0 bis 5 MHz um. Das Ausgangssignal liegt in TTL-Logik vor.

Der Taktgenerator

Das ganze System wird mit einem zentralen Takt gesteuert. Ein Pulsgenerator erfüllt diese Aufgabe. Er liefert einen 16/32 ms Takt. Das Signal der Rauschdiode wird mit einem PIN-Dioden Schalter durch den Takt ein und ausgeschaltet. Dieses ergibt am Eingang des zu messenden Verstärkers die zwei verschiedene Rauschtemperaturen für den Y-Faktor. Der Takt steuert die Freigabe der Zählerkarte im Auswerterechner, damit während des Auslesens keine Veränderung der Zählraten stattfindet. Zur Synchronisation der Zählraten mit dem Programm ist der Rechner vom Takt über den USER-PORT interruptgesteuert.

Der Auswerterechner

Der Rechner ist ein Commodore PET2001 älterer Bauart mit einer externen Erweiterung des Systembusses. Auf der externen Busplatine (BETSI BOARD) sind neben einer Zählerkarte noch eine D/A-Karte und eine Eprom-Karte installiert.

Das frequenzvariable TTL-Ausgangssignal wird dieser Zählerkarte zugeführt. Durch Auslesen der Zähler-IC's erhält man im Rechner zwei Zählraten für die jeweilige Phase. Ein Maschinensprache Programm mittelt die Raten über 16 Phasen. P_1 ist die zu T_c zugehörig und P_2 die zu T_n gehörige Zahl.

Mit der Y-Faktor Methode wird daraus die momentane Rauschtemperatur berechnet.

$$T_R = \frac{T_n - Y * T_c}{Y - 1}$$

Die Differenz $P_2 - P_1$ ist ein Maß für das Gain. Setzt man die Differenz zu 0 dB, ohne ein eingeschleiftes Test-Device, so kann man die Verstärkung bzw. die Dämpfung aus der Änderung der Differenz schnell berechnen.

$$G = \frac{P_2 - P_1}{P_2^* - P_1^*}$$

P_1, P_2 Zählraten mit Test-Device

P_1^*, P_2^* Zählraten ohne Test-Device

Eine Voraussetzung für dieses Verfahren ist eine ausreichende Dynamik des Systems. Diese muß größer sein als das Gain des Test-Device.

Bildet man die Summe $P_1 + P_2$ so erhält man einen Pegel, der sehr empfindlich jede Instabilität in Gain oder Rauschtemperatur anzeigt.

Die Eprom-Karte enthält die Maschinenprogramme für die Auswertung der Zählraten und die Ansteuerung des D/A-Konverters. Die Verbindung zum Basic des PET erfolgt über die USR-Funktionen. Die Vorteile sind einerseits eine schnelle Datenaufnahme in Maschinensprache und andererseits einfache und komfortable Auswerte- und Darstellungs-Programme in Basic.

Die D/A-Karte steuert einen Zwei-Kanal-Schreiber. Die Funktion läßt sich softwaremäßig umschalten zwischen Rauschtemperatur, Gain und Pegel. Die Auflösung des Schreibers kann zwischen 3 dB, 0.8 dB, und 0.2 dB geändert werden.

Erfahrungen und Grenzen des Rauschmeßplatzes

Dynamik

Messungen haben ergeben, daß die Dynamik des Hoch- und Zwischenfrequenzteils 30 dB beträgt. Ein zwischen Rauschquelle und HF-Teil geschalteter Verstärker darf somit bis zu 30 dB Gain haben ohne das System zu übersteuern und die Messung zu verfälschen.

Besitzt ein Test-Device eine höhere Verstärkung, so kann ein Dämpfungsglied zwischen dem Ausgang des Test-Device und dem HF-Eingang des Meßplatzes die Verstärkung auf unter 30 dB beschränken, ohne einen großen Einfluß auf die Systemtemperatur zu verursachen.

Eichung

Vor einer Messung wird das System geeicht, in Rauschtemperatur und Gain, indem das gedämpfte Signal der Rauschquelle direkt mit dem HF-Teil verbunden wird.

Das Gain wird zu 0 dB definiert und vom Rechner während der Initialisierung übernommen.

Die Rauschzahl 135 K am Eingang des HF-Teil wird als Referenz genommen. T_c ist 300 K und das momentane T_n wird aus den 135 K zurückgerechnet. Die 135 K sind durch eine Hot-Cold Eichung mit flüssigem Stickstoff und geheiztem Widerstand bestimmt worden. Sie werden nur in größeren Zeitabständen mit dem gleichen Verfahren kontrolliert.

Infolge der relativen Unabhängigkeit von flüssigem Stickstoff ist das System immer nutzbar und benötigt für langfristige Messungen keine Betreuung.

Erfahrungen

Die Arbeiten mit dem Meßplatz haben gezeigt:

Die relative Bestimmung des Gain ist mit einer Genauigkeit weniger als 0.003 dB möglich. Die absolute Bestimmung ist besser als 0.05 dB.

(Dieser Wert erfordert eine große Sorgfalt mit den Steckverbindungen. Ein schlechter oder loser Übergang ergibt Unsicherheiten die ein mehrfaches der Genauigkeit betragen.)

Die Bestimmung der Rauschtemperatur eines Verstärkers besitzt eine absolute Genauigkeit von ± 2 K. Diese Zahl ist durch die Unsicherheit der Eichung bestimmt. Eine eventuelle Ungenauigkeit der Hot-Cold Eichung mit flüssigem Stickstoff beeinflusst die Grundgenauigkeit. Die relative Genauigkeit ist natürlich besser und liegt unter ± 0.1 K.

Mit Hilfe des XT-Schreibers sind Stabilitätstest über längere Zeiträume hinweg durchführbar. Aus der langfristigen Aufzeichnung der Rausch- und Pegelspur lassen sich Rückschlüsse ziehen über langfristige Trends und mögliche Instabilitäten.

Mit diesem Meßplatz ist es möglich Verstärker bezüglich der Rauschtemperatur und der Verstärkung zu optimieren. Jede Beeinflussung des Verstärkers kann sofort abgelesen werden, der Einfluß des Transistor-Stromes und der Betriebsspannung sind leicht zu erkennen.

Der Einfluß der Umgebungstemperatur auf die Rauschtemperatur des Verstärkers ist eindrucksvoll zu beobachten. Bei Zimmertemperatur ergibt eine Veränderung von 1° eine Änderung der Rauschtemperatur von ca. 0,1 K.

Kopplung eines HF-Meßplatzes mit einem Mikrocomputer

Der HF-Meßplatz besteht aus einem Signalgenerator der Firma Marconi, einem Netzwerkanalysator von HP und einem Oszillografen zur Darstellung.

Ziel ist es, den bestehenden HF-Meßplatz mit einem Interface zu versehen, damit man die Vorteile eines Mikrocomputers, auch bei der betragsmäßigen Messung von S-Parametern einsetzen kann.

Man erhält damit Möglichkeiten die erst modernste kommerzielle Geräte, mit einem erheblichen Kostenaufwand, bieten.

Der Signalgenerator

Er überstreicht den Frequenzbereich von 1 bis 12 GHz, unterteilt in 4 Bereichen. Der Wechsel der Bereiche erfolgt durch Austausch der HF-Einschübe. Für das, im Rahmen der Diplomarbeit, benutzte 11 cm Band eignet sich der Einschub mit dem Bereich 2-4 GHz.

Die Amplitude des Ausgangssignals schwankt in diesem Bereich trotz einer ALC (Automatic Level Control) um ca. 3 dB. Dieses verfälscht die Messungen erheblich. Genauere Messungen sind nur in einem schmalen Bereich möglich.

Der Generator besitzt eine Wobbel Einrichtung. Die Wobbelfrequenz läßt sich in Bereichen von >10 bis $<.01$ Sekunden ändern.

Der Sweep-Ausgang des Wobblers liefert eine Spannung von 0-5 Volt proportional der Frequenz. Eichmarken können eingeblendet werden.

Der Netzwerkanalysator

Er stellt die S-Parameter einer Schaltung in polarer Darstellung und in dB gewandelt auf einem Schirm dar. Der allerdings umschaltbare Dynamikbereich auf dem Schirm ist kleiner als 20 dB und nicht linear unterteilt.

Der Analysator wird mit dem Hochfrequenzsignal des Signalgenerators versorgt. Eine Korrektur des nicht amplitudenstabilen HF-Signals reicht nicht aus und kann zu fehlerhaften Ergebnissen führen. Um die Eingangs S-Parameter eines Verstärkers zu bestimmen darf man nur sehr kleine Eingangsamplituden verwenden. Sonst wird der Verstärker übersteuert und eine Veränderung der S-Parameter tritt ein. Die Rauschspur auf dem Bildschirm erreicht dann eine Breite von über 2 dB und der Analysator synchronisiert nicht mehr.

Ein Oszillograph dient zur gleichzeitigen Darstellung von Durchlaßkurven mit Hilfe eines Detectors. Die horizontale Ablenkung wird vom HF-Generator mit dem Sweep-Ausgang gesteuert. Die Pegel der Durchlaßkurven sind nicht normiert.

Zur Erweiterung und Verbesserung des Meßplatzes wurde ein Rechnerinterface entwickelt.

Mit Hilfe eines Rechners hat man dann folgende Möglichkeiten:

- Aufnahme von Meßkurven und deren Darstellung auf einem großen Bildschirm
- Die Kurve eines einzigen Durchlaufes bleibt als stehendes Bild erhalten
- Eine Normierung der Messung
- Es ist eine logarithmische Darstellung verwendbar
- Der Bildschirm ist beschriftbar mit z.B. Frequenz und Pegel
- Eine Bildschirm-Hardcopy auf einen Matrixdrucker kann erzeugt werden
- Das Ablegen von Meßungen auf Diskette zum späteren Vergleich
- Ein langsamer Durchlauf der Frequenz ist möglich und wichtig z.B. für das Einschwingverhalten von schmalbandigen Filtern

Grundsätzliches:

Das System gliedert sich in:

- Meßsender mit Frequenzwobbeleinrichtung
- Richtkoppler
- Detector evt. mit Vorverstärker
- 2-Kanal A/D Konverter
- parallele Computerschnittstelle
- Auswerterechner
- Matrixdrucker
- Software zur Aufnahme und Reduktion der Messungen

Zur Darstellung einer Meßkurve benötigt man eine der momentanen Frequenz entsprechende Spannung. Der Sweep-Generator liefert auf dem Sweep-Ausgang eine Spannung von 0-5 Volt proportional der Ausgangsfrequenz.

Die Meßgröße, eine HF-Leistung zwischen 2-3 GHz, wandelt der Detektor in eine Spannung um. Der Detektor besitzt eine annähernd quadratische Kennlinie und liefert eine negative Ausgangsspannung die, in einem gewissen Bereich, proportional der Eingangsleistung ist.

Zur Bestimmung der Anpassung eines Eingangs oder Ausgangs benutzt man einen Richtkoppler. Das durch Fehlanpassung am betreffenden Anschluß reflektierte Signal wird durch den Koppler dem Detector zugeführt. Mit Hilfe eines zusätzlichen Breitbandverstärkers vor dem Detector können die Messungen auch mit sehr kleinen HF-Pegeln durchgeführt werden. Bei diesem einfachen Verfahren verliert man die Phaseninformation und beschränkt sich auf den Betrag der S-Parameter.

Deshalb hat der HF-Netzwerkanalysator immer noch eine Funktion als parallel Kontrolle des Phasenverlaufs.

Zur schnellen Umwandlung der Spannungen am Detector Ausgang und der Sweep-Spannung, in für Rechner, verarbeitbare Größen bietet sich ein Analog-Digital Konverter an. Die digitalen Signale am Ausgang des Konverters können über eine parallele Schnittstelle in den Rechner eingelesen werden.

Als Kern des A/D Konverters wurde das IC ADC80 ausgewählt. Zwei dieser IC's ermöglichen eine gleichzeitige Wandlung beider Spannungen. Es wurde eine Ansteuerschaltung für die IC's entworfen und aufgebaut.

Die parallele Schnittstelle ist eine Einsteckkarte mit einem 6522-VIA Baustein. Der Rechner ist ein Apple II+ mit 64 kB Memory im Hauptspeicher und einer 6502 CPU. Eine 256 kB Speichererweiterung ist vorhanden und wird als Zwischenspeicher für die Datenaufnahme verwendet. Die Daten können in zwei Laufwerken auf Disketten endgültig abgelegt werden.

Die Verbindung zu einem Matrixdrucker kann durch eine serielle oder parallele Schnittstelle hergestellt werden.

Alle Anpassungskurven dieser Diplomarbeit sind mit diesem System erstellt worden.

Der Analog-Digital Konverter

Das IC ADC80AG-12 ist ein Analog-Digital Konverter der Firma Burr und Brown und besitzt eine Auflösung von 12 Bit.

Die Conversion-Time, die Zeit die vom Startimpuls bis zur Vollendung der Messung gebraucht wird, beträgt 25 Mikrosekunden. Dieses entspricht einer maximalen Arbeitsfrequenz von 40 KHz.

Das IC besitzt einen internen Taktgenerator einen Komparator und eine interne Referenzspannungserzeugung. Das Gehäuse ist aus Keramik und besitzt 32 Anschlüsse. Der interne Aufbau ist in Dünnschichttechnik ausgeführt.

Die Eingangsspannung kann zwischen +/- 10V, +/- 5V, und +/- 2.5V umgeschaltet werden. Eine Betriebsart nur für positive Eingangsspannungen ist auch wählbar. Der Nullpunkt und die Vollaussteuerung können über zwei externe Trimpotentiometer feinjustiert werden.

Die Steuerung des ADC 80 ist relativ einfach. Mit einem Impuls von 100 Nano- bis 2 Mikrosekunden Länge auf dem Convert Eingang startet man die Wandlung. Der Übergang auf High am Status Ausgang zeigt das Ende des Vorganges an und die Bereitschaft zum erneuten Start. Die Daten liegen dann 12 Bit parallel an den entsprechenden Ausgängen an.

Je nach Beschaltung liegen die Daten in der Form COB, CTC, oder CSB an.

COB bedeutet Complementary Offset Binary

CTC bedeutet Complementary Two's Complement

CSB bedeutet Complementary Straight Binary

Der Unterschied Zwischen COB und CTC besteht nur in der Nutzung des MSB (Most Significant Bit). Für COB nutzt man Anschluß 6 des IC's, das MSB und für CTC Anschluß 8, an dem $\overline{\text{MSB}}$ anliegt.

Mit einer Verdrahtung für unipolare Operation, d.h. positive und negative Eingangsspannungen können umgewandelt werden, erhält man COB oder CTC.

Für einen Aussteuerungsbereich von z.B. +/- 10 Volt gilt mit COB:

MSB	LSB	
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	+ 10 Volt
0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0 Volt
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	- 10 Volt

LSB (Least Significant Bit)
MSB (Most Significant Bit)

Die Auflösung beträgt in diesem Mode 4,88 mV und ist für die anderen Bereiche dann halb oder ein viertel so groß.

Für einen Aussteuerungsbereich von 0 bis +10 Volt gilt CSB:

MSB	LSB	
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	+ 10 Volt
0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	+ 5 Volt
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0 Volt

Die Auflösung beträgt in diesem Mode 2,44 mV und ist für den +5 Volt Bereich 1.22 mV.

Der analoge und der digitale Teil des IC's besitzen eine getrennte Masse. In den Applikationsunterlagen wird vorgeschlagen diese Massen möglichst zu verbinden. Durch ein entsprechendes Layout der Platine soll eine möglichst hohe Entkopplung zwischen der analogen und digitalen Beschaltung erreicht werden. Beide Maßnahmen verringern das Eigenrauschen und Störungen der Meßgröße.

Der analoge Eingang hat eine Impedanz von 500 Ohm pro Volt. Für ein Meßgerät ist dieses relativ niederohmig. Deshalb wurde ein Operationsverstärker mit FET-Eingängen als Impedanzwandler vorgeschaltet. Wahlweise kann der Operationsverstärker auch auf eine Verstärkung von 10 umgeschaltet werden.

Die gesamte Schaltung ist in einem separaten Gehäuse untergebracht. Die Verbindung zum Rechner erfolgt über ein 26 poliges Flachbandkabel für den digitalen Teil und eine getrennte Leitung für die Betriebsspannungen. Die analogen Eingänge besitzen BNC-Buchsen und einen Umschalter für die Meßbereiche. Bei Messungen in der empfindlichsten Stufe darf die Länge des BNC-Kabels nicht länger als 50 cm betragen, damit kein Brumm oder andere Störimpulse aufzufangen werden.

Das Parallel-Interface

Zur Steuerung und Auslesen des ADC's von einem Rechner aus wird ein Interface mit paralleler Schnittstelle verwendet. Die Schnittstelle besitzt als Baustein einen Verstärkte Interface Adapter 6522. Der "vielseitige Interface Adapter ist eine verbesserte Version des Peripheren Interface Adapter 6520. (/12/)

Der 6522 VIA enthält:

- 1) Zwei 8 Bit Ein/Ausgabe Ports (Port A und B)
Jeder der Anschlüsse kann individuell ausgewählt werden und kann damit entweder als Eingang oder als Ausgang dienen.
- 2) Vier Status und Steuerleitungen (zwei jedem Port zugeordnet)
- 3) Zwei 16-Bit Zähler/Zeitgeber, die zur Erzeugung oder zum Zählen von Impulsen verwendet werden können. Diese Zeitgeber können einzelne Impulse oder eine kontinuierliche Serie von Impulsen erzeugen.
- 4) Ein 8-Bit Schieberegister, das Daten seriell/parallel umwandeln kann.
- 5) Unterbrechungslogik, sodaß eine interruptgesteuerte Ein-/Ausgabe ausgeführt werden kann.

Der VIA besitzt 16 interne Speicher

Die wichtigsten davon sind:

DDRA	Data Direction Register A (Def. Ein oder Ausgabe Port A)
DDRB	" " " B (" " " Port B)
ORA	Register Port A
ORB	Register Port B
PCR	Peripheral Control Register (Für Fkt. der Statusleit.)
ACR	Auxiliary Control Register (Für Timer und Shift Reg.)
IFR	Interrupt Flag Register
IER	Interrupt Enable Register

Diese Register sind ausreichend zur Programmierung als parallelen Baustein. Die Timer und Shift Funktionen werden für diese Anwendung nicht benötigt.

Durch die Verwendung von zwei ADC's sind außer den Steuerleitungen auch zwei mal 12 Bit Daten zu übertragen. Da in einem VIA nicht genügend Leitungen verfügbar sind, wird der Datenbus im Multiplex Verfahren übertragen.

Die Belegung der Port's ist:

Datenleitungen:

Port A Alle 8 Bit (PA0 - PA7) auf Eingabe.
PA7 ist das MSB (Most significant Bit) des ADC's

Port B 4 Bit (PB7 - PB4) auf Eingabe
PB4 ist das LSB (least significant Bit) des ADC'S

Steuerleitungen:

Port B Bit FB2 auf Ausgabe; gibt den Convert-Impuls für den ADC 0.

Bit FB1 auf Ausgabe; gibt den Convert-Impuls für den ADC 1.

Bit PBO auf Ausgabe; wählt den ADC 0 oder ADC1 zum Auslesen an.

Bit FB3 ist nicht belegt.

Die Kontrolleitungen:

CA2 Statusabfrage von ADC0
CB2 Statusabfrage von ADC1

Durch diese Wahl können die ADC's voneinander unabhängig gesteuert werden.

Die Steuerung erfolgt vom Rechner aus in Maschinensprache. Das Treiberprogramm wurde in Assembler erstellt und dient zur schnellen Aufnahme der Daten. Als Zwischenspeicher im Rechner dient eine 256k Erweiterung die aber nur zum Teil dafür genutzt wird.

Die Steuerworte zur Initialisierung des 6522 in dieser Aufgabe sind:

- 1) 01111111 in das IER zum Löschen aller Freigaben möglicher (7FH) Interrupts
- 2) 10001001 in das nur CA2 und CB2 dürfen einen Interupt erzeugen (B9H)
- 3) 00000011 in das ACR, die Zwischenspeicher im 6522 an Port (03H) A und B werden aktiviert
- 4) 00100010 in das PCR, CA2 und CB2 reagieren auf die negative Flanke der Statusleitung (ADC80) (22H)
- 5) 00000000 in das DDRA, PA0-PA7 werden Eingänge (00H)
- 6) 00001111 in das DDRB, PBO-PB3 werden Ausgänge, PB4-PB7 werden Eingänge (0FH)

Der Kern des Treiberprogramms ist:

- 1) 00000110 in das ORB, dies startet beide A/D-Konverter (06H)
- 2) 00001001 muß der Wert des IFR werden, dann sind beide (09H) ADC's fertig
- 3) 00000000 in das ORB, und aus ORA (Bit 7-0) und ORB (Bit 7-00H) 4) kann der Wert des ADC0 gelesen werden
- 4) 00000001 in das ORB, und aus ORA (Bit 7-0) und ORB (Bit 7-01H) 4) kann der Wert des ADC1 gelesen werden

Im Anhang sind zwei Assemblerprogramme angefügt. Das Programm ADCSWEEP macht aus dem Bildschirm des Rechners einen Speicheroszillographen, der die Funktion des Oszilloraphen im HF-Meßplatz übernehmen kann. Die Auflösung des Graphik-Bildschirms ist 255 * 180 und reicht für diese Aufgabe aus.

Die Programmierung weist keine Besonderheiten auf. Es werden einige Systemroutinen des Apple genutzt. Zur Beschleunigung des Plot-Vorganges wird erst überprüft, ob sich der betreffende Wert auch geändert hat. Erst dann wird er gelöscht und der neue Meßpunkt dargestellt. Die minimale horizontale Ablenkzeit liegt bei rund 10 ms, die maximale ist praktisch nicht begrenzt. Das Resultat ist ein großes und ruhiges, nicht flimmerndes Bild.

Das Programm ADCSWEEP-ASSEMBLER-BASIC läuft im Zusammenhang mit einem Basic Programm. Die Steuerung des Maschinenprogramms hätte auch aus einer anderen höheren Programmiersprache heraus erfolgen können, jedoch bot sich diese durch Unterstützung der Graphik an. Der Geschwindigkeitsnachteil einer Interpreter-Sprache konnte durch einen Basic-Compiler teilweise aufgeholt werden.

Das Basic-Programm initialisiert den 6522, startet die Datenaufnahme und liest die Daten aus der Speichererweiterung aus. Es wird abgefragt, ob es sich um eine Referenzmessung für " 0 dB " handelt. Eine Referenzmessung wird in absolute Pegel dBm (db in Bezug auf 1 mW Leistung) umgewandelt. Dies geschieht mit einer Tabelle die für den Detector, in einem Frequenzbereich, ausgemessen worden ist. Die Speicherung der Referenzwerte erfolgt dann auf Diskette.

Eine andere Meßung wird ebenfalls in dBm umgewandelt. Die Differenz zwischen Meßung und Referenz wird gebildet und auf dem Bildschirm geplottet. Das Bild kann man mit einer Beschriftung versehen und auf einer Diskette archivieren.

Die Resultate dieses Programms sind in dieser Arbeit bei den Themen Auskopplung und FET-Verstärker zu sehen.

Eichung des Detectors

Die Eichkurve des Detectors für das 11 cm Band ist auf Seite 26 zu sehen. Zur besseren Übersicht wurde eine sowohl lineare als auch eine logarithmische Darstellung gewählt. Die lineare Darstellung ist in zwei Aussteuerungsbereiche unterteilt. Der maximale Pegel, der an den Detector angelegt wurde beträgt 10 dBm. Man erkennt in der logarithmischen Darstellung, daß bei den Pegeln über -5 dBm, ein Sättigungseffekt durch Übersteuerung eintritt. Dies ist in der Graphik bei 15 dB. Durch diese Eichung ist der Detector auch in diesem Bereich ohne quadratische Kennlinie einsetzbar. Der Detector stammt von Marconi Instruments und hat die Bezeichnung: Wide Band Detector, Freq. 0.05 - 12.4 GHz Typ 6165/2 Seriennummer 150.

Die Eichung wurde mit Hilfe eines schaltbaren Dämpfungsgliedes durchgeführt.

Dessen Daten sind :

Frequenzbereich 0 - 4000 MHz

Dämpfung 0 - 60 dB, schaltbar in 1 und 10 dB Stufen

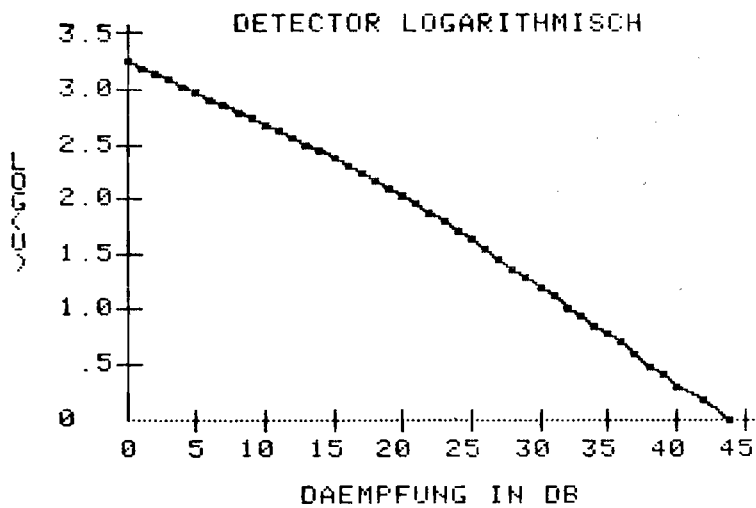
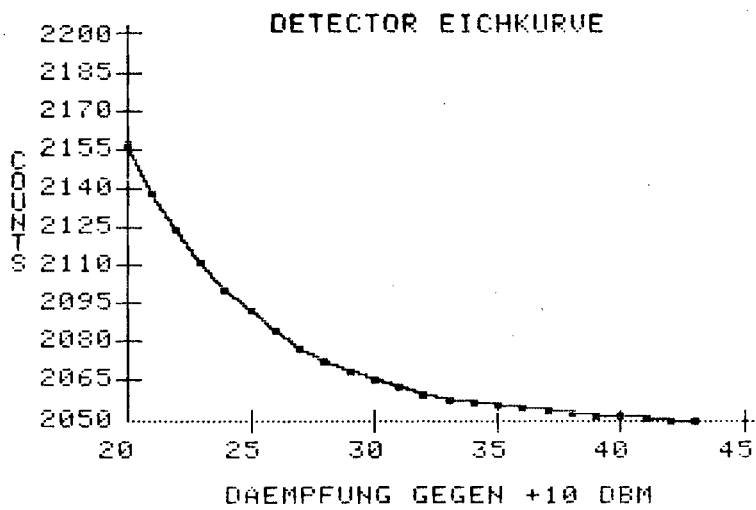
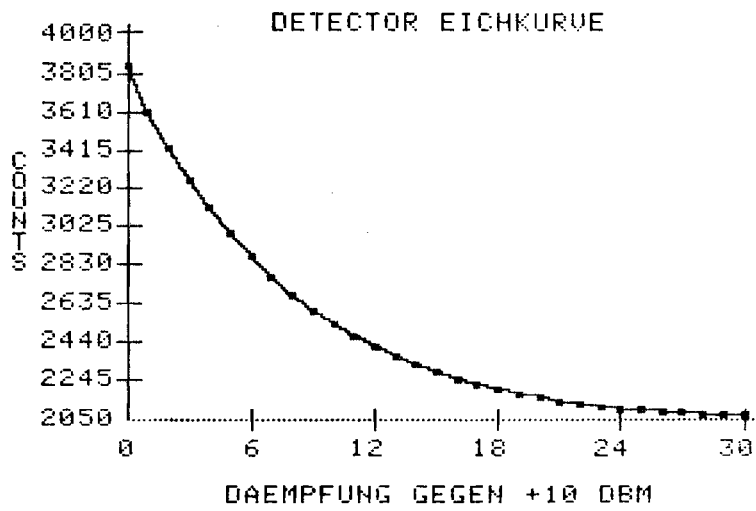
Als zunächst Unregelmäßigkeiten in der Eichkurve auftraten, wurde das Dämpfungsglied mit dem Rauschmeßplatz auf 2.72 GHz ausgemessen. Die Dämpfung weicht in einigen Schaltstufen um mehr als 0.5 dB vom Sollwert ab.

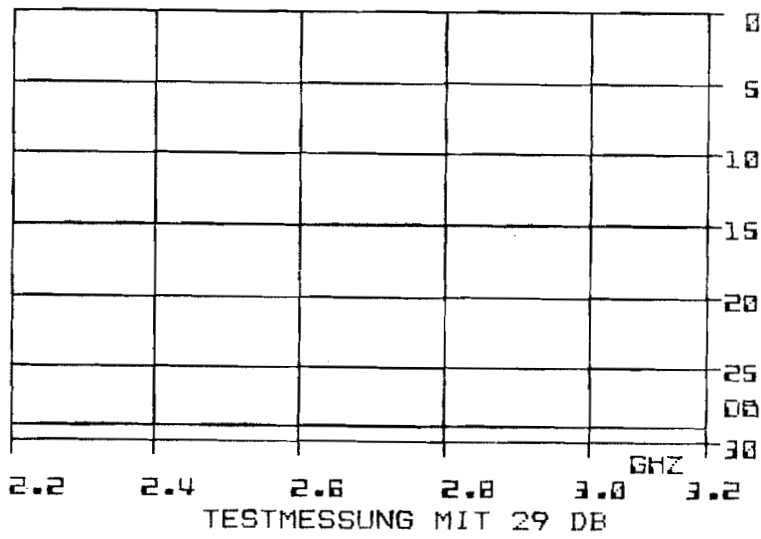
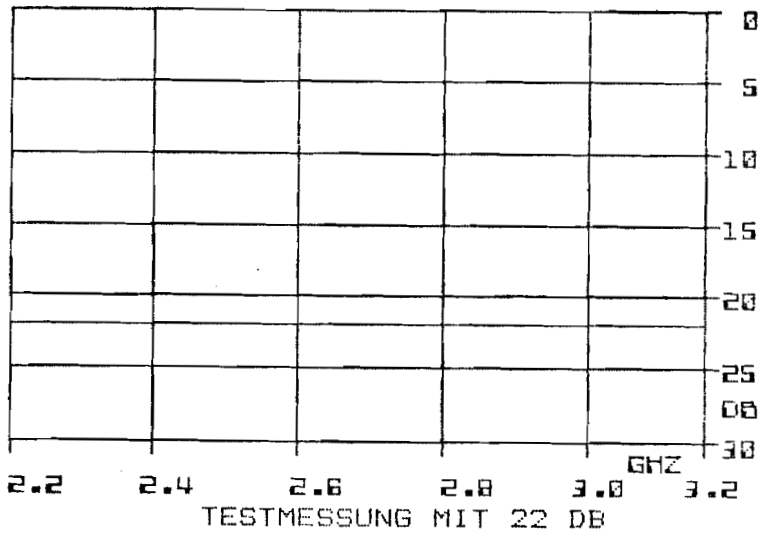
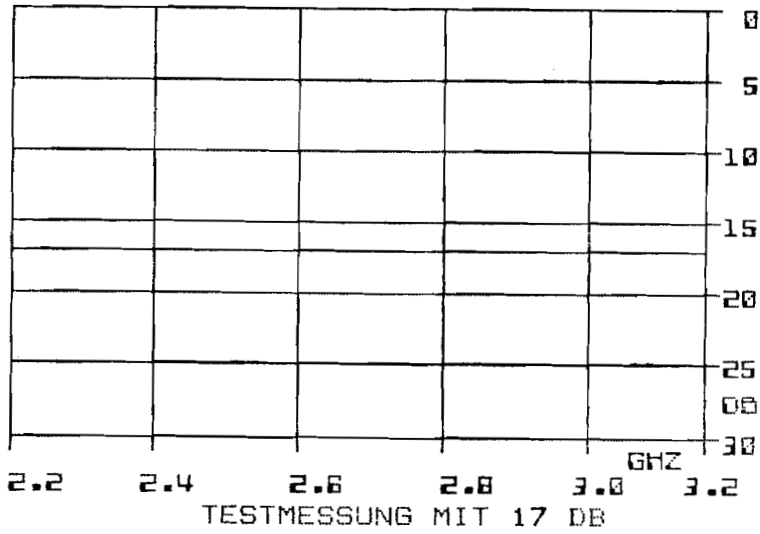
Sollwert (dB)	Meßwert (dB)	
0	0.27	Meßwerte mit der Unsicherheit von +/- 0.05dB
1	1.11	
2	2.10	
3	3.43	
4	4.40	
5	5.32	
6	6.01	
7	7.20	
8	8.56 !!!	
9	9.18	
10	10.42	

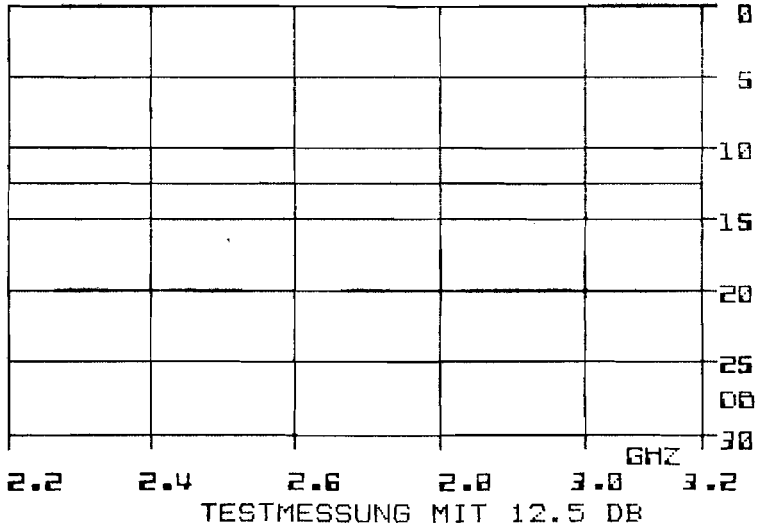
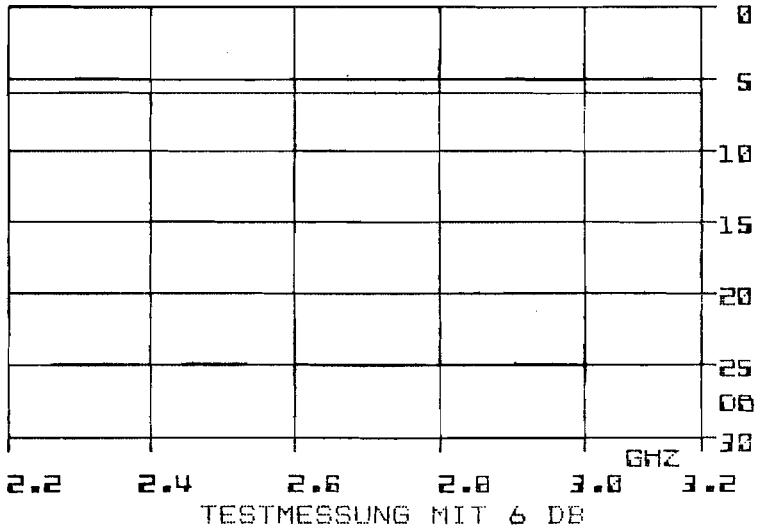
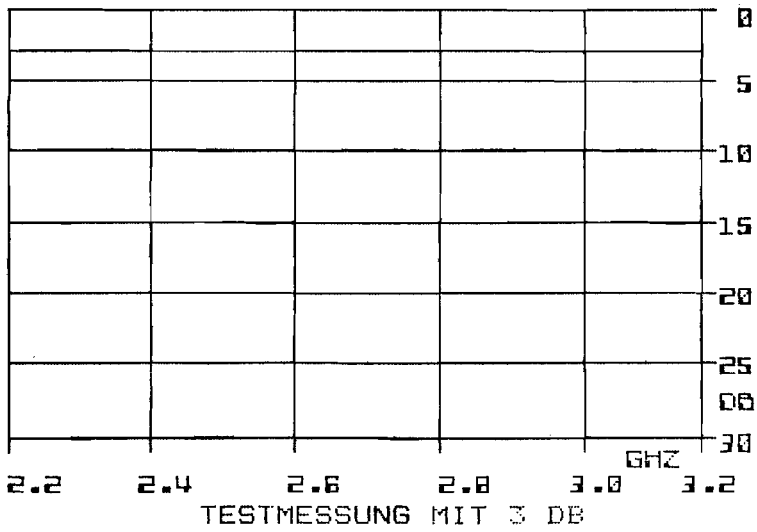
Mit den realen Dämpfungen ergab sich auch der glatte Verlauf der Eichkurve.

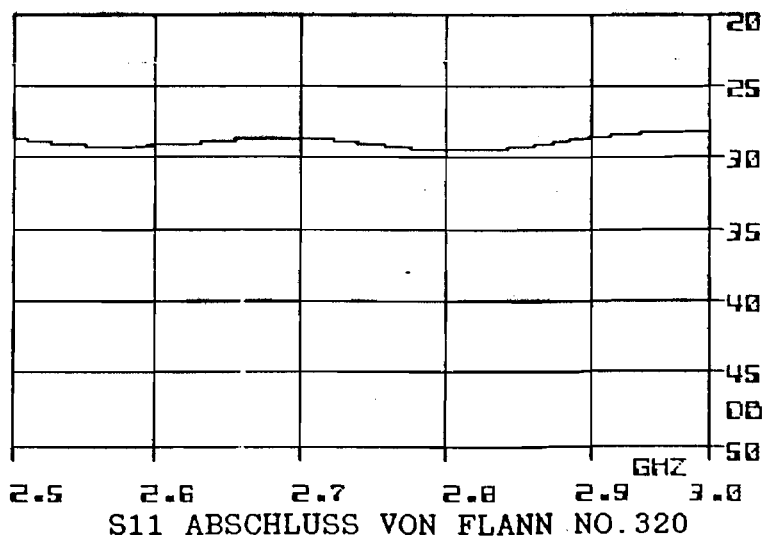
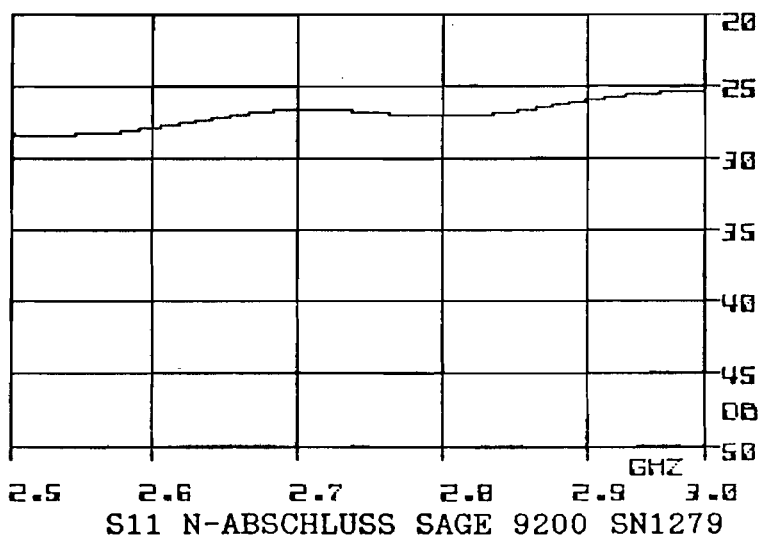
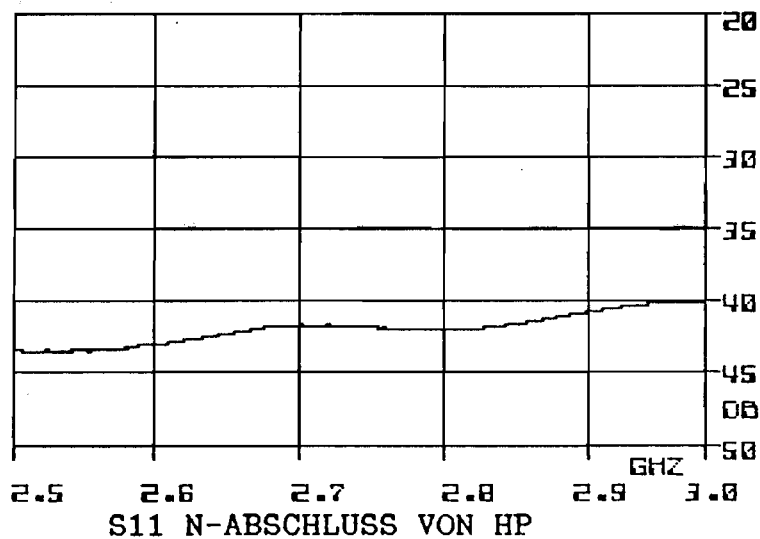
Die Seiten 27 und 28 zeigen die Wirksamkeit der Normierung durch Messungen des Gain mit verschiedenen Dämpfungsgliedern. Dabei wurden die Werte 3 dB, 6 dB, 12.5 dB, 17 dB, 22 dB, 29 dB verwendet. Die zum Teil krummen Werte wurden durch Rauschmessungen bestimmt.

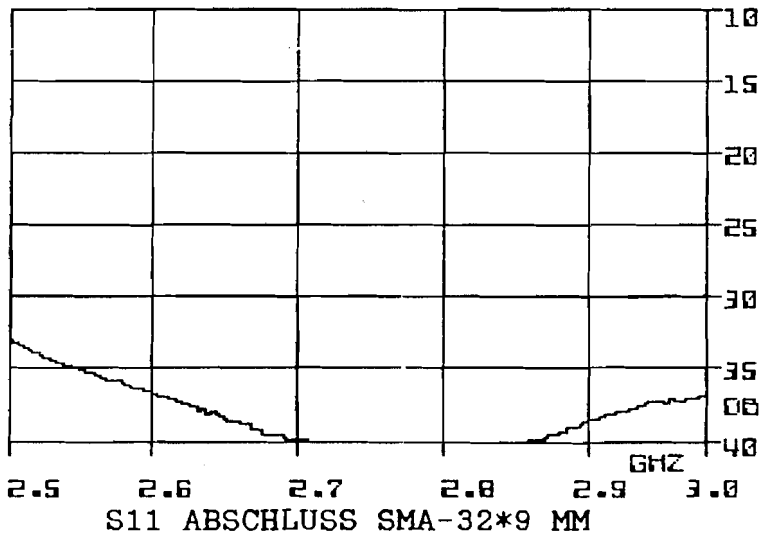
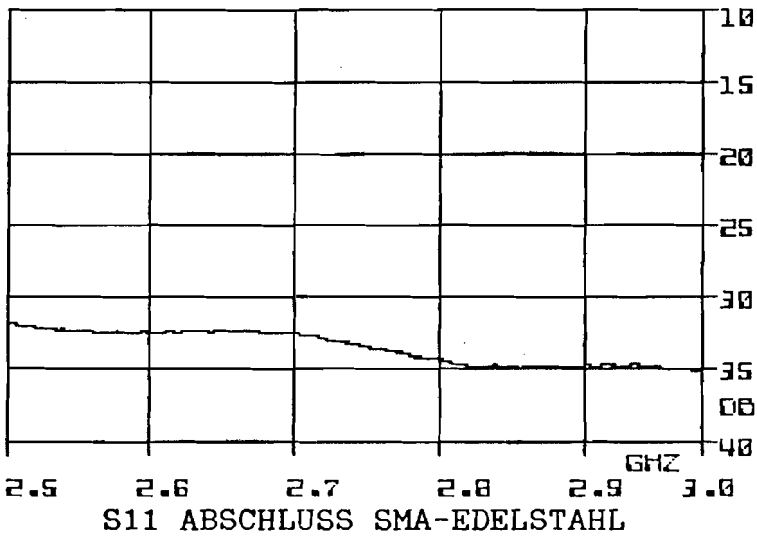
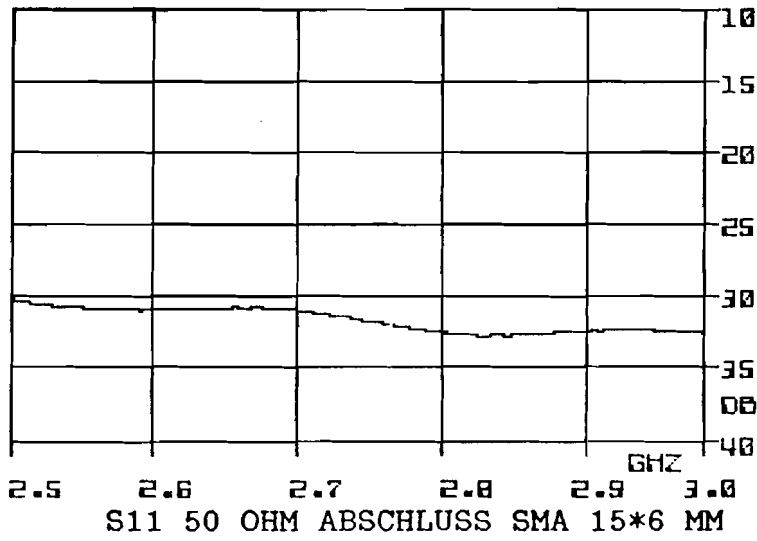
Auf den Seiten 29 und 30 wurde die Anpassung einiger 50 Ohm Abschlußwiderstände gemessen. Damit lassen sich auch die Grenzen in dieser Betriebsart kennenzulernen. Anpassungen über 40 dB gelten als unrealistisch und dürften auch hier die meßtechnische Grenze des Systems sein.











Wellentheorie im Rundhohlleiter

Man betrachtet sinusförmige elektromagnetische Wellen in einem metallischen Hohlzylinder. Die Maxwell-Gleichungen lauten in differentieller Form:

$$\operatorname{rot} \vec{E} = - \left(\partial \vec{B} / \partial t \right)$$

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{G} + \left(\partial \vec{D} / \partial t \right)$$

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0$$

$$\operatorname{div} \vec{D} = \rho$$

Da im Hohlleiter keine freien Ladungsträger existieren und der Innenraum mit einem Gas (im allgemeinen Luft) gefüllt ist, gelten noch folgende Materialgleichungen:

$$\vec{D} = \epsilon_r \epsilon_0 \vec{E}$$

$$\vec{B} = \mu_r \mu_0 \vec{H}$$

$$\vec{G} = 0$$

$$\rho = 0$$

Zu diesen Vereinfachungen kommt die Annahme :

Man betrachtet nur solche Lösungen, bei denen die Feldvektoren an jedem Ort harmonische Schwingungen mit der Kreisfrequenz ausführen. Einen beliebigen periodischen oder aperiodischen Vorgang sieht man dabei, als durch Superposition solcher monochromatischen Schwingungen mittels Fourierreihe bzw. Fourierintegral entstanden.

Die vereinfachten Gleichungen sind dann:

$$\operatorname{rot} \vec{H} = i \omega \epsilon \vec{E}$$

$$\operatorname{rot} \vec{E} = - i \omega \mu \vec{H}$$

$$\operatorname{div} \vec{E} = 0$$

$$\operatorname{rot} \vec{H} = 0$$

Wendet man den Operator rot auf die ersten beiden Gleichungen an, so erhält man :

$$\text{rot rot } \vec{H} = \omega^2 \epsilon \mu \vec{H}$$

$$\text{rot rot } \vec{E} = \omega^2 \epsilon \mu \vec{E}$$

Mit einer Umformung erhält man die bekannten Wellengleichungen:

$$\Delta \vec{E} + k^2 \vec{E} = 0$$

$$\Delta \vec{H} + k^2 \vec{H} = 0$$

$$k^2 = \omega^2 \epsilon \mu$$

Sie werden gelöst, indem man die allgemeinste Lösung durch Superposition spezieller Wellenformen ("modes") gewinnt. Welche Wellenformen auftreten können, hängt von der Form des Querschnittes des Wellenleiters und damit von den Randbedingungen der Differenzialgleichungen ab. Eine Grobeinteilung aller möglichen Modes, wird nach dem Verschwinden bestimmter Feldkomponenten vorgenommen. Innerhalb dieser Gruppen erfolgt die Klassifizierung, nach der Zahl der Nullstellen ("Knoten") der einzelnen Feldkomponenten.

Wenn man die Längserstreckung des Leitungssystems als Z-Richtung verwendet, ergibt sich die formale Grobeinteilung:

Wellen mit:

- a) $E_z = H_z = 0$; TEM-Wellen oder Leitungswellen
(transversale elektromagnetische Wellen)
- b) $E_z = 0, H_z \neq 0$; TE-Wellen oder H-Wellen
(transversale elektrische Wellen)
- c) $E_z \neq 0, H_z = 0$; TM-Wellen oder E-Wellen
(transversale magnetische Wellen)

Als Lösungsansatz für die Wellengleichung in einem allgemeinen Vektorfeld wird ein Separationsansatz für die Z-Richtung gemacht. Die beiden anderen Koordinaten werden u und v genannt.

$$\vec{A}(u, v, z) = \vec{A}_0(u, v) * \text{Exp}(-\gamma z)$$

Eine Auftrennung in die Z-Komponente und die transversale Komponente ergibt für das Feld und den Laplace Operator:

$$\vec{A}_0 = \vec{A}_{0t} + \vec{A}_z$$

$$\Delta = \Delta_t + (\partial^2 / \partial z^2)$$

Die Wellengleichung läßt sich damit ebenfalls separieren:

$$\Delta_t \vec{A}_{0t} + (k^2 + \gamma^2) \vec{A}_{0t} = 0$$

$$\Delta_t \vec{A}_z + (k^2 + \gamma^2) \vec{A}_z = 0$$

Es reicht nur die letzte Gleichung zu lösen, da man über die Feldkomponente A_{0z} das gesamte Feld berechnen kann. In einem Rundhohleiter sind Zylinderkoordinaten günstiger für die Berechnung als kartesische. Mit dem transversalen Laplace-Operator in Zylinderkoordinaten erhält man:

$$\frac{\partial^2 A_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A_z}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A_z}{\partial \theta^2} + (k^2 + \gamma^2) A_z = 0$$

Durch einen Produktansatz und die Multiplikation mit r^2 hat die Gleichung die Form:

$$A_z = f(r) g(\theta)$$

$$\frac{r}{f} \frac{\partial^2 f}{\partial r^2} + r \frac{\partial f}{\partial r} + \frac{1}{g} \frac{\partial^2 g}{\partial \theta^2} + r^2 (k^2 + \gamma^2) = 0$$

Diese Gleichung ist nur dann immer erfüllt wenn gilt:

$$\frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} + f((k^2 + \gamma^2) - (n^2/r^2)) = 0$$

$$(\partial^2 g / \partial \theta^2) + n^2 g = 0$$

Die Lösung der zweiten Gleichung hat die Form:

$$g(\theta) = \mathcal{G}_1 \sin(n\theta) + \mathcal{G}_2 \cos(n\theta)$$

Aus Gründen der Symmetrie, für das Feld im Zylinder, muß n eine ganze Zahl sein.

Die erste Gleichung der Seite hat die Form der Besselschen Differentialgleichung. Ihre Lösung ist bekannt in der Form:

$$f(r) = \mathcal{F}_1 J_n(hr) + \mathcal{F}_2 Y_n(hr)$$

mit $h = (k^2 + \gamma^2)^{1/2}$

Dabei ist J_n die Besselfunktion erster Art und Y_n die Besselfunktion zweiter Art, die auch Neumannsche Funktionen heißen. Alle Neumannschen Funktionen haben bei 0 eine Singularität mit minus unendlich. Wegen der Normierbarkeit muß daher $\mathcal{F}_2 = 0$ gelten. Man erhält:

$$A_{\varphi} (r, \theta) = (\mathcal{G}_1 \sin(n\theta) + \mathcal{G}_2 \cos(n\theta)) \mathcal{F}_1 J_n(hr)$$

Mit den Randbedingungen für das elektrische Feld auf der Zylinderoberfläche, erhält man die Lösung für die transversal magnetischen Wellen.

$$E_r = 0 \quad ; r = a$$

$$J_n(ha) = 0$$

Die ersten Nullstellen der Besselfunktion liegen aus der Literatur in tabellarischer Form vor. Die Bezeichnung P_{nm} sagt aus: m-te Nullstelle der n-ten Besselfunktion.

$$ha = P_{nm}$$

$$\lambda_0 = 2\pi a / P_{nm}$$

Die Grenzwellenlänge kann damit berechnet werden.
Werte für die ersten Nullstellen sind:

$$P_{01} = 2.405$$

$$P_{11} = 3.832$$

$$P_{21} = 5.135$$

$$P_{02} = 5.520$$

$$P_{12} = 7.016$$

Die Randbedingungen für das magnetische Feld sind:

$$\left(\frac{\partial H_r}{\partial r} \right) = 0 \quad ; r = a$$

Das heißt die Ableitung der Besselfunktion muß Null werden.

$$\left(\frac{dJ_n(hr)}{dr} \right) = 0 \quad ; r = a$$

Analog erhält man die Grenzwellenlängen der Modes für die relativen Maxima der Besselfunktion (P'_{nm}).

$$\lambda_0 = 2\pi a / P'_{nm}$$

Die zugehörigen Zahlenwerte aus der Tabelle sind:

$$\begin{aligned}P'_{01} &= 3.832 \\P'_{11} &= 1.841 \\P'_{21} &= 3.054 \\P'_{02} &= 7.016 \\P'_{12} &= 5.331 \\P'_{22} &= 6.706\end{aligned}$$

Die Grundwelle eines Rundhohlleiters ist also die TE_{11} Welle. Sie ist die tiefste Frequenz, die sich bei gegebenen Maßen des Hohlleiters, gerade noch darin ausbreiten kann.

Für die TE_{11} existiert ein Eindeutigkeitsbereich, in dem noch kein weiterer Mode angeregt wird.

$$\text{Dieser ist } 1.31 < \lambda / (2 * a) < 1.706$$

a ist der Radius des Hohlleiters

Wegen dieser Stabilität ist dieser Mode, der am häufigsten benutzt in den Rundhohlleitern.

Dämpfung der Wellen in Rundhohlleitern

Bei einem Leitersystem unterscheidet man im allgemeinen dielektrische und Stromwärmeverluste. Das Dielektrikum Luft, das sich meistens in einem Hohlleiter befindet, wird hier als verlustlos angesehen.

In der Nähe der kritischen Frequenz erfahren Hohlleiterwellen eine sehr hohe Dämpfung. Der Grund hierfür ist der sehr steile Einfallswinkel der reflektierten Partialwellen.

Die Anzahl der Reflexionen bestimmen durch den Reflexionsverlust die Dämpfung. Mit steigender Frequenz verringert sich die Eindringtiefe und damit wächst der Oberflächenwiderstand.

Der Oberflächenwiderstand R_s bestimmt sich nach /6/

$$R_s = (\pi \cdot f \cdot \mu_0 / k)^{1/2}$$

dabei ist

f die Frequenz

k spezifische Leitfähigkeit des Materials

Die resultierende Dämpfungskonstante $D_{n\alpha}$ für $H_{n\alpha}$ Wellen ist:

$$D_{n\alpha} = \frac{R_s}{a \cdot Z_0} \cdot (\lambda_{\text{Hohl}} / \lambda_0) \cdot \left((\lambda_0 / \lambda_{\text{Grenz}})^2 + (n^2 / (P'_{n\alpha}{}^2 - n^2)) \right)$$

mit

a	Radius des Hohlleiters
Z_0	Wellenwiderstand des freien Raums ($120 \cdot \pi$)
λ_0	Wellenlänge im freien Raum
λ_{Hohl}	Hohlleiterwellenlänge
λ_{Grenz}	Grenzwellenlänge des betreffenden Modes
$P'_{n\alpha}$	relative Maxima und Minima der Besselfunktion

Die resultierende Dämpfungskonstante $D_{n\alpha}$ für $E_{n\alpha}$ Wellen ist:

$$D_{n\alpha} = \frac{R_s}{a \cdot Z_0} \cdot (\lambda_{\text{Hohl}} / \lambda_0)$$

Für alle Moden existiert also eine Frequenz bei der die Dämpfung ein Minimum annimmt.

Eine Ausnahme bilden die TE_{01} -Welle (bzw. alle TE_{0m} -Wellen).

Bei dieser Welle nimmt das Magnetfeld am Hohlleiterrand umgekehrt proportional zur Frequenz ab. Obwohl sich der Oberflächenwiderstand mit zunehmender Frequenz erhöht, verringert sich theoretisch die TE_{10} -Dämpfung proportional zu $1/f^{3/2}$.

Das Minimum der Dämpfung für den Grundmode TE_{11} liegt bei:

$$\lambda = 0.31 * \lambda_{\text{res}}$$

und damit schon im Bereich der Anregungsmöglichkeit der höheren Moden. Bis zu dieser Wellenlänge gilt es, daß die Dämpfung mit steigender Frequenz fällt.

Damit ist der dämpfungsarme und bevorzugte Bereich, sofern es die Bandbreite erlaubt, der Bereich direkt unterhalb der Anregungsfrequenz des nächsthöheren Modes.

Im Radioteleskop werden Rundhohlleiter für das 11cm-Band benutzt. Sie besitzen mit der industriellen Norm vergleichbare Abmessungen.

Die nächstliegende Norm der Richtfunktechnik ist:

Normbezeichnung IEC 25 (für 2.101 GHz bis 2.745 GHz)
Innendurchmesser 83.62 mm +/- 0.08 mm
theoretische Dämpfung 0.014 dB/m (bei 2.521 GHz)

Die konzentrische Doppelleitung

Zwei konzentrische Doppelleitungen (koaxiale Leitungen) sind Bestandteile der in dieser Arbeit beschriebenen Polarisationsweiche. Sie soll deshalb hier kurz besprochen werden. Von den möglichen Moden beschränkt sich diese Darstellung auf die H_{n0} Wellen.

In einer koaxialen Leitung können sich, ab gewissen Frequenzen, außer der elementaren Wellenform, auch Hohlraumwellen ausbreiten. Zur Berechnung der möglichen Moden kann man den gleichen Ansatz benutzen, der auch bei dem Rundhohlleiter verwendet wurde. Der Unterschied beginnt erst bei der Lösung der Besselschen Differenzialgleichung.

$$f(r) = F_1 J_n(hr) + F_2 Y_n(hr)$$

Im Rundhohlleiter wurde aus Normierungsgründen $F_2 = 0$ gesetzt. Dieses vereinfachte die Lösung der Gleichung erheblich. Die Singularität der Neumannfunktion Y_n an der Stelle 0 tritt infolge des endlichen Radius des Innenleiters nicht auf. Die Neumannfunktionen müssen zur Lösung mit verwendet werden. In /5/ wird ein Weg zur Lösung des Problems aufgezeigt.

Man bildet den Quotienten J_n/Y_n der Funktionen für alle x (bzw. $h * r$). Anschließend sucht man Wertepaare x_1, x_2 , für die der Funktionswert von J_n/Y_n jeweils den gleichen Wert hat. Für ein solches Wertepaar x_1, x_2 bildet man :

$$x_1 / x_2 = a / b \quad \text{und}$$

$$2 * \pi / b = \lambda_{\text{Grenz}} / b$$

a ist der Radius des inneren Leiters
 b ist der Radius des äußeren Leiters

Trägt man in einem Diagramm λ_{Grenz}/b gegen a/b auf, so erhält man dadurch die Abhängigkeit der Grenzwellenlänge im Verhältnis zu b bei den verschiedenen Radienverhältnissen a/b .

Für einen sehr kleinen Radius des Innenleiters, das heißt $a/b \rightarrow 0$, geht die Grenzwellenlänge der konzentrischen Doppelleitung in die entsprechende Grenzwellenlänge des Rundhohlleiters über.

Mit einem zunehmenden Radienverhältnis a/b steigt die Grenzwellenlänge. Für den Fall $a/b \rightarrow 1$ kann man sich die Lösung aus einem Vergleich mit einem Rechteckhohlleiter veranschaulichen. Mit einer starken Verringerung der "Höhe" eines Rechteckhohlleiters sind in diesem H_{10} , H_{20} und H_{30} möglich.

Die entsprechenden Grenzwellenlängen sind :

für H_{10} ist $\lambda_{\text{Grenz}} = 2 * \text{Länge der Grundseite}$
für H_{20} ist $\lambda_{\text{Grenz}} = 1 * \text{Länge der Grundseite}$
für H_{30} ist $\lambda_{\text{Grenz}} = (2/3) * \text{Länge der Grundseite}$

Krümmt man einen derartigen Rechteckquerschnitt zu einem Halbkreis, sodaß er den halben Querschnitt der konzentrischen Doppelleitung darstellt, so entspricht $\text{PI} * b$ der Länge der Grundseite des Rechteckhohlleiters.

Daher sind die Grenzwellenlängen für die H_{10} Wellen für $a/b \rightarrow 1$:

$$\lambda_{\text{Grenz}} = 2 * \text{PI} * b / n$$

für H_{10} ergibt das

$$\lambda_{\text{Grenz}} = 2 * \text{PI} * b$$

Im Allgemeinen wird in der Literatur z.B. /6/ eine Näherung für H_{10} angegeben:

$$\lambda_{\text{Grenz}} = \text{PI} * (a + b)$$

Der explizite Verlauf in Abhängigkeit von a/b ist in /4/ und /5/ graphisch dargestellt.

Eine kompakte Polarisationsweiche für das 11 cm Band

Viele Polarisationsweichen im Hohlleiteraufbau basieren darauf aus einem Rundhohlleiter die Wellen, der jeweiligen Polarisationsrichtung, in je einen Rechteckhohlleiter einzukoppeln. Benötigt man das Signal auf einem koaxialen Anschluß, so ist noch eine Auskopplung aus dem Rechteckhohlleiter erforderlich.

Besteht keine Möglichkeit, den Empfängereingang nahe der Auskopplung zu plazieren, um die Verluste durch ein zu langes Koaxialkabel klein zu halten, muß der Rechteckhohlleiter bis an den Empfängereingang geführt werden.

Im Radioteleskop Stockert existierte eine solche Weiche mit Auskopplung. Dieser Aufbau wird in der Literatur die australische Lösung genannt. Das Empfangssignal wurde mit einem Rechteckhohlleiter bis in die Empfangskabine (auch Dezi-Kabine genannt) geführt. Dazu ist ein großer mechanischer Aufwand nötig. Die Gesamtlänge des Hohlleiterzuges vom Horn bis zum Empfänger betrug über 5 Meter.

Viele Verbindungen, Übergänge und Winkel führen schnell zu Instabilitäten. Die vielen Stoßstellen addieren sich zu einer Dämpfung vor dem Empfängereingang, sodaß die niedrige Rauschtemperatur des parametrischen Verstärkers um ca. 25 Kelvin erhöht wurde.

Auch nach einem Umbau, auf nur eine Polarisationsrichtung, für ein Korrelationssystem, änderte sich wenig an den Verlusten im Eingang.

So kam es zu der Entscheidung die gesamte Polarisationsweiche zu erneuern und GaAs-Fet Verstärker auf kürzestem Weg mit der Auskopplung zu verbinden. Die Fet-Verstärker haben eine größere Stabilität als die parametrischen Verstärker. Sie reagieren nicht so empfindlich auf Temperaturschwankungen und mechanische Erschütterungen.

Der neu zu erstellenden Polarisationsweiche liegt der Vorschlag aus /1/ zugrunde. Diese wird auch die englische Lösung genannt.

In einem Rundhohlleiter werden 2 Koppelstifte orthogonal zueinander angebracht. Der Abstand der Stifte untereinander beträgt eine halbe Wellenlänge. Ein Stift ist $\lambda/4$ von einem Hohlleiterkurzschluß entfernt, der andere hat einen Abstand von $3 * \lambda/4$.

Man erspart sich damit den Übergang in einen Rechteckhohlleiter und hat somit das Signal unmittelbar in ein koaxiales System eingespeist.

Der Aufbau ist deutlich kleiner und ohne zusätzliche Übergänge sind die Verluste sehr klein.

Wenn Auskopplungen in den unterschiedlichen Abständen von einem Kurzschluß genutzt werden, so sind auch verschiedene Bandbreiten der Anpassung zu erwarten.

Eine Auskopplung mit kleinem Abstand ist deutlich breitbandiger, denn der Phasenfehler ist drei mal kleiner als bei $3\lambda/4$. Dieses muß bei der Auswahl der Weiche berücksichtigt werden. Da für den Empfänger auf dem Stockert ein schmalbandiges System erforderlich ist, entspricht die Weiche den Erwartungen.

Eine mögliche Unsicherheit in der Weiche ist der Kurzschluß. Von dessen Qualität hängt die Anpassung und die Stabilität in großem Maße ab. In der Regel wird der Kurzschluß verschiebbar im Hohlleiter gehalten. Durch ein nachträgliches Abstimmen wird versucht ein optimales Ergebnis zu erhalten. Der Übergangswiderstand zwischen Schieber und Hohlleiterwand muß sehr klein und äußerst stabil sein.

Eine Lösung für dieses Problems wurde in /2/ vorgeschlagen. Man transformiert den Kurzschluß mit zwei mal $\lambda/4$. Der Kurzschluß wird um $\lambda/2$ weiter von den Koppelstiften entfernt und erhält zwei "koaxiale Leitungsstücke" zur Transformation vorgeschaltet.

Das unmittelbar am Kurzschluß anschließende Leitungsstück hat den Hohlleiter als Außenleiter. Dessen Durchmesser beträgt 82,5 mm. Der Innenleiter wird durch einen Zylinder mit 20 mm Durchmesser gebildet.

Das zweite Leitungsstück benutzt ebenfalls den Hohlleiter als Außenleiter, jedoch hat der Zylinder für den Innenleiter einen Durchmesser von 74,5 mm. Ein 4 mm breiter ringförmiger Spalt liegt zwischen den Leitern.

Der im Rundhohlleiter genutzte H_{11} (=TE₁₁) Mode regt in den koaxialen Stücken eine TE₁₀ Welle an. Für diese gelten die im vorigen Kapitel besprochenen Größen.

Die einzelnen Leitungsstücke haben für die TE₁₀ Welle eine Impedanz von 843 Ohm und 550 Ohm.

Das Transformationsverhältnis ist:

$$\frac{Z_1^2}{Z_2^2} = 2.34$$

Das heißt: Der Übergangswiderstand und dessen Variation werden um diesen Faktor verkleinert.

Die Länge der Zylinder ist $\lambda/4$ der Hohlleiterwellenlänge des TE₁₀ Modes.

Die Grenzwellenlänge für das koaxiale Stück im TE₁₀ Mode ist:

$$\lambda_{\text{Grenz}} = \pi \cdot (a + b)$$

Dabei sind a,b die Radien der Innen- und Außenleiter. Diese Berechnung der Grenzwellenlänge ist nicht ganz exakt für alle Verhältnisse von a/b. Für ein a/b von 0,9 und größer ist die Lösung $\pi \cdot (a + b)$ korrekt und ergibt für den dicken Zylinder eine Länge von 34,5 mm.

Der dünne Zylinder besitzt ein a/b von 0,24 und nach /4/ ist die kritische Wellenlänge dann um den Faktor 1,025 größer.

Zum Vergleich: Ohne Korrektur ergibt sich für den dünnen Zylinder eine Länge von 37,82 mm und mit Korrektur 37,1 mm.

Der hier beschriebene Kurzschluß mit Transformation wurde in der Werkstatt des Institut's für Radioastronomie aus Messing gedreht. Der dicke Zylinder wurde um Gewicht zu sparen aus Hohlmaterial gefertigt.

Die Zeichnung im Anhang zeigt das Prinzip der Weiche. Auf Photo Nr 1. (Seite 50) ist der Transformator mit einer Auswahl der getesteten Koppelstifte abgebildet.

In jeder Auskopplung haben neben der Qualität des Kurzschlusses die Koppelstifte noch eine sehr große Bedeutung. Sie beeinflussen die Anpassung und damit die Bandbreite des Systems.

Aus der einschlägigen Literatur sind verschiedene Formen der Koppelstifte bekannt. Neben einfachen zylinderförmigen in unterschiedlicher Dicke gibt es kegelförmige, doppelkegelförmige und solche in Form eines Türknaufs (Doorknob). Häufig sind auch Formen in denen am Ende des Stiftes eine Verdickung angebracht ist. Kommerzielle Hersteller von Rechteckauskopplungen verwenden auch einen Stab der vollständig in ein Dielektrikum eingebettet ist.

Der Koppelstift ist als eine Antenne im Hohlleiter anzusehen. Da die Antenne an die Koaxialleitung angepaßt werden muß, ist in dem Frequenzbereich ein Scheinwiderstand anzustreben, dessen Wirkanteil konstant und dessen Blindanteil vernachlässigbar klein ist. Dazu muß in dem Bereich des Fußpunktes der Antenne ein reflexionsfreier Übergang von der Antenne in die Leitung geschaffen werden. Die Antenne muß eine einlaufende Welle mit möglichst geringen Reflexionen aus dem Strahlungsfeld umsetzen.

Ein zylinderförmiger Strahler über einer ideal leitenden ebenen Erde hat nach /8/ die ersten zwei Resonanzstellen mit einem reellen Fußpunktswiderstand des Strahlers bei den Längen:

$$\begin{aligned} L &= 0.24 * A * \lambda && \text{führt zu } R = 34 \text{ Ohm} \\ L &= 0.72 * A * \lambda && \text{führt zu } R = 48 \text{ Ohm} \end{aligned}$$

In den Faktor A geht der Schlankheitsgrad des Strahlers mit ein. A ist von der Länge und dem Radius abhängig. Für eine dünne Antenne ist A = 1. Für andere Antennen ergibt sich nach /8/:

$$A = \frac{(L / r)}{(L / r) + 1}$$

Umgeformt ergibt sich:

$$\begin{aligned} L &= 0.24 * \lambda - r && R = 34 \text{ Ohm} \\ L &= 0.72 * \lambda - r && R = 48 \text{ Ohm} \end{aligned}$$

r ist der Radius des Strahlers

Durch die Abmessungen des Hohlleiters kommt nur die erste Lösung in Frage. Das Innere des Hohlleiters ist eine gekrümmte Ebene, sodaß die hiermit errechenbaren Strahlerlängen nur als Anhaltspunkte dienen.

Zur Bestimmung der Anpassung im Labor, wird das offene Ende der Auskopplung mit einem Rundhohlleiter-Abschluß verschraubt.

Für die Auskopplung wurden eine Reihe verschiedener Koppelstifte getestet. Die Anschlußbuchse am Hohlleiter ist vom Typ SMA. Der Innenleiter der Buchse hat einen Durchmesser von 1,3 mm und ragt in das Innere des Hohlleiters hinein. Auf diesen Innenleiter konnten Stifte mit unterschiedlicher Länge und Dicke aufgesteckt werden. Die untersuchten Stifte haben Durchmesser von 3 mm bis 15 mm. Die Länge der Stifte wurde solange korrigiert bis für die jeweilige Dicke der Resonanzfall und die beste Anpassungskurve meßbar war.

In der Testreihe brachten kegelförmige Strahler keine besseren Ergebnisse als Zylinderstrahler. Wegen der einfachen Herstellbarkeit aus Messingstäben wurde den Zylindern der Vorzug gegeben.

Bei der Abstimmung der Antennen zeigte sich deren Fußpunkt als besonders kritisch. Der auf den Innenleiter der SMA-Buchse aufgesteckte Zylinder muß einen kleinen Abstand von der Hohlleiterwand haben um eine gute Anpassung zu ergeben. Mit kleinen Teflon-Abstandsscheiben über dem 1,3 mm Innenleiter wurde dieser Abstand realisiert.

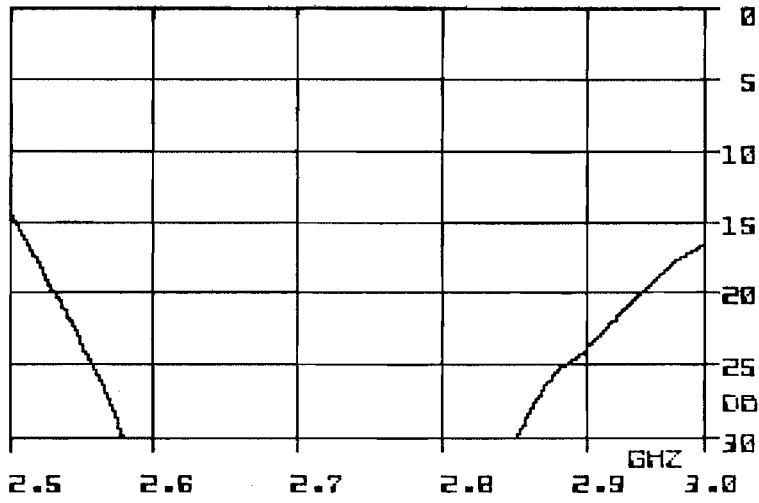
Als bester Kompromiß zwischen Bandbreite und Anpassung wurde ein 24 mm langer und 5 mm dicker Zylinder eingesetzt. Als Abstandshalter im Fußpunkt wurde eine 1,2 mm dicke Teflonscheibe eingesetzt. Eine kleine Imbusschraube fixiert den Zylinder auf dem Innenleiter der SMA-Buchse.

Seite 47 und 48 zeigen die erreichte Anpassung für die Auskopplung. Die dB - Werte der Anpassung sind natürlich negativ; ein zusätzliches Minuszeichen störte jedoch die Ausdehnung der Graphik.

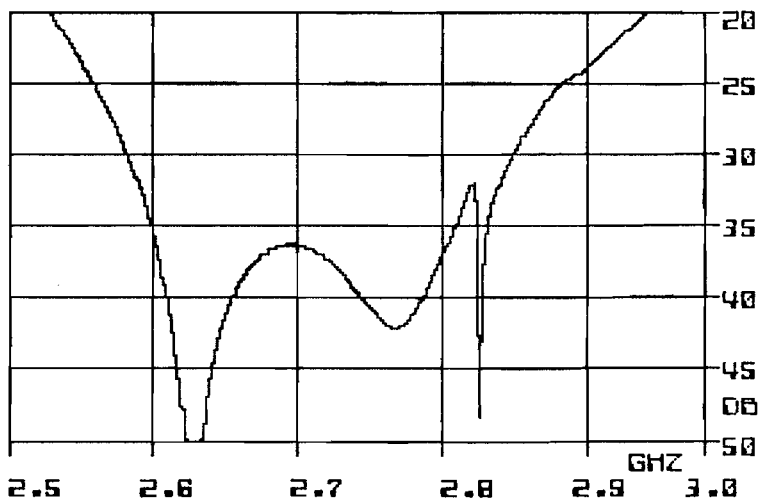
Auf Seite 47 ist das Ergebnis für den Anschluß bei $\lambda/4$ zu sehen. Die gleiche Messung wurde in zwei unterschiedlichen Pegelbereichen durchgeführt. Eine Anpassung von -35 dB gilt als sehr gut. Die Bandbreite beträgt dabei 200 MHz. Auffällig ist der scharfe "Peek" bei rund 2.85 GHz, der wahrscheinlich durch die Ausbreitungsmöglichkeit des nächsthöheren Modes (E_{01}) zustande kommt. Die kritische Wellenlänge des E_{01} Wellentyps liegt, bei dem verwendeten Hohlleiter (Innendurchmesser 82.5 mm), auf der Frequenz 2.784 GHz.

Auf Seite 48 ist das Ergebnis für den Anschluß bei $3\lambda/4$ zu sehen. Auch hier wurde die Messung in zwei verschiedenen Pegelbereichen durchgeführt. Man erkennt, daß hier die Bandbreite (wie erwartet) deutlich geringer ist. Die Anpassung hat bei 2.72 GHz eine Bandbreite von 100 MHz und einen Wert von -25 dB. Der zweite Anpassungs-Peak ist nicht mehr so "scharf" und deutlich zu sehen. Er tritt hier bei der Frequenz 2.88 GHz auf.

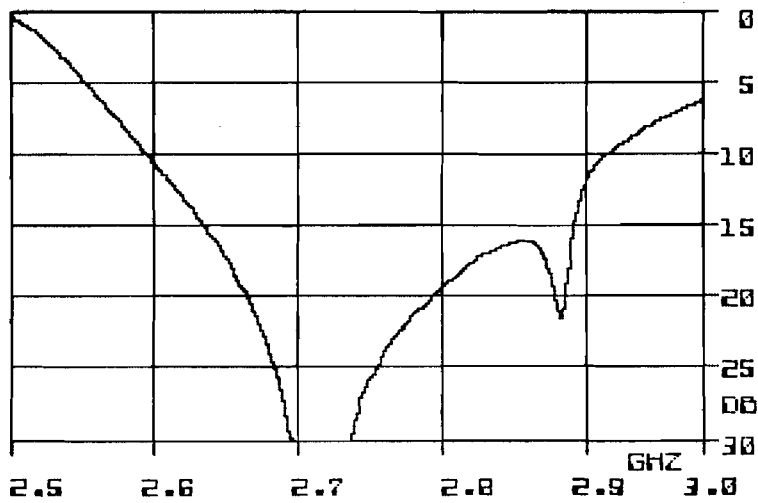
Seite 49 zeigt die Entkopplung der beiden Ebenen. Zur Messung wurde ein HF-Signal an einen der Anschlüsse angelegt, und die Koppel-Dämpfung zum anderen Anschluß hin bestimmt. Im Hohlleiterstück, zwischen den Koppelstiften, befindet sich ein Drehflansch. Hiermit läßt sich die Orthogonalität der Koppelstifte justieren. Messungen bei gleichzeitiger Veränderung des Winkels zeigten ein breites, nicht sehr ausgeprägtes Maximum der Dämpfung. Die Koppel-Dämpfung beträgt rund 35 dB im Frequenzbereich 2.55 GHz bis 2.86 GHz.



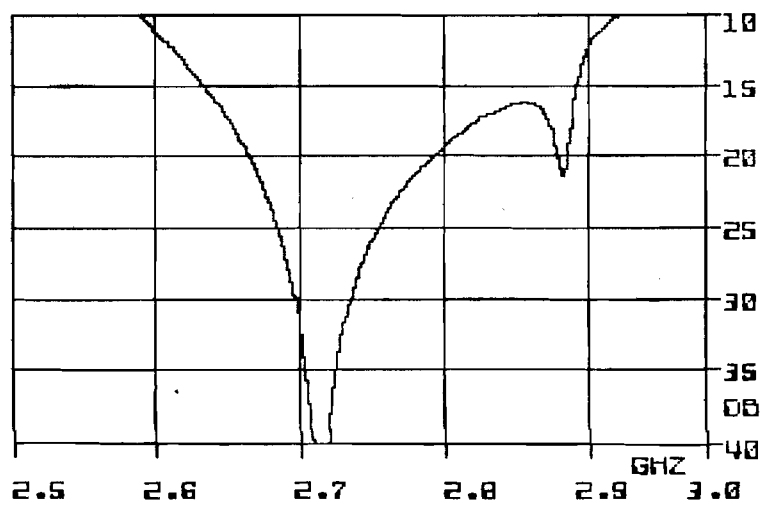
ANPASSUNG BEI 1/4 LAMBDA



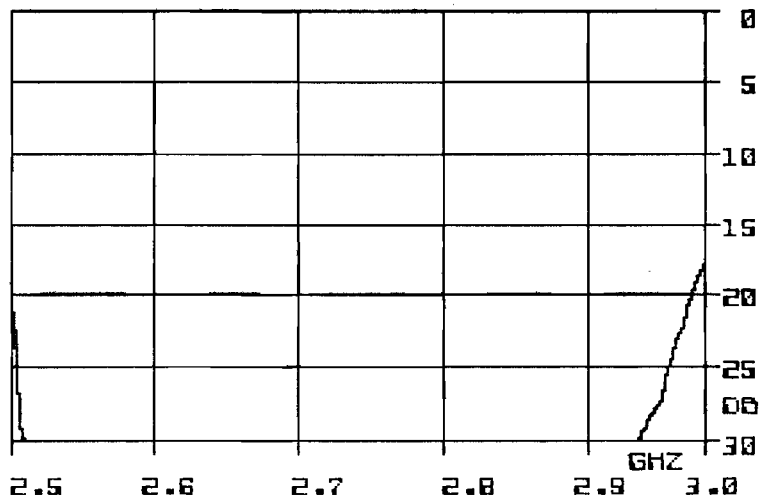
ANPASSUNG BEI 1/4 LAMBDA



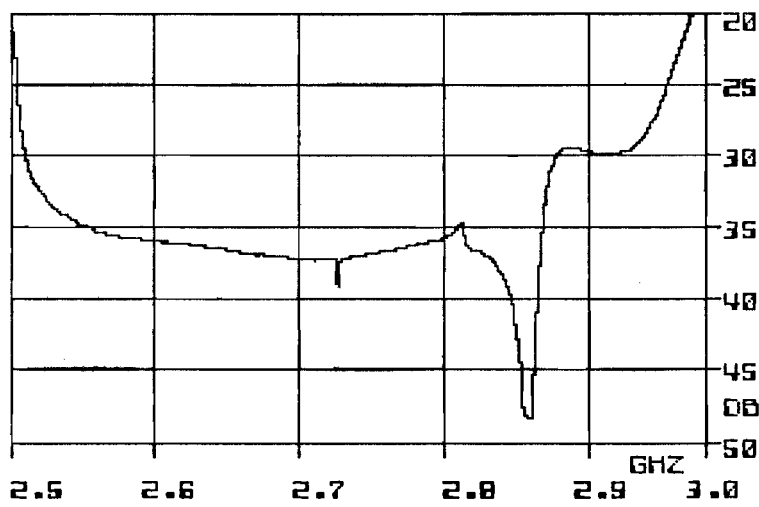
ANPASSUNG BEI 3/4 LAMBDA



ANPASSUNG BEI 3/4 LAMBDA



ENTKOPPLUNG DER EBENEN



ENTKOPPLUNG DER EBENEN

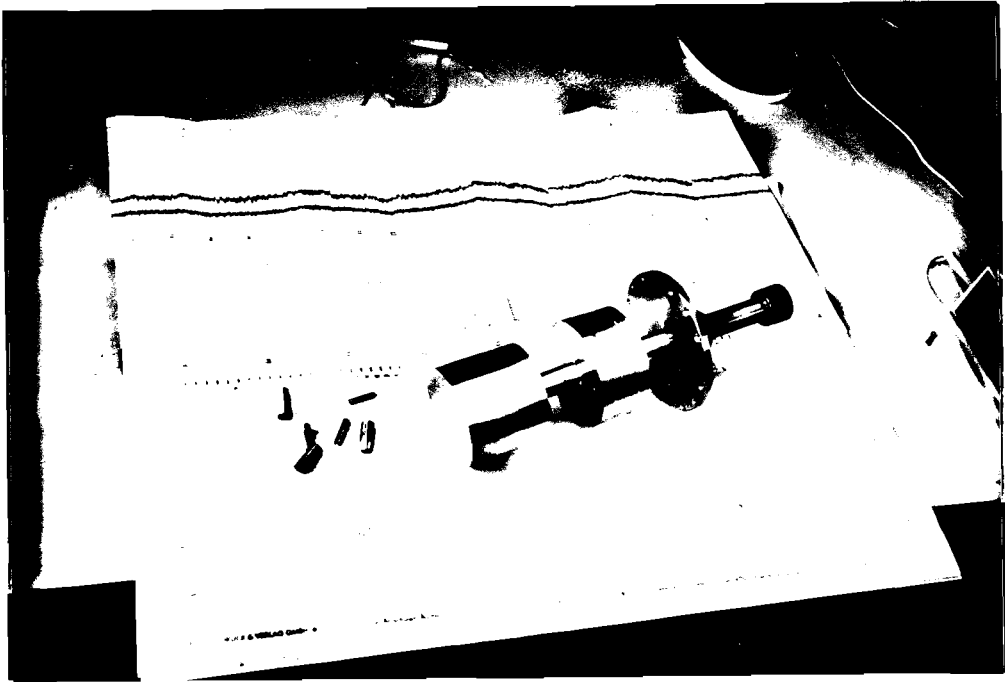


Photo 1

Vordergrund: Hohlleiterkurzschluß mit einigen der getesteten Koppelstifte.

Hintergrund: Testlauf eines GaAs-Fet Verstärkers am Rauschmeßplatz über den Zeitraum einer Nacht. (Rot = Rauschtemperatur, Blau = Gain ; Breite des Papiers entspricht 0.2 dB)

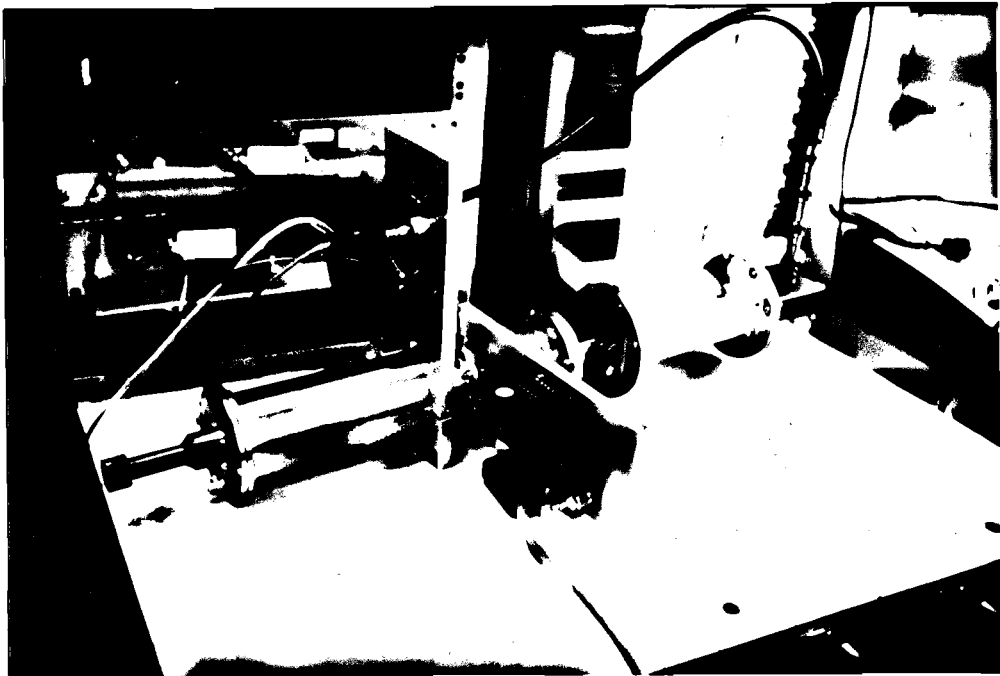


Photo 2

Polarisationsweiche mit montierten Verstärkern zum Test am Rauschmeßplatz. (Das Signal der Rauschdiode wird über eine Hohlleiter-Einwegleitung und einem Rund-Rechteck Übergang zugeführt.)

Daten der Polarisationsweiche in Kurzform

Gesamtlänge ca. 60 cm

Hohleiterdurchmesser: 82.5 mm

Kritische Wellenlänge für TE_{11} (H_{11}) 140.8 mm
(Frequenz 2.13 GHz)

Kritische Wellenlänge für TM_{01} (E_{01}) 107.76 mm
(Frequenz 2.784 GHz)

2* $\lambda/4$ Transformator mit $Z_1 = 843$ Ohm und $Z_2 = 550$ Ohm
ergibt:

$$\frac{Z_1^2}{Z_2^2} = 2.34$$

als Transformationsverhältnis

Beide Koppelstifte haben die Werte:

Länge: 24 mm
Durchmesser: 5 mm
Montage in 1.2 mm Abstand von der Hohleiterwand
(mit Teflon-Abstandsscheibe)

Anpassung $\lambda/4$ von dem Kurzschluß entfernt:

besser als -20 dB innerhalb 2.5 - 3.0 GHz
besser als -35 dB innerhalb 2.6 - 2.8 GHz

Anpassung $3*\lambda/4$ von dem Kurzschluß entfernt:

besser als -15 dB innerhalb 2.64 - 2.89 GHz
besser als -25 dB innerhalb 2.68 - 2.76 GHz

Entkopplung der Ebenen:

besser als 35 db innerhalb 2.55 - 2.86 GHz

Vorüberlegungen zu FET-Verstärkern

Im Kapitel mit dem Thema Polarisationsweiche wurde erwähnt, daß der Empfänger im Radioteleskop auf dem Stockert, mit einem parametrischen Verstärker (kurz Paramp) ausgerüstet war. Der Aufbau jenes Paramps war nicht für eine Kühlung vorgesehen. Einigermaßen stabile Arbeitsbedingungen für den Verstärker waren durch einen Montage in der klimatisierten "Dezi-Kabine" gegeben.

Die Dezi-Kabine befindet sich zwar unmittelbar unterhalb des Spiegels, aber das Empfangssignal wurde in einem insgesamt rund 5 m langen Hohlleiterzug geführt.

In den letzten Jahren sind Transistoren auf den Markt gekommen, die es ermöglichen die rauscharmen parametrischen Verstärker zu ersetzen. Die FET-Verstärker besitzen ähnliche Rauschzahlen, haben aber deutliche Vorteile gegenüber den Paramps.

Ein FET-Verstärker hat in der Regel einen relativ einfachen und kompakten Aufbau. Der Preis eines parametrischen Verstärkers kann 50.000 DM betragen, während geeignete einzelne FET's in Preislagen von 30 - 500 DM erhältlich sind.

FET-Verstärker sind durch ihren Aufbau relativ unempfindlich gegen mechanische Erschütterungen. Die thermische Stabilität ist gut, aber für die Anforderungen in der Radioastronomie ist eine zusätzliche thermische Stabilisierung trotzdem notwendig. Im Paramp hat die Leistung des Pumposzillators einen sehr großen Durchgriff auf die Verstärkung. Deshalb ist hier der Einfluß der Umgebungstemperatur noch viel kritischer.

Ein gewisser Nachteil eines rauschoptimierten FET-Verstärkers ist die Fehlanpassung des Eingangs. Das im Transistor erzeugte Stromrauschen hebt sich teilweise durch Interferenz auf, falls eine bestimmte Fehlanpassung und die richtige Phasenlage existiert. (nach /1/ und /11/) Das Signal zu Rauschverhältnis verbessert sich, obwohl nicht die maximal mögliche Verstärkung vorhanden ist. Dieser Effekt ist besonders bei FET's festzustellen.

In einer Technical Note von Mitsubishi /13/ sind Meßdaten eines rauscharmen 8 GHz-Verstärkers beschrieben. Die Eingangsanpassung liegt bei nur -3.5 db. Durch eine Induktivität in der Source-Leitung eines FET kann die Anpassung verbessert werden. Die Verstärkung wird durch diese Gegenkopplung verringert, aber ganz ohne Einfluß auf die Rauschtemperatur ist dieses Verfahren auch nicht.

Das Problem eines fehlangepaßten Eingangs kommt in Verbindung mit der Antenne zum tragen. Weicht die Antenne mit ihrer Zuleitung in der Impedanz vom Idealwert ab, so kann es zu einer Verschlechterung der Rauschtemperatur kommen, falls dabei ungünstige Transformationsverhältnisse vorliegen.

Eine andere Lösung des Anpassungsproblems ist es einen Zirkulator (Isolator) vor den Verstärker-Eingang zu schalten.

Die Leistung, die von der Antenne abgegeben wird, gelangt über den Zirkulator an den Verstärker-Eingang. Dies geschieht nicht verlustlos; man erhöht durch die Dämpfung des Zirkulators das Rauschen. Die durch die Fehlanpassung am Eingang reflektierte Leistung wird durch den Zirkulator auf einen Abschlußwiderstand geführt und absorbiert. Es erfolgt keine Rückwirkung auf den Antennenanschluß.

Ein Zirkulator kann aber auch eine unangenehme Wirkung haben: Der absorbierende Widerstand (50 Ohm auf Zimmertemperatur) rauscht. Diese Rauschleistung wird auf den Antennenanschluß geführt. Falls die Antenne eine gute und breitbandige Anpassung hat, wird das Rauschsignal abgestrahlt und stört nicht weiter. Falls aber die Antenne schmalbandiger als der Eingangsverstärker ist, existiert ein Frequenzbereich in dem das Rauschen des Widerstandes, am Antennenfußpunkt reflektiert, den Verstärkereingang erreicht. Die Rauschtemperatur des Verstärkers wird verschlechtert.

Einer der Auswege ist eine Kühlung des Zirkulators mit seinem Abschluß. Ein anderer Weg wurde 1986 von Prof. Seroni (Universität Mailand) bei Messungen in "Alpe Gera" (Provinz Sondrio, Italien) genutzt. Der Abschlußwiderstand des Zirkulators wurde durch eine Antenne ersetzt, in seinem Fall durch ein entsprechendes Horn, daß auf einen "kalten" Teil des Himmels ausgerichtet wurde.

Das Zusatzrauschen eines Zirkulators für das 11cm-Band wurde im Labor mit 34 K bestimmt. Für den Empfänger des Teleskops wurde deshalb eine Lösung ohne Zirkulator gewählt. Infolge der guten Anpassung des Antennenanschlusses sollten von dort keine Instabilitäten auftreten.

Von einer Kühlung der Eingangsverstärker wurde abgesehen, da eine Kryopumpe, als Kühlmaschine mit geschlossenem Heliumkreislauf, einen großen zusätzlichen Aufwand bedeutet. Der Preis einer solchen Kühlanlage ist hoch. Die Betriebskosten und der Wartungsaufwand sind um vieles größer als bei einem ungekühlten System. Eine Temperaturstabilisierung der Verstärker ist in jedem Fall erforderlich.

Durch die Kühlung des Systems wird die Rauschtemperatur des Verstärkers auf ca. 1/4 reduziert, im Vergleich mit der Ausgangstemperatur im "warmen" Zustand. Damit eine so gute Rauschtemperatur nicht unnötig verschlechtert wird, müßte das Signal der Antenne durch einen Hohlleiter in den Vakuumbehälter geführt werden. Dazu sind z.B. Mylar-Folie und "Choke-Flansch" erforderlich. Die komplette Auskopplung aus dem Hohlleiter muß mit gekühlt werden.

Aus diesen Überlegungen heraus wurde das Frontend des Empfängers geplant:

- Die neue Rundhohlleiterauskopplung
- Je Kanal einen ungekühlten FET-Verstärker,
 - mit einer Verstärkung von mindestens 20 dB
 - mit Source-Gegenkopplung für die Anpassung
 - in Striplinetechnik
 - mit einer Temperaturstabilisierung durch Peltierelemente
- möglichst kurze Verbindung zwischen Kopplung und Verstärker
- keinen Zirkulator im Eingang
- neue Position des Frontends: unmittelbar unter dem Empfangshorn
- Klimatisierung des Raums unmittelbar unter dem Empfangshorn

Microstrip-Technik

Durch Streifenleiter können verhältnismäßig billige integrierte Mikrowellenschaltungen aufgebaut werden. Charakteristisch für diese Schaltungen ist es, daß sie flächenhaft auf einem Substrat angeordnet werden können.

Die Schaltungen sind durch eine Photovorlage (Layout) reproduzierbar. Halbleiterbauelemente, Kapazitäten und Widerstände können in die Schaltung eingefügt werden. Microstrip-Technik d.h. unsymmetrische Streifenleitungen hat dadurch eine große Verbreitung gefunden.

Die meisten in der Mikrowellentechnik verwendeten, passiven Bauelemente können durch Microstrip realisiert werden. Kapazitive oder induktive Blindwiderstände werden durch leerlaufende Leitungen dargestellt. Ein nachträgliches Abstimmen ist durch mechanisches Verkürzen der Leitungen prinzipiell möglich.

Eine offene und kurzgeschlossene Leitung (Stub) haben je nach Länge eine unterschiedliche Wirkung:

	Offene Leitung	Kurzgeschl. Leitung
Länge l	Wirkung	Wirkung
$l < \lambda/4$	Kapazität	Induktivität
$l = \lambda/4$	Serienschwingkreis	Parallelschwingkreis
$\lambda/4 < l < \lambda/2$	Induktivität	Kapazität
$l = \lambda/2$	Parallelschwingkreis	Serienschwingkreis

Die Grundlage der Leitungen bildet das Substrat. Es ist ein dielektrisches Trägermaterial. Auf der Rückseite ist es vollständig mit einer leitfähigen Schicht bedeckt. Auf der Vorderseite sind die Leiterstrukturen aufgebracht. Als Dielektrikum des Trägermaterials werden unter anderem glasfaserverstärktes Teflon, verschiedene Keramiksarten und in Sonderfällen auch Quarz benutzt. Die Leitungen sind meist aus Kupfer, Gold oder vergoldetem Kupfer.

Die Wellenstruktur der Leiterwellen entsprechen einer TEM-Welle. Diese Welle breitet sich hauptsächlich im Dielektrikum aus. Die Felder liegen in der Querschnittsebene des Substrates. Die Streufelder am Rand der Leiterbahn verlaufen sowohl durch die Luft, als auch durch das Dielektrikum. Dies führt dazu, daß die Welle keine reine TEM-Welle ist, und somit geringe Teilfelder in Ausbreitungsrichtung polarisiert sind.

Durch diesen Effekt ist die effektive Dielektrizitätskonstante nicht nur von der Breite und der Dicke der Leitung, sondern auch geringfügig von der Frequenz abhängig.

Die exakte Berechnung der Leitungsschaltungen ist aufwendig und häufig nur näherungsweise möglich. Sehr häufig genutzte Näherungsformeln stammen von Hammerstad /18/. Der maximale Fehler soll kleiner als 0.8 % sein (/12/).

Die wichtigsten Größen einer Stripline sind:

- a) Impedanz in Abhängigkeit von
 - der Breite w der Leitung
 - der Dicke des Substrates h
- b) Die effektive Dielektrizitätskonstante in Abhängigkeit der Frequenz
- c) Die Verkürzung einer offenen Leitung durch das Streufeld am offenen Ende

Nach /12/ und /18/ gilt für die Impedanz:

$$Z_0 = 60 * \ln (8 * h/w + 0.25 * w/h)$$

für $w/h < 1$

$$Z_0 = 120 * \text{PI} (w/h + 1.393 + 0.667 * \ln (w/h + 1.44))$$

für $w/h \geq 1$

dabei ist Z_0 in Ohm
und $\epsilon_r = 1$ (Luft)

mit einem Substrat ergibt sich für die Impedanz einer Leitung

$$Z_L = Z_0 / \epsilon_r^{1/2}$$

Die effektive Dielektrizitätskonstante hängt zunächst von w/h ab./12/

$$\epsilon_{\text{reff}} = 0.5 * (\epsilon_r + 1) + 0.5 * (\epsilon_r - 1) * F$$

mit

$$F = (1 + 12 * h / w)^{-1/2} + 0.04 * (1 - w / h)^2$$

für $w/h < 1$

und

$$F = (1 + 12 * h / w)^{-1/2}$$

für $w/h \geq 1$

Der maximale Fehler soll kleiner als 1% sein im Bereich:

$$0.05 < w/h < 20$$
$$\epsilon_r < 16$$

Der Einfluß der Frequenz führt nach /19/ zu einer Veränderung der Dielektrizitätskonstante.

$$\epsilon_{\text{reff}}(f) = \epsilon_r - (\epsilon_r - \epsilon_{\text{reff}}) / (1 + G)$$

mit

$$G = 0.168 * (\epsilon_r - 1) * f^2 * h^2 * Z_0^{-3/2}$$

f in GHz

h in mm

Z_0 in Ohm

In dieser Bestimmung wurde die quasi-statische Bestimmung der Leitungskenngrößen nach Hammerstad mit dem Dispersionsmodell von Getsinger erweitert. Damit ist die Frequenzabhängigkeit der Dielektrizitätskonstante mit in die Bestimmung einbezogen. In einem Vergleich /14/ liefern die Formeln nach Schneider und Jansen fast identische Ergebnisse (Fehler $< 1\%$). Mit einer strengen feldtheoretischen Betrachtung kommt Wheeler /20/ zu Ergebnissen, die um bis zu 3% abweichen können.

Diese Zusammenhänge lassen sich leicht in ein Programm umsetzen. Dem Anhang ist eine Tabelle von Microstrip-Leitungen zugefügt. Sie sind nach obigen Formeln berechnet worden.

Von einer Anwendung genauerer Modelle mit in der Regel aufwendigeren Berechnungen wird hier abgesehen. Der Grund liegt in der Toleranz des Substratmaterials begründet.

Als Substrat wird DI-CLAD 880 verwendet.
Die Spezifikationen des Herstellers sind:

DI-CLAD 880 Typ 880 B 030 33 20

$$\epsilon_r = 2.2 \quad (+/- 0.02)$$

Dicke des Dielektrikums 0.762 mm (+/- 0.051)

Beschichtung beidseitig mit 17.5 µm gewalztem Kupfer

Verlustfaktor im X-Band 0.0012

Wegen der sehr dünnen Kupferschicht braucht man die Berechnung nicht mit der Leiterdicke zu korrigieren. Nach /14/ sind erst bei deutlich dickeren Leitern und großem w/h nennwerte Veränderungen anzubringen.

Setzt man die Toleranzen des Materials in die Rechnung ein, so erhält man für eine 50 Ohm Leitung folgende Breiten:

	$\epsilon_r = 2.18$	2.2	2.22
Materialdicke 0.711	2.221	2.208	2.196
" (mm) 0.762	2.381	2.367	2.353
" 0.813	2.540	2.525	2.511
	Leiterbahnbreiten in mm		

Besonders die Abhängigkeit von der Dicke des Materials beschränkt die Genauigkeit. Deshalb nutzt ein genaueres Modell nichts. Die Fertigungstoleranzen lassen vermuten, daß eine nachträgliche Feinabstimmung der Schaltung notwendig sein kann.

Offene Leitungsstücke einer Microstrip (Stubs) erfahren eine Veränderung ihrer elektrischen Länge durch ein Streufeld, daß am offenen Ende auftritt. Das Feld wirkt wie eine Kapazität, deshalb ist eine offene Leitung, bei gleicher elektrischer Länge, physikalisch kürzer als eine kurzgeschlossene Leitung. Der Betrag D, um den eine offene Leitung gekürzt werden muß, läßt sich nach /21/ berechnen.

$$P1 = 1.9413 * (1 + (w/h)^{0.371} / (1 + 2.238 * \epsilon_r))^{-1}$$

$$P2 = \arctan(0.084 * (w/h)^{P1})$$

$$P3 = 1 + (0.5274 / \epsilon_{reff})^{0.9236}$$

$$P4 = 1 - 0.218 * e^{-7.5 * (w/h)}$$

$$P5 = \arctan(0.067 * (w/h)^{1.456})$$

$$P6 = 0.0377 * (6 - 5 * e^{-0.036 * (\epsilon_r - 1)})$$

$$P7 = P2 * P3 * P4 / (1 + P5 * P6)$$

$$P8 = (w/h)^{0.8544} + 0.236$$

$$P9 = h * 0.4349 * ((\epsilon_{reff})^{0.81} + 0.26)$$

$$P10 = (w/h)^{0.8544} + 0.87$$

$$P11 = (\epsilon_{reff})^{0.81} - 0.189$$

$$D = P7 * P8 * P9 / (P10 * P11)$$

Ein offener Stub muß um diese Länge D verkürzt werden.

Aufbau der FET-Verstärker

Zum Aufbau der rauscharmen FET-Verstärker wurde ein Design in Microstrip gewählt. Der Verstärker braucht keine große Bandbreite zu haben und somit darf die Anpassung des Eingangs und Ausgangs durch einen offenen Stub erfolgen. Der Stub muß eine bestimmte Impedanz haben und sich in einem bestimmten Abstand vom Gate, bzw. Drain, befinden.

Eine Anpassung durch einen High-Low-Trafo, durch Microstrip-Leitungen unterschiedlicher Impedanz und Länge, ist im allgemeinen breitbandiger. Deshalb kam diese Lösung hier nicht zum Einsatz. Die Schaltung zur Anpassung eines Transistors sollte möglichst geringe Verluste haben, damit das Eigenrauschen nicht sehr vergrößert wird. Eine "lange" Leiterbahnführung muß vermieden werden.

Das Herz des Verstärkers ist der FET. Das Auswahlkriterium des FET ist in diesem Fall die Rauschzahl. Die Wahl fiel auf ein Produkt von Mitsubishi, den MGF 1412. Für 4 GHz ist die minimale Rauschzahl bei 0.8 dB. Als Strom I_{DS} wird für diesen Fall 10 mA empfohlen.

Die Umrechnung der Rauschzahl F in äquivalente Rauschtemperatur erfolgt mit der Formel nach [1]:

$$F = 10 * \log (1 + T/T_0)$$

$$T_0 = 293 \text{ Kelvin (Zimmertemperatur)}$$

Das bedeutet eine theoretisch mögliche Rauschtemperatur von 59.3 K.

Das Datenblatt des Transistors ist im Anhang beigefügt. Die S-Parameter sind darin nur für 4 GHz aufgelistet. Mit diesen Parametern kann man die Leistungsanpassung des Transistors berechnen, aber nicht den Punkt für die optimale Rauschanpassung. Leider sind Veröffentlichungen des Herstellers mit Daten für das minimale Eigenrauschen erst nach Fertigstellung der Verstärker erhältlich gewesen. Sie konnten deshalb nicht berücksichtigt werden.

Aus einem Vergleich mit dem besser dokumentierten FET MGF 1402, konnten die S-Parameter für die Frequenz 2.7 GHz interpoliert werden. Die Daten für beide Transistoren sind bis auf die Rauschzahl bei 4 GHz identisch (nach Datenblatt).

Die interpolierten S-Parameter für $I_{DS} = 10 \text{ mA}$ und 2.7 GHz lauten:

S_{11}	0.9	-61.75°
S_{12}	0.049	42.6°
S_{21}	2.715	119°
S_{22}	0.756	-43.4°

Zur unbedingten Stabilität eines Vierpols gehört es, daß der K-Faktor größer als 1 ist. Damit ist dann sichergestellt, daß der Verstärker bei jeder beliebigen passiven Impedanz am Ein- und Ausgang nicht zu schwingen beginnt.

Die Definition des K-Faktors lautet:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + D}{2 * |S_{12} * S_{21}|}$$

mit $D = |S_{11} * S_{22} - S_{12} * S_{21}|^2$

Setzt man die interpolierten Werte ein, so errechnet sich:

$$K = 0.411$$

Die Rechnung ergibt einen K-Wert deutlich kleiner als 1. Es existiert also die Gefahr der Selbsterregung. Eine der Möglichkeiten ist nun nach /10/ eine Anpassung zu finden, die den instabilen Bereich vermeidet.

Eine andere Möglichkeit besteht in einer Gegenkopplung. Der Transistor wird mit einer kleinen Induktivität in der Source-Leitung gegengekoppelt. Der Vorteil dieser Methode liegt darin, daß die typischerweise schlechte Eingangsanpassung der FET's verbessert wird. In beiden Fällen wird die Verstärkung etwas reduziert.

Zur Berechnung der Anpassnetzwerke im Eingang und Ausgang des Verstärkers und zur Bestimmung der Gegenkopplung des FET's wurde ein Programm mit der Bezeichnung "ANA" genutzt.

Das Fortran Programm wurde von Sam Wongsowijoto aus dem MPI für Radioastronomie in Bonn geschrieben. Es wurde erst vor kurzer Zeit fertiggestellt und deshalb zunächst eingehend getestet.

Das Programm ermöglicht eine Berechnung der S-Parameter einer aus vielen einzelnen Vierpolen zusammengestellten HF-Schaltung. Die Vierpole dürfen in Serie, parallel, in Kaskadenschaltung, in Hybridschaltung, etc. geschaltet sein.

In die Schaltung können Widerstände, Kondensatoren, Spulen und auch direkt Microstrip-Leitungen eingebracht werden. Leider ist eine automatische Optimierung, von einem gegebenen Startwert aus, in dem Programm noch nicht vorgesehen. Als Kompromiß wurde das Programm auf die VAX780 des Instituts für Radioastronomie übertragen. Durch einen Aufruf des Programms "ANA" mit Hilfe der Digital Command Language (DCL) war es möglich, die Eingabe-Parameter durch entsprechende Schleifen zu verändern. Bei vernünftigen Ergebnissen wird der Satz der eingegebenen Parameter vom Programm abgespeichert.

Das Verfahren ist nicht besonders schnell und etwas rechenintensiv. Mit sinnvollen Startwerten erhält man aber innerhalb einiger Stunden einen Satz verwendbarer Anpassungen.

Eine Erweiterung dieses Programms in Richtung einer internen Optimierungsfunktion und z.B. einer graphischen Unterstützung zur Analyse der Frequenzabhängigkeit ist bestimmt sinnvoll. Ein Transfer des Programms auf einen schnellen Mikrocomputer (IBM XT,AT) ist auch zu empfehlen.

Die Berechnung der Gegenkopplung in der Source-Leitung des FET's liefert als geeignete Gegenkopplung eine Induktivität von 0.4 nH. Bei kleineren Werten wird der K-Faktor kleiner 1 und bei etwas größeren Werten geht die Verstärkung zurück.

Die S-Parameter des FET's mit 0.4 nH Gegenkopplung lauten:

S_{11}	0.7679	-57.75°
S_{12}	0.0299	90.625°
S_{21}	2.5166	111.448°
S_{22}	0.6970	-36.79°

Der K-Wert ist 1.195 und die maximal erreichbare Leistung ist 16.565 dB.

Diese S-Parameter wurden nun weiter im Programm verwendet. Das im Bezug auf die Eingangsanpassung beste Ergebnis ist die Schaltung:

- a) eine möglichst kurze 50 Ohm Leitung mit einem Koppelkondensator zur galvanischen Trennung des Verstärker-Eingangs von der Gate-Vorspannung des FET's.
- b) einen offenen Stub mit 30 Ohm und einer Länge von 19 mm. Die Länge wird im Programm für $\epsilon_r = 1$ berechnet und muß für das entsprechende Dielektrikum korrigiert werden; ebenso die Verkürzung durch das Streufeld. Dies ergibt 12.4 mm.
- c) eine 50 Ohm Leitung mit 23 mm Länge bis zum Gate. Mit Dielektrikum ergibt das 16.8 mm.
- d) den FET mit der Source-Induktivität 0.4 nH
- e) eine 75 Ohm Leitung mit 23 mm Länge vom Drain zum Ausgang hin. Mit Dielektrikum ergibt das 17.1 mm
- f) ein offener Stub mit 35 Ohm und einer Länge von 13 mm. Das ergibt 8.4 mm.
- g) eine 50 Ohm Leitung mit Koppelkondensator zum Ausgang des Verstärkers

Die Betriebsspannungsversorgung des Transistors erfolgt über je eine $\lambda/4$ Leitung an Gate und Drain. Die Zuleitungen sind mit 130 Ohm relativ hochohmig. Das Ende der Zuleitungen wird mit einem Kondensator gegen Masse für die Hochfrequenz kurzgeschlossen. Zur weiteren Entkopplung der Betriebsspannung von der HF sind die Gehäusedurchführungen mit Tiefpassfiltern (Firma: Murata und Erie) ausgerüstet.

Der FET wird mit Gate und Drain auf der Platine verlötet. Die Induktivität in der Source-Leitung wird durch eines der Source Anschlußbeine des FET gebildet. Die Verbindung des Source mit der Masse (Gehäuse) erfolgt durch eine Aussparung in der Platine. Mit einer Schraube und einer verschiebbaren Klammereinrichtung kann die Source-Induktivität justiert werden.

Im Anhang ist das Layout des Verstärkers zu sehen. Zwei der hier beschriebenen Stufen wurden zusammenschaltet. Von diesen 2-stufigen Verstärkern wurden 3 Exemplare aufgebaut. Die Messungen am Rauschmeßplatz ergaben, daß eine nachträgliche Abstimmung zur Rauschoptimierung erforderlich ist. Dieses war zu erwarten, da die benutzten S-Parameter eine Leistungsanpassung des FET ermöglichen sollen. Die Parameter für eine Rauschanpassung weichen von diesen Werten ab.

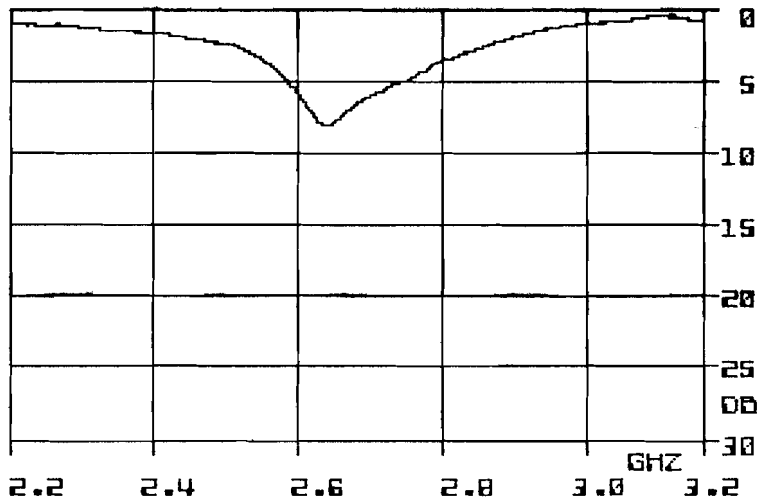
Der Rauschmeßplatz war speziell für die Rauschoptimierung auf 2.72 GHz erweitert worden und bewährte sich für diese Aufgabe hervorragend.

Die Optimierung der Verstärker erfolgte besonders im Bereich des Gate-Anschlusses. Mit einer gleichzeitigen Variation der Source-Induktivität wurde auch auf eine akzeptable Anpassung am Verstärker-Eingang geachtet. Die drei erstellten Verstärker (I, II, III) wurden unterschiedlich abgestimmt. Verstärker I und II erreichen eine Anpassung von -7 dB. Verstärker III hat eine Anpassung die besser als -15 dB ist; dafür ist das Eigenrauschen etwas höher. Die Überlegung ist es, zunächst Verstärker I und III in das Teleskop einzubauen. Besitzen beide Verstärker die gleiche Stabilität, so reicht die Anpassung von -7 dB aus und Verstärker III kann gegen den rauschärmeren II getauscht werden.

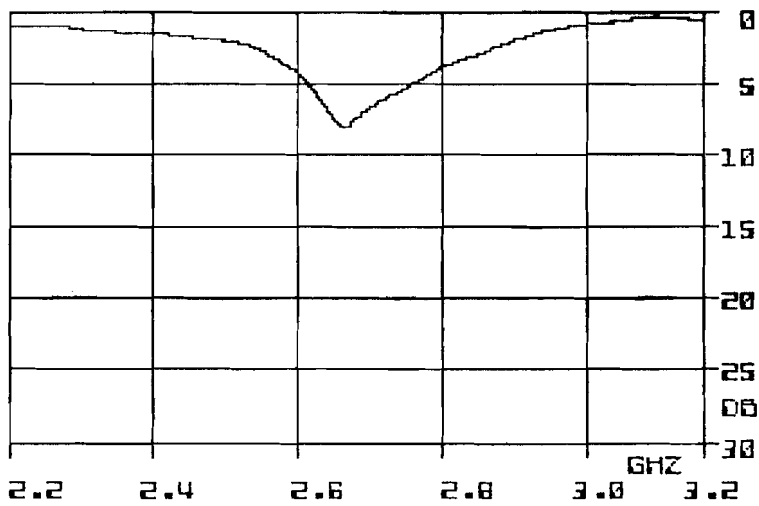
Die Messungen sind auf Seite 65 zu sehen. Die Verstärker wurden mit einem Pegel von -30 dBm angesteuert. Die Messung für Verstärker III ist nach unten begrenzt durch die Dynamik des Detektors. Ein Verstärker vor dem Detector wurde in diesem Fall nicht eingesetzt. Seite 66 zeigt, daß sich die Anpassung bei einer Übersteuerung des Verstärkers (Input -20 dBm) verändert.

Auf Seite 67 sind die Messungen der Verstärkung zu sehen. Aus der Berechnung waren rund 16 dB Verstärkung je Transistorstufe zu erwarten. Das Ergebnis von ca. 32 dB für die 2-stufigen Verstärker bestätigt dies. Die 3dB-Bandbreite der Verstärker ist 100 MHz. Der Vergleich der Messungen mit einigen Veröffentlichungen zeigt, daß auch dort das Rauschminimum in der Frequenz etwas oberhalb des Scheitelpunktes der Verstärkungskurve liegt. Die mittlere Verstärkung, bestimmt mit dem Rauschmeßplatz, für 2.72 GHz und 100 MHz Bandbreite, beträgt 26 dB.

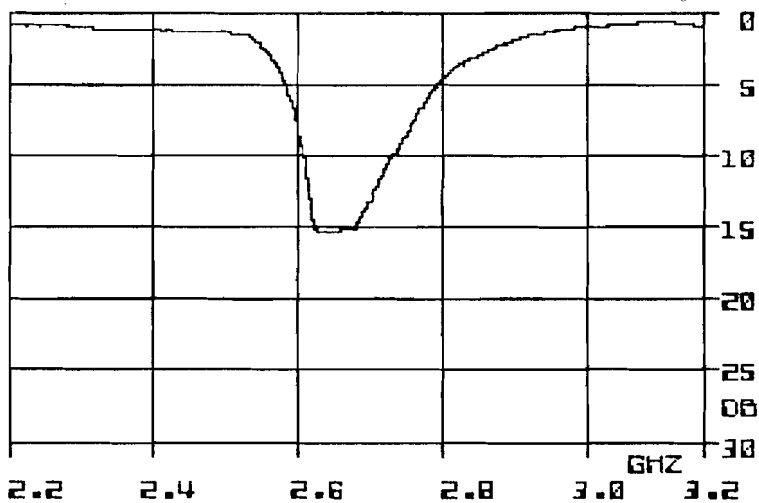
Auf Seite 68 ist die Anpassung des Ausgangs zu sehen. Verstärker III ist dabei breitbandiger als die anderen Verstärker. Messungen der Rückwirkung S_{12} vom Ausgang auf den Eingang konnten wegen der hohen notwendigen Pegel, nicht vollständig bestimmt werden. Die Rückwirkung ist kleiner als -40 dB.



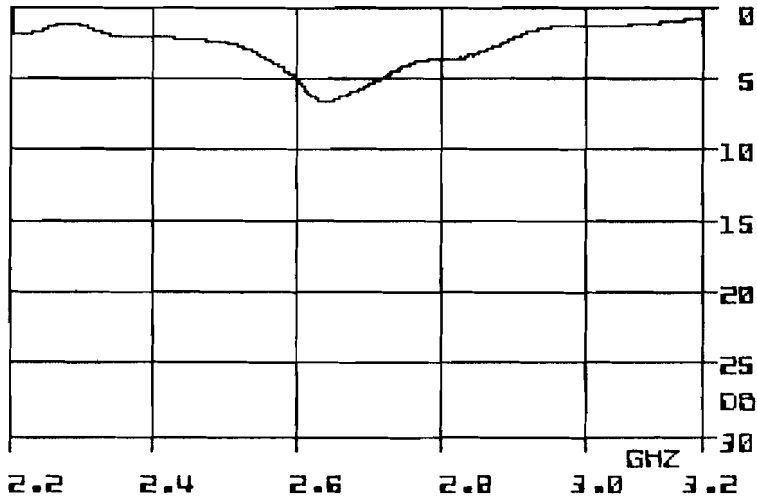
EINGANGSANPASSUNG VERST. I (-30 DBM INPUT)



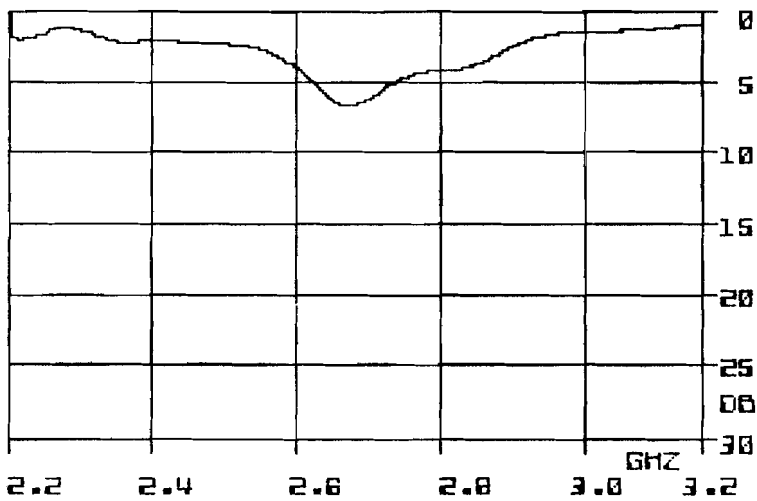
EINGANGSANPASSUNG VERST. II (-30 DBM INPUT)



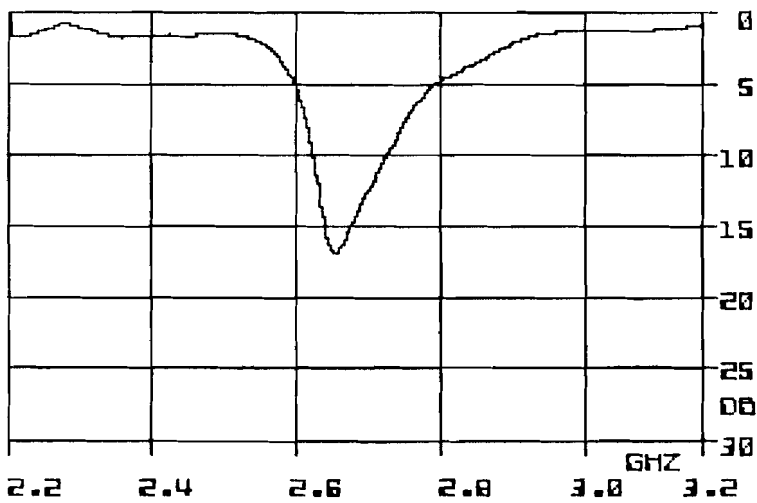
EINGANGSANPASSUNG VERST. III (-30 DBM INPUT)



EINGANGSANPASSUNG VERST. I (-20 DBM INPUT)

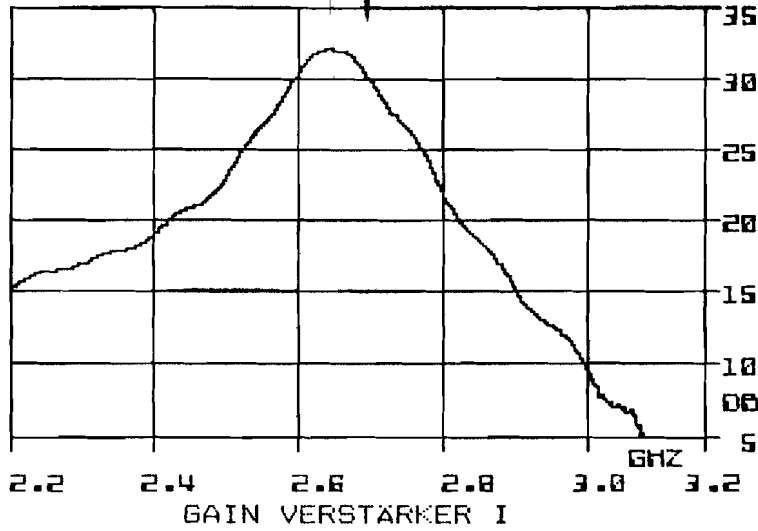


EINGANGSANPASSUNG VERST. II (-20 DBM INPUT)

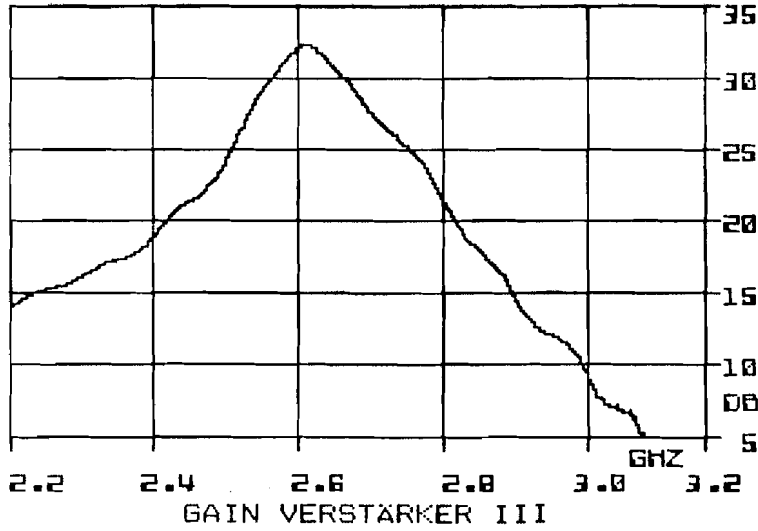
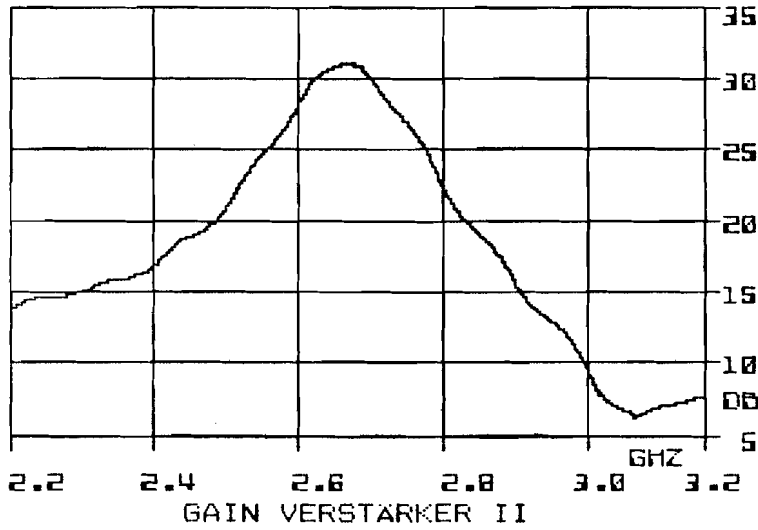


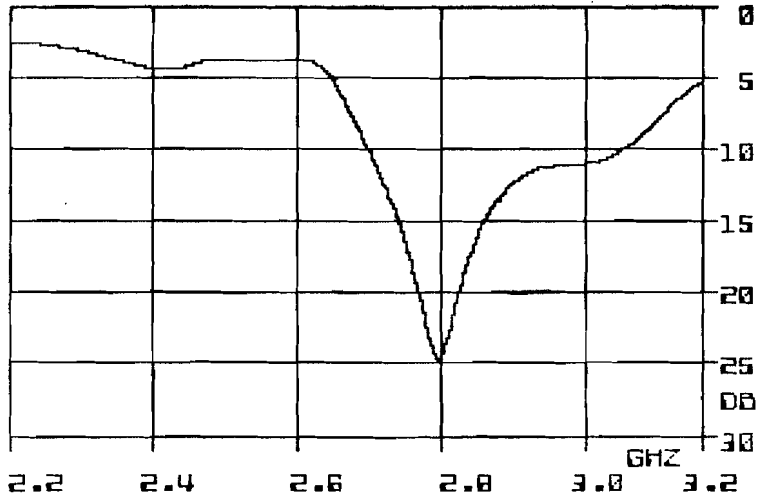
EINGANGSANPASSUNG VERST. III (-20 DBM INPUT)

26.5

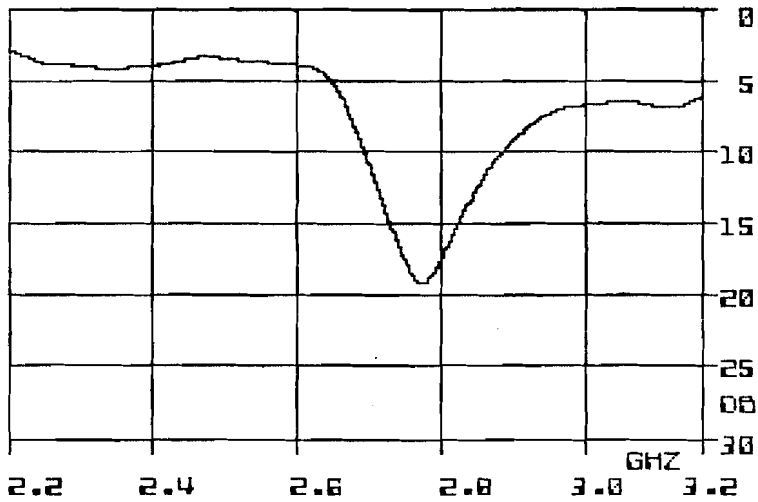


✓

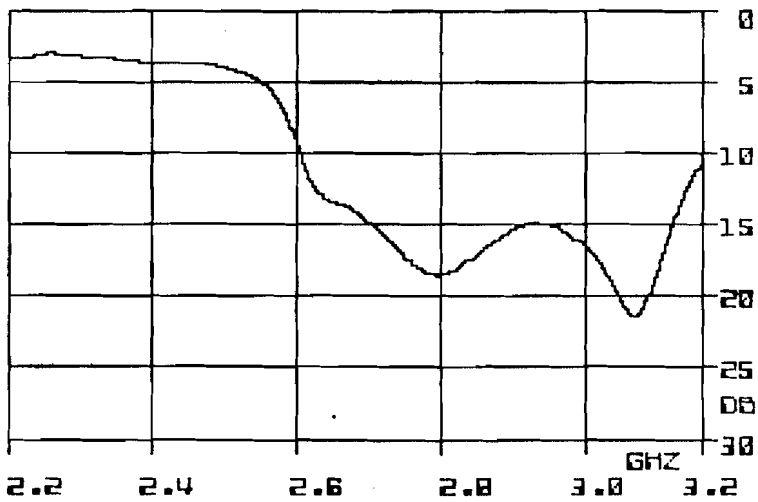




AUSGANGSANPASSUNG VERST. I



AUSGANGSANPASSUNG VERST. II



AUSGANGSANPASSUNG VERST. III

Die Bestimmung des Eigenrauschens der Verstärker wurde nach der Optimierung mit Hilfe eines Hot-Cold Standards der Firma AIL durchgeführt. Da die Eichung des Rauschmeßplatzes ebenfalls an diesem Standard erfolgte, sollen hier, die damit zusammenhängenden Probleme aufgezeigt werden.

Der Hot-Cold Standard besitzt zwei 50-Ohm-Widerstände. Ein Widerstand wird in einem Thermostaten auf 373 K geheizt. Der andere Widerstand befindet sich in siedendem Stickstoff bei 77.3 K.

Die Anschlußbuchsen sind leider nicht in der SMA-Norm. Zum Anschluß der Verstärker sind Adapter notwendig. Dieses erhöht die Rauschleistung des "Cold". Die Verringerung der Rauschleistung des "Hot" durch die Dämpfung ist bei der Messung zu vernachlässigen.

Die Adapter-Konfiguration besteht aus folgenden Übergängen:

AIL-Koaxbuchse auf N-Buchse
N-Stecker auf SMA-Stecker
SMA-Buchse auf SMA-Buchse

Das Eigenrauschen des Cold an der letzten SMA-Buchse wurde mit 83 K bestimmt. Zu dieser Bestimmung wurde der Verstärker Eingang mit einem Semi-Rigid Edelstahl-Kabel und Widerstand versehen. Das Kabel wurde mit dem Widerstand bis ca. 3 cm vor der Buchse des Verstärkers in flüssigen Stickstoff getaucht. Durch das Edelstahl-Kabel ist die Wärmeleitung zum Verstärker so gering, daß sich die Temperatur des Transistors bei der Messung nicht verändert. Als Rauschtemperatur wird 78 K angenommen. Damit existieren 4 Meßpunkte zur Bestimmung der Rauschtemperatur der Verstärker:

- a) 373 K durch den HOT-Anschluß
- b) 273+19 K durch einen Widerstand auf der Temperatur des Verstärkers
- c) 77+6 K Cold Anschluß mit den Adaptern
- d) 78 K Widerstand mit Edelstahlkabel

Für Verstärker I ergaben die Messungen:

	Counts	Temperatur	
a)	833	373 K	Hot
b)	688	292 K	Zimmertemperatur
c)	312	83 K	Cold mit Adapter
d)	303	78 K	Edelstahl-Kabel mit 50 Ohm

Aus a) und d) folgt $T_{\text{ave}} = 90.6 \text{ K}$

Aus b) und d) folgt $T_{\text{ave}} = 90.4 \text{ K}$

Mit dieser Messung wurde c) mit 83 K bestimmt.

Für Verstärker II ergaben die Messungen:

	Counts	Temperatur	
a)	818	373 K	Hot
b)	687.5	300 K	Zimmertemperatur
c)	299.5	83 K	Cold mit Adapter
d)	290.5	78 K	Edelstahl-Kabel mit 50 Ohm

Aus a) und c) folgt $T_{sys} = 84.5$ K

Aus a) und d) folgt $T_{sys} = 84.5$ K

Aus b) und c) folgt $T_{sys} = 84.4$ K

Aus b) und d) folgt $T_{sys} = 84.4$ K

Für Verstärker III ergaben die Messungen:

	Counts	Temperatur	
a)	946	373 K	Hot
b)	782	292 K	Temp. des Verstärkers
c)	359.5	83 K	Cold mit Adapter
d)	349.6	78 K	Edelstahl-Kabel mit 50 Ohm

Aus a) und c) folgt $T_{sys} = 94.7$ K

Aus a) und d) folgt $T_{sys} = 94.9$ K

Aus b) und c) folgt $T_{sys} = 94.8$ K

Aus b) und d) folgt $T_{sys} = 95.0$ K

Die Betriebsspannungsversorgung für die beiden FET's der Verstärker ist jeweils $U_{bs} = 4$ Volt, $I_{bs} = 10$ mA.

In die gemessenen Labor-Systemtemperaturen geht der Meßplatz hinter dem Verstärker mit rund 1.2 K ein. Damit ein sicherer Abstand von der Aussteuerungsgrenze des Meßplatzes gehalten wurde, befand sich ein 6 dB Dämpfungsglied zwischen Verstärker und Meßplatz. Die Rauschtemperatur des Meßplatzes geht dann mit 1/100 in die Systemtemperatur ein.

Die Verstärker I und III wurden ausgewählt für den Einbau in das Teleskop. Der rauschärmste Verstärker II soll als Ersatz dienen, bzw. später gegen Verstärker III getauscht werden.

Damit vor einem Einbau alle Rauschtemperaturen möglichst gut bekannt sind, wurde eine Messung der Verstärker, zusammen mit der Hohlleiterauskopplung durchgeführt.

Dazu wurden die Verstärker I und III an der Hohlleiterauskopplung montiert. Der Rundhohlleiterabschluß wird zunächst bei Zimmertemperatur betrieben und anschließend gekühlt.

Verstärker I:

	Counts	Temperatur	
a)	695	299 K	Zimmertemperatur
b)	305 +/-1	77.3 K	flüssiger Stickstoff

Verstärker III:

	Counts	Temperatur	
a)	503	299 K	Zimmertemperatur
b)	226 +/-1	77.3 K	flüssiger Stickstoff

Die Messung mit dem gekühlten Abschluß ergab in der Anzeige eine Unsicherheit von einem Count.

Als Ergebnis erhält man:

Für Verstärker I ergibt sich $T_{\text{sys}} = 96 \text{ K} \pm 1 \text{ K}$
Für Verstärker III ergibt sich $T_{\text{sys}} = 103.5 \text{ K} \pm 1.5 \text{ K}$

Die Auskopplung erhöht das Rauschen um ca. 6 K.

Der Betrag ist realistisch, denn zwei Rechteck-Koppler aneinander geschraubt besitzen eine Dämpfung von 0.15 dB. Umgerechnet erhöht somit ein Rechteck-Koppler im Eingang das Rauschen um 5.15 K.

Die Temperaturstabilisierung

Die Temperaturstabilisierung eines Verstärkers, die er in einer Kühlanlage erfährt, muß bei nicht gekühlten Verstärkern gesondert vorgesehen werden. Die häufigste Methode einer Temperaturstabilisierung ist das Heizen.

Mit einer konstanten Heizleistung gilt: Je höher die Temperatur des zu stabilisierenden Teils ist, umso weniger gehen Schwankungen der Umgebungstemperatur ein. Durch den Wärmefluß an die Umgebung stellt sich an der Heizung ein thermisches Gleichgewicht ein.

Für einen Verstärker bedeutet das z.B. ein Aufheizen auf über 40° C. Wegen der unnötigen Verschlechterung der Rauschtemperatur wurde für den Stockert eine Stabilisierung unterhalb der Zimmertemperatur entworfen.

Durch den Einsatz von Peltier-Elementen kann man die Betriebstemperatur knapp 10° C unterhalb der Umgebungstemperatur halten. Bei größeren Temperaturunterschieden kondensiert die Luftfeuchtigkeit am und im Verstärkergehäuse.

Das Gefälle zur Umgebungstemperatur ist bei dieser Kühlung klein. Deshalb darf die zugeführte Kühlleistung nicht konstant sein.

Mit Hilfe einer Proportional-Regelung läßt sich eine gute Temperaturstabilisierung erreichen. Ein Temperaturfühler bestimmt die Temperatur des Verstärkergehäuses. Durch einen Vergleich mit der Sollgröße, z.B. an einem Poti vorgewählt, erzeugt die Regelschaltung ein in der Pulsbreite variable Steuerspannung.

Die Pulsbreite kann sich in Stufen von $1/16$ zwischen $0 * 1/16$ (Steuerspannung ständig aus, Verstärker viel zu kalt) und $16 * 1/16$ (Steuerspannung ständig ein, Verstärker viel zu warm) verändern. Der proportionale Teil des Reglers liegt zwischen diesen Extremwerten. Die Steuerspannung schaltet über einen Transistor den Strom des Peltier-Elements. Der Strom ist auf 5 A begrenzt.

Zur Kühlung eines Verstärkers kamen je zwei Peltier-Elemente zum Einsatz. Der verwendete Typ ist:

Siemens Sirigor-Block PKE36b02 809001360019

Die an der Rückseite der Peltier-Elemente auftretende Wärme muß abgeführt werden, damit die Temperaturdifferenz zwischen den Seiten des Kühlelementes nicht zu groß wird. Dies geschieht über eine 15 mm dicke Aluminiumplatte, die zur Vergrößerung der Oberfläche mit einem Kühlkörper versehen wurde.

Je eine Aluminiumplatte dient als Montageplatte für einen Verstärker. Die Aluminiumplatte wird an den Rundhohleiter angeschraubt, somit ist der Verstärker unmittelbar mit dem Anschluß der Auskopplung verbunden. Die Wärmeleitung des Rundhohleiters ist gering. Die Abwärme des Peltiers muß vom Kühlkörper und der Oberfläche der Aluminiumplatte abgestrahlt werden. (Photo 2 Seite 50, Photo 4 Seite 75)

Mit einer Umgebungstemperatur von 20° C erreicht der Verstärker, ohne äußere thermische Isolation, eine minimale Temperatur von 6° C. Die Aluminiumplatte heizt sich dabei auf rund 45° C auf.

Die Stabilität der Temperatur am Verstärker ist besser als 0.1° C. Dieses reicht auch für radioastronomische Anforderungen aus.

Der Platz für die Polarisationsweiche mit den Verstärkern ist direkt unter dem Empfangshorn. Das Cassegrain-System auf dem Stockert hat einen kleinen Raum im Spiegel unterhalb des Horns (siehe Photo 3 Seite 75). Der Raum ist achteckig. Da die Form des Raumes einem "Indianerzelt" ähnelt, ist der Name "Zelt" dafür geläufig. Die Wände des Raumes sind aus rund 5mm starken Aluminiumplatten. Eine thermische Isolation existierte nicht.

Da es auf dem Stockert im Winter auch recht kühl werden kann, mußte das Zelt mit einer Isolation und einer Heizung ausgerüstet werden.

Zur Isolation wurde der Raum von innen, mit 3 cm dickem Styrodur, verkleidet. Das Styrodur ist eine Abart des Styropors, nur die mechanische Stabilität ist größer. Zur Abdeckung des Styrodurs wurde der Raum zusätzlich noch mit 1 mm Aluminium ausgekleidet.

In den Raum wurden zwei Heizungen mit Gebläse eingebaut. Die Steuerung der Heizungen erfolgt mit einer Proportional-Regelung. Durch diese Umbauten besitzt der Raum unterhalb des Horns eine gut stabilisierte Temperatur.

Die Temperatur der Luft im Raum ist 21.5°C und langfristigen Variationen liegen unter $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$. Außer in sehr warmen Nächten sollte die Temperatur im Zelt immer über der Außentemperatur liegen. Durch diese Vorstabilisierung der Raumluft hat die Peltier-Regelung konstantere Arbeitsbedingungen. Die Temperatur im Raum kann nicht mehr unter die Temperatur der Verstärker fallen. Dieses hätte ein Verlassen des proportionalen Bereichs für die Kühlung bedeutet.

Die Betriebsspannungsversorgung für die FET-Verstärker wurde ebenfalls in das Zelt eingebaut. Es handelt sich um ein Netzteil mit dem alle vier FET's versorgt werden. Die Schaltung der Stabilisierung ist im Anhang zu sehen. Das Prinzip der Stabilisierung des Drain-Source Stroms mit dieser Operationsverstärkern ist seit einigen Jahren erfolgreich im Labor angewendet worden. Die Schaltung stammt von Sander Weinreb (1980) und ermöglicht außer einer Stromstabilisierung über die Gatespannung auch eine entkoppelte Anzeige der Betriebsgrößen.

Mit diesen Vorbereitungen war der Einbau des neuen Front-end nicht mehr so schwierig. Der alte Teil des Empfängers ist weiterhin in der Dezi-Kabine montiert geblieben. Die Verbindung zwischen den FET-Verstärkern und dem Rest des Empfängers erfolgt über die vorhandenen Rechteck-Hohlleiter. Nach ersten erfolgreichen Testmessungen wurde der parametrische Verstärker demontiert. Er ist nun im Foyer des Radioastronomischen Instituts ausgestellt.

Die folgenden Photos sollen einen Eindruck vom Umbau des Empfangssystems liefern.



Photo 3: Neue Empfangskabine (Zelt) unterhalb des Horns

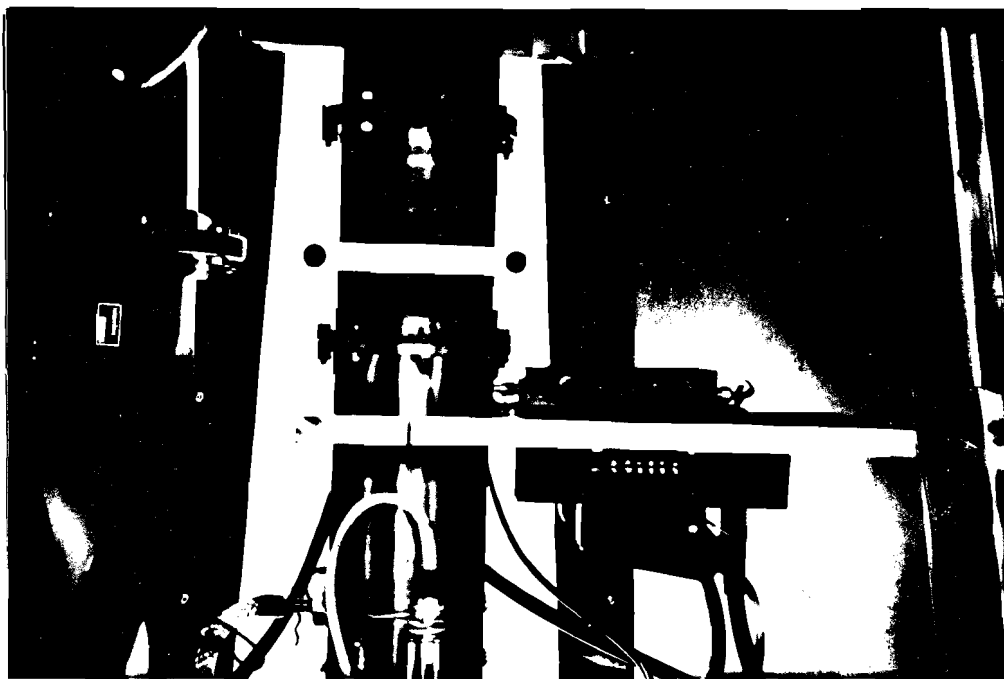


Photo 4: Blick in das "Zelt"
Auskopplung mit einem Verstärker



Photo 5: Auskopplung mit der Verkabelung für diverse Temperaturfühler, Betriebsspannungen und Hornbelüftung. Aus dem Boden ragen die oberen Enden der Rechteckhohlleiter. Sie leiten das verstärkte Signal in die Dezi-Kabine.

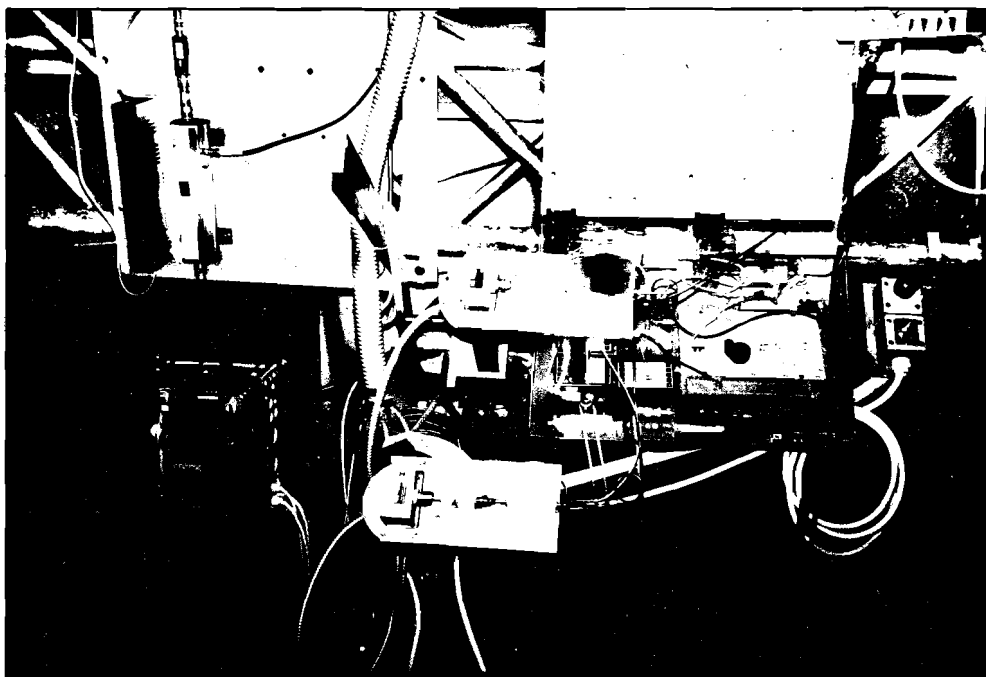


Photo 6: Blick in die Dezi-Kabine, mit den weiteren Verstärkerstufen am unteren Ende der Rechteckhohlleiter.

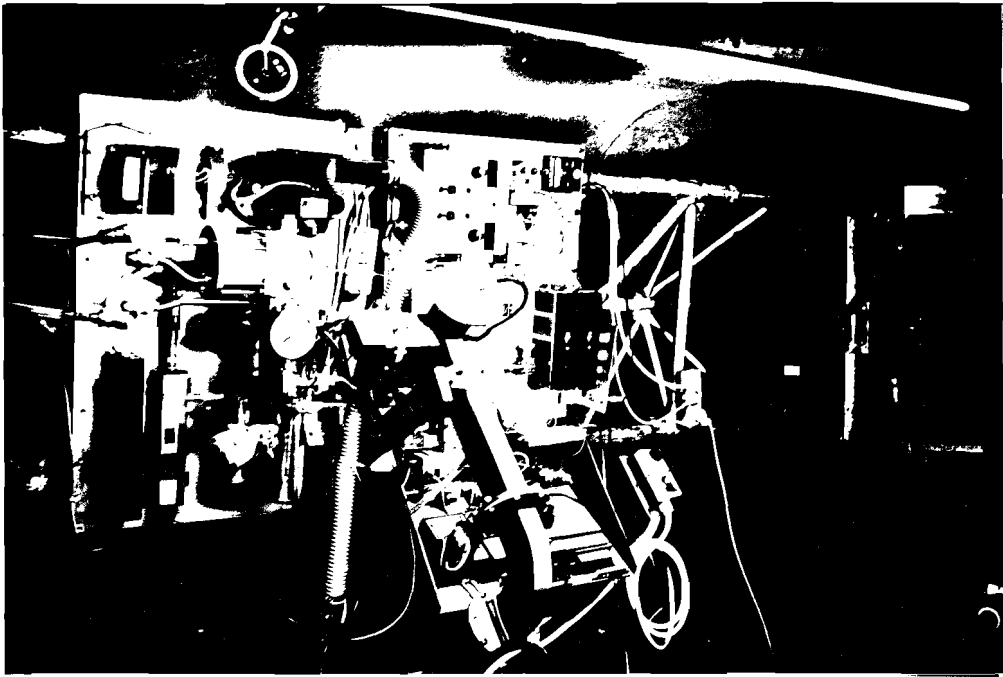


Photo 7: 11-cm Empfänger in der Dezi-Kabine vor dem Umbau

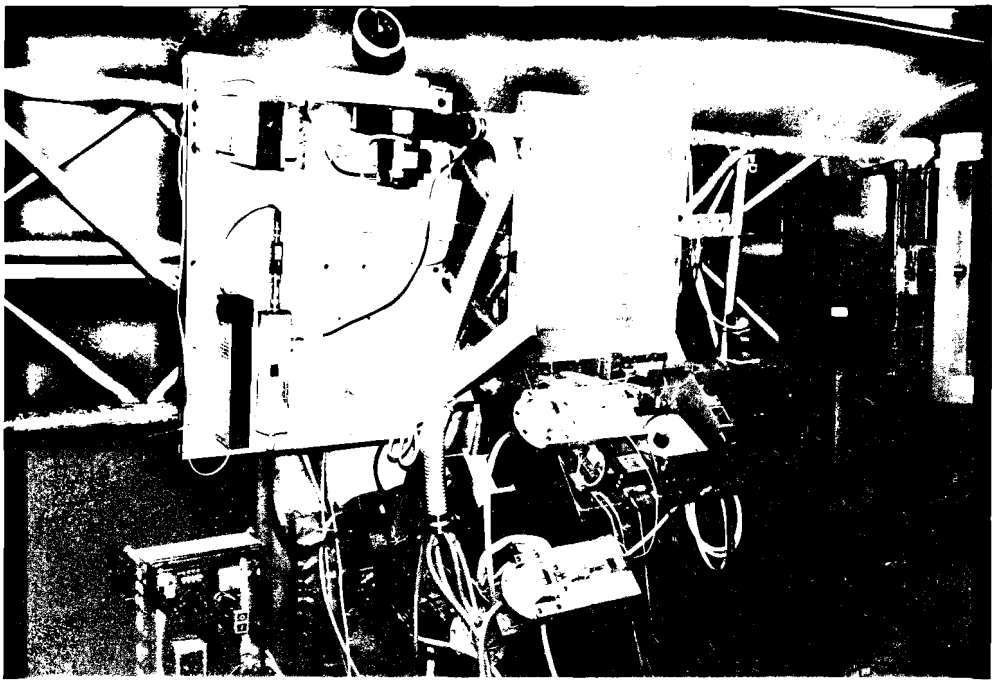


Photo 8: 11-cm Empfänger in der Dezi-Kabine nach dem Umbau

Testmessungen mit dem neuen Frontend

Nach einem Umbau des Empfangssystem sind die Auswirkungen der neuen Komponenten auf die Stabilität, Rauschzahl und Zuverlässigkeit von besonderem Interesse.

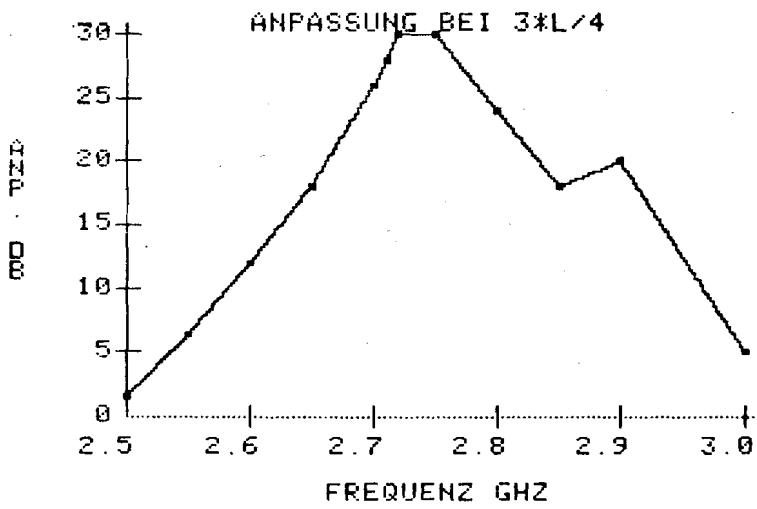
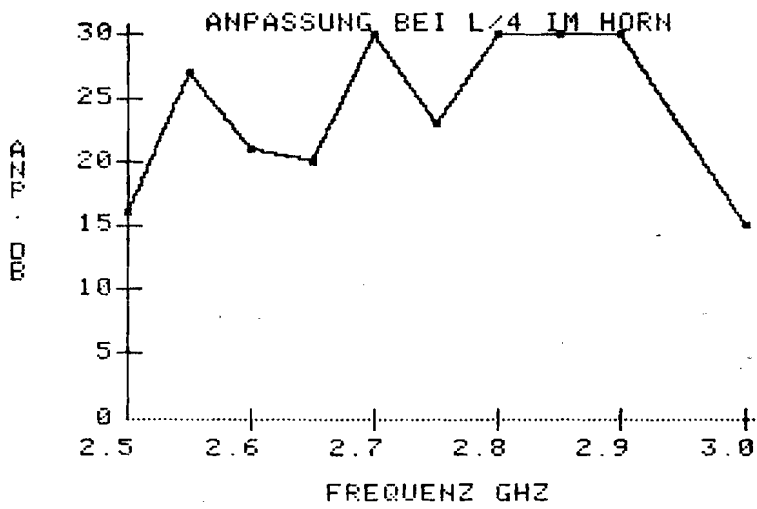
Anpassung der Antenne

Mit dem Einbau der neuen Polarisationsweiche wurde die Anpassung der Antenne bestimmt. Die Messung sind am Horn d.h. im Parabolspiegel vorgenommen worden. Auf einen Transport des HF-Meßplatzes mit Rechner, in den Spiegel, wurde verzichtet. Die Anpassung wurde mit einem Richtkoppler, einem HF-Generator und einem Leistungsmesser mit TFT-Meßkopf punktweise bestimmt. Die Dynamik ist auf 30 dB begrenzt. Seite 79 zeigt die Anpassungs-Diagramme für die beiden Polarisationssebenen. Gegenüber den Messungen mit einem Hohlleiterabschluß im Labor (Seite 47,48) hat sich die Anpassung etwas verschlechtert. Ein Wert von über 20 dB ist aber ausreichend.

Entkopplung der Polarisationssebenen

Die Entkopplung der Polarisationssebenen ist ohne die $\lambda/4$ -Platte mit über 30 dB fast identisch mit den Labormessungen Seite 49. Mit der $\lambda/4$ -Platte zeigte sich eine kleinere Entkopplung. Im interessierenden Frequenzbereich um 2.7 GHz traten periodisch gute und schlechte Entkopplung in der Messung auf. Die Maxima der Entkopplung liegen bei rund 25 dB und die Minima um 10 dB.

Eine Erklärung dafür liegt im Aufbau des Cassegrain-Systems. Koppelt man eine linear polarisierte Welle z.B. horizontal polarisiert in den Rundhohlleiter ein, so wandelt die $\lambda/4$ Platte (unter 45° montiert), die lineare polarisierte Welle in eine, z.B. rechts-zirkular polarisierte Welle um. Die dann über das Horn abgestrahlte Welle wird zum Teil durch den Subreflektor in das Horn zurückreflektiert. Eine rechts-zirkular polarisierte Welle wird durch eine Reflexion an einer Metalloberfläche zu einer links-zirkular polarisierten Welle. Diese wandelt die $\lambda/4$ -Platte nun in eine senkrecht polarisierte Welle um. Zwischen den beiden Polarisationssebenen im Rundhohlleiter existiert durch das Zusammenspiel von $\lambda/4$ -Platte und Subreflektor eine Kopplung.



Systemtemperatur

Eine Bestimmung der Systemtemperatur wurde mehrfach an Cygnus A durchgeführt. Einige schwächere Quellen zeigen das gleiche Ergebnis, nur sind die Fehler dann etwas größer. Die Messung zeigte einige interessante Ergebnisse.

Quelle	RA(1950)	Dec(1950)	Fluß bei 11 cm in Jy
Cyg A	19 57 45	+40 36 00	770

Ein Fluß von 11 Jy ergibt auf dem Stockert 1 Grad Antennentemperatur.

Systemtemperaturen (mit Atmosphäre etc.)

Kanal 1 (mit Verstärker I)	Kanal 2 (mit Verstärker III)
102 K	112 K

Die Abweichungen sind kleiner als +/-1 K.

In dieser Systemtemperatur ist die Antennentemperatur mit 12 bis 13 K enthalten (vgl. Seite 4).

Mit den Rauschtemperaturen die im Labor bestimmt wurden, war für Kanal 1 eine Systemtemperatur von

$$96 \text{ K} + 12 \text{ K} = 108 \text{ K}$$

und für Kanal 2

$$103.5 \text{ K} + 12 \text{ K} = 115.5 \text{ K}$$

zu erwarten gewesen.

Während das Ergebnis für Kanal 2 noch an der Fehlergrenze liegt, so ist die Rauschtemperatur von Kanal 1 um 6 K zu gering!

Alle üblichen Erklärungen begründen immer nur, warum das System "wärmer" als erwartet geworden ist.

Übliche Fehlerquellen sind:

- Dämpfung durch die $\lambda/4$ Platte,
- ohmsche Verluste,
- Kompression im Empfänger (oder Detector) durch unzureichende Dynamik etc.

Die Messwerte sind mit der $\lambda/4$ -Platte bestimmt worden. Ein kurzfristiger Ausbau mit erneuter Messung zeigte, daß ihr dämpfender Einfluß sehr gering ist. Die Platte erhöht die Systemtemperatur um weniger als 1 K.

Eine Erklärung ist nur schwer zu finden.

Eine Möglichkeit, die man fast ausschließen kann, ist eine fehlerhafte Hot-Cold Eichung im Labor. Ein Hot-Cold Standard des Nachbarinstituts zeigte die gleichen Ergebnisse.

Eine andere Möglichkeit ist eine Korrektur des Umrechnungsfaktors zwischen dem Fluß einer Quelle und der Antennentemperatur. Eine Verringerung des Faktors um rund 5% würde zu dem erwarteten Ergebnis führen. Diese Veränderung betrifft dann auch die effektive Antennenfläche des Teleskops und die bisherigen Messungen.

Einfluß der Temperatur

Ein weiteres Ziel der Testmessung ist es den Einfluß, der physikalischen Temperatur des Verstärkers, auf das gesamte Empfangssystem kennenzulernen. Man kann damit abschätzen, ob die Temperaturstabilisierung durch die Peltierelemente für das System ausreichend ist.

Diese Messungen wurden mit dem, in Kanal 2 des Empfängers eingebauten, Verstärker III gemacht. Zur Messung erhielt das Gehäuse des Verstärkers einen zusätzlichen Temperaturfühler. Das zugehörige Temperaturmeßgerät befand sich in der Dezi-Kabine. Die Auflösung des Meßgerätes beträgt 0.1°C . Die Temperatur des Verstärkers läßt sich an der Peltier-Regel-Einheit mit einem Wendelpotentiometer einstellen.

Skalenteile
des Heli-pot

phys. Temperatur des Verstärkers

4.00	15.8° C
5.00	14.5° C
6.00	13.4° C
7.00	12.4° C
8.00	11.4° C

Für jede der Temperatureinstellungen wurde rund 3 Minuten lang gemessen. Seite 83 zeigt das Ergebnis des Testes. In die Diagramme sind die jeweiligen Temperatureinstellungen mit eingetragen. Die eigentliche Messung geht nur bis zur gestrichelten Linie.

Die obere Messung zeigt den Verlauf der "total Power" von Kanal 2 ohne eine Normierung. Total Power hängt sowohl von der Verstärkung als auch von der System-Rauschtemperatur ab.

$$P = c * (T_R + T_A)$$

Der Rauschanteil der Antenne T_A wird während dieses Tests als konstant angesehen.

Ändert sich die Rauschtemperatur des Empfängers T_R oder die Verstärkung c , so ist dies in der total Power Darstellung zu erkennen.

Die Verringerung der physikalischen Temperatur des FET-Verstärkers bewirkt gleichzeitig zwei Effekte:

- a) Die Rauschtemperatur sinkt.
- b) Die Verstärkung steigt.

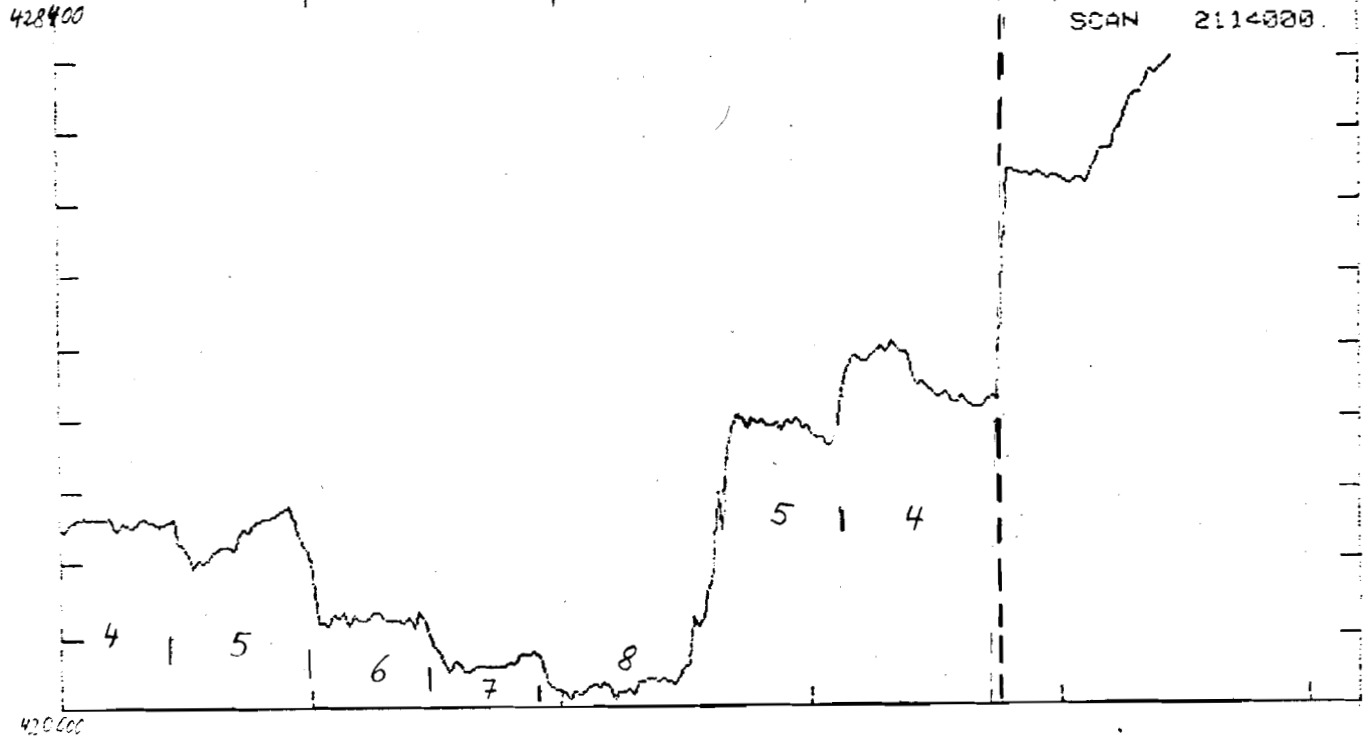
Die Auswirkungen auf total Power sind gegensätzlich. Je nach Größe der einzelnen Effekte steigt oder sinkt der Pegel. Der Verlauf der Messung zeigt, daß der Einfluß auf die Rauschtemperatur der stärkere Effekt ist.

Das untere Diagramm auf Seite 83 zeigt den gleichzeitigen Verlauf der Verstärkung c des gesamten Empfangskanals. Die Verstärkung läßt sich aus der Messung mit Hilfe des geschalteten Kalibrationssignals gewinnen.

```

INPUT-FILE = B:PELZTIER.CH2
MINI-ZONE-FILE = (DEGREE) 330: 40000E+06 840.00
MINI-ZONE-FILE = (DEGREE) 330: 30: 1: 36: 2
NONSCANNING K00RD 0000 0: 0: 2: 5

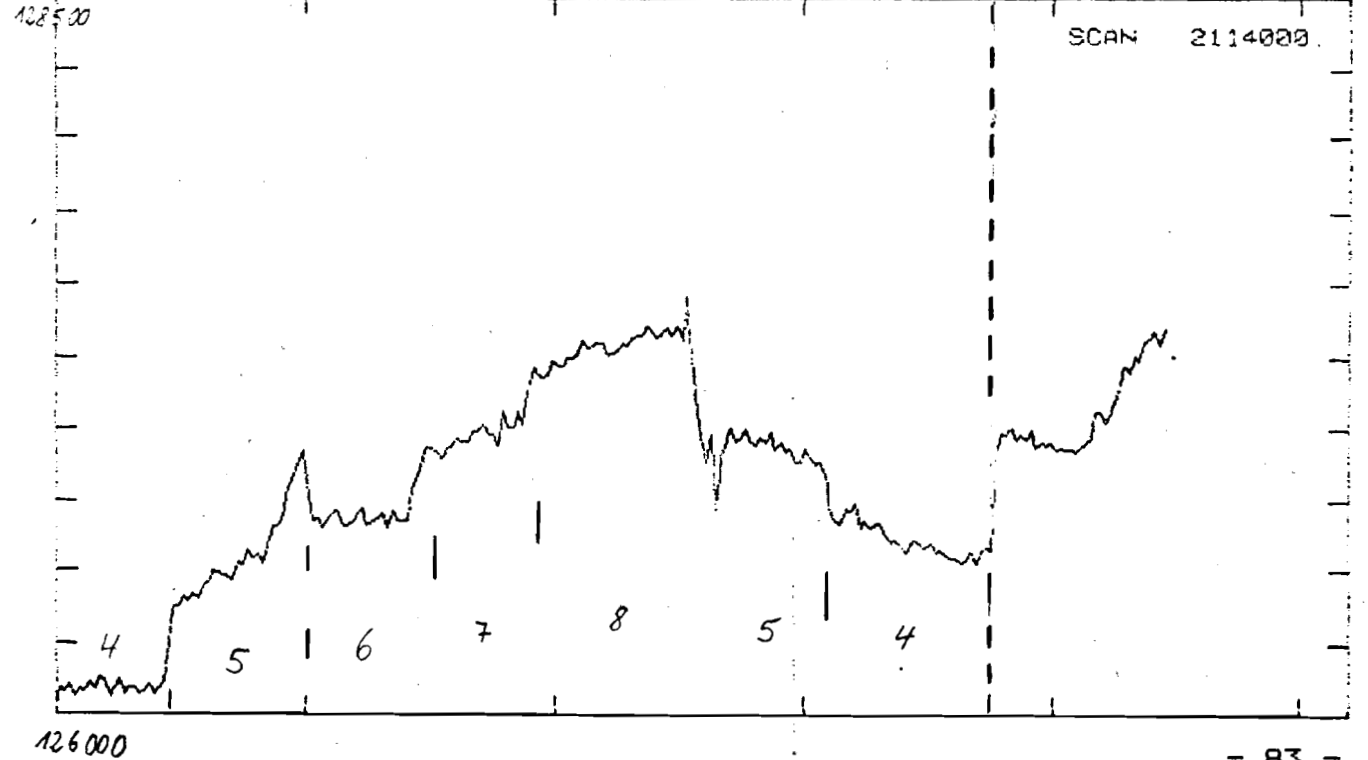
```



```

INPUT-FILE = B:PELZTIER.CH2
MINI-ZONE-FILE = (DEGREE) 330: 12600E+06 252.00
MINI-ZONE-FILE = (DEGREE) 330: 30: 1: 36: 2
NONSCANNING K00RD 0000 0: 0: 2: 5

```



In Phase 1 ist das Cal-Signal eingeschaltet

$$P_1 = c (T_A + T_R + T_{CAL})$$

In Phase 2 ist das Cal-Signal ausgeschaltet

$$P_2 = c (T_A + T_R)$$

T_A Rauschbeitrag der Antenne, Atmosphäre, Himmel etc

T_R Rauschtemperatur des Empfängers

T_{CAL} Rauschbeitrag des Kalibrationssignals

Aus der Differenz $P_1 - P_2$ erhält man $c * T_{CAL}$.

Mit einem konstanten Kalibrationssignal läßt sich so die Variation der Verstärkung bestimmen.

Das Gain des Verstärkers steigt mit sinkender Temperatur.

Die Testmessungen zeigen einen Schwachpunkt des Systems:

Während der Messungen wurde auf eine konstante Temperatur der Dezi-Kabine und des Empfangs-Zeltes geachtet. Mit dem eigentlichen Abschluß der Messungen, die gestrichelte Linie im Diagramm, wurde die Dachluke der Dezi-Kabine geöffnet. Die Temperatur im Raum verringerte sich geringfügig. Der enorme Durchgriff auf die Verstärkung ist als Sprung in beiden Diagrammen zu erkennen. Eine vergleichbare Gain-Schwankung in dem FET-Verstärker erreicht man erst durch Variation der Verstärkertemperatur um mehr als 3° C.

Durch diese Sensibilität des Empfängerteils in der Dezi-Kabine läßt sich erklären, weshalb die Pegel für die Einstellungen 4 und 5, zu Anfang und Ende der Messung, unterschiedliche Pegel liefern.

Bei den Messungen einiger Drift-Scans, zur großräumigen Eichung des 11 cm-Surveys, sind solche Gain-Schwankungen ebenfalls feststellbar. Genau zu den Zeiten in denen jemand die Dezi-Kabine betrat war ein Sprung des Signals zu verzeichnen.

Ein Vergleich der beiden Kanäle zeigt, daß sie beide fast identischen Verstärkungsschwankungen unterliegen.

Die Ursache liegt vermutlich im Oszillatorsystem. Das Oszillatorsignal versorgt zur ZF-Korrelation beide Empfangskanäle. Eine Variation dieser Leistung hat eine Wirkung auf die Verstärkung. Die Dämpfung der Mischer hängt u.a. von der Leistung des Oszillators ab.

Das Oszillatorsignal wird durch Vervielfachung aus einer Frequenzdekade gewonnen. Die Dekade ist vom Typ Schomandel ND100M, 300 Hz - 100 MHz. Sie ist eigentlich nur für den Bereich bis 100 MHz gedacht, arbeitet intern aber mit Oszillatoren von über 600 MHz. Ein solches internes Signal wird aus der Dekade ausgekoppelt. Es liegt 600 MHz höher als das "reguläre Ausgangssignal". Mit einer Einstellung von 12,500000 MHz wird 612,500000 MHz ausgekoppelt. Dieses Signal wird mit einem Leistungsverstärker auf ca. 1 Watt gebracht und einem Vervielfacher zugeführt. Das vierfache der Eingangsfrequenz wird ausgekoppelt und gefiltert. Das Signal auf 2.45 GHz wird über einen Leistungsteiler und einen Phasenschieber den beiden Kanälen zugeführt.

Der Ersatz des Oszillators ist geplant und wird wahrscheinlich eine deutliche Verbesserung der Stabilität des Systems zur Folge haben.

Um einen Eindruck von der momentanen Stabilität des Systems zu geben sind im Anhang einige Driftscans beigefügt. Sie sind mit der Daten-Vorreduktion direkt am Teleskop erstellt worden.

Von der Vorreduktion des Driftscan DS2198 sind Signal, Cal. und Signal/Cal angefügt.

Der Einfluß des Wetters, speziell der Feuchtigkeit, kann man an DS2243 sehen. Das obere Diagramm zeigt den Verlauf der Cal. Das über Reflexion am Subreflektor eingespeiste Kalibrationssignal wird durch Feuchtigkeit auf seinem Weg zum Empfangshorn gedämpft. Im Gegensatz dazu steigt der Empfangspegel durch die Eigenstrahlung der Feuchtigkeit. Man sieht im Diagramm den Einsatz des Regens deutlich.

Von einer weiteren Analyse der Stabilität wurde abgesehen bis diese, mit der bevorstehenden Erneuerung des Oszillators, in dem geforderten Bereich liegt.

Zusammenfassung und Ausblicke

Im 11cm Kontinuumempfänger des Radioteleskops Stockert konnte der parametrische Verstärker durch ungekühlte FET-Verstärker ersetzt werden. Die Verstärker werden durch Peltier-Elemente auf 15,8° C thermisch stabilisiert.

Als Hilfsmittel im Labor wurde ein Rauschmeßplatz optimiert und der HF-Meßplatz mit einem Computerinterface (A/D - Wandler) versehen.

In Zusammenhang mit der neuen Polarisationsweiche konnte die Systemtemperatur auf 102 K und 112 K (jeweils ohne Kalibrationssignal) gesenkt werden.

Die neue Empfangskabine direkt unter dem Horn (Zelt) wurde klimatisiert.

Durch eine geringere Bandbreite des Frontends wurden die Störungen durch Radar-Signale verringert.

Das bezüglich der Stabilität gesetzte Ziel, Messung von Driftscans zur großräumigen Eichung, konnte noch nicht erreicht werden. Die Messungen haben gezeigt, daß die Schwankungen der Verstärkung nicht von den neuen FET-Verstärkern stammen, sondern durch das Oszillatorsystem hervorgerufen werden.

Sollte der Ersatz des Oszillators nicht den gewünschten Erfolg bringen, so sollte man den HF und ZF Teil des Empfängers, der sich noch in der Dezi-Kabine befindet, mit einer zusätzlichen Temperaturstabilisierung versehen. Der andere Weg wäre eine komplette Verlagerung dieses Empfängerteils in das jetzt klimatisierte Zelt unter dem Horn.

Das noch etwas unkläre Problem mit der zu "geringen" Systemtemperatur soll mit Hilfe eines Absorbers auf dem Horn geklärt werden. Durch die große Hornöffnung (Photo 3 Seite 75) und die Maße guten Absorbermaterials für 11 cm (60 cm Pyramidenhöhe) wird die "Dämpfungskappe" recht groß.

Mit einem Austausch des Oszillators und dem Einsatz des Absorbers ist Frühling 1987 zu rechnen.

Literaturverzeichnis

- /1/ Hachenberg, O., Vohwinkel, B.
Technische Grundlagen der Radioastronomie
Bibliographisches Institut Mannheim 1982
- /2/ Ragan
Microwave Transmission Circuits
Mc Graw-Hill Book Company Inc. 1948
- /3/ Marcuvitz
Waveguide Handbook
Mc Graw-Hill Book Company Inc. 1951
- /4/ Montgomery, Dicke, Purcell
Principles of Microwave Circuits
Mc Graw-Hill Book Company Inc. 1948
- /5/ Grundlach F.W.
Grundlagen der Höchstfrequenztechnik
Springer Verlag 1950
- /6/ Janssen, Walter
Hohlleiter und Streifenleiter
Hüthig Verlag Heidelberg 1977
- /7/ Kraus, John D.
Radio Astronomie
McGraw-Hill Book Company, INC.
- /8/ Kraus, John D.
Antennas
McGraw-Hill Book Company, INC. 1950
- /9/ Rothammel, Karl
Antennenbuch
Militärverlag der DDR 1984
- /10/ Michel, H.-J.
Zweitor-Analyse mit Leistungswellen
Teubner Studienbücher 1981
- /11/ Schäfer Frank
Aufbau gekühlter FET-Verstärker im X- und KU-Band in
Koaxialtechnik
Diplomarbeit in Bonn 1983
- /12/ Leventhal Lance
6502 Programmieren in Assembler
TeWi-Verlag München 1981
- /13/ Mitsubishi Electric
Technical Note: Noise Figure and Associated Gain
Measurement Set Up
March 23, '81

- /14/ Mehran Reza
Zur Dimensionierung der Mikrostreifenleitungs-Schaltungen
Mikrowellen Magazin (4/81) pp. 415-430
- /15/ Froehner, William
Quick amplifier design with scattering parameters
Electronics (Nov.67) pp. 100-109
- /16/ Pierro, John
Cryogenically Cooled GaAs FET Amplifier with a Noise
Temperature Under 70 K at 5.0 GHz
IEEE-Trans. Microwave Theory and Tech. (Dec.1976) pp. 972-975
- /17/ Weinreb Fenstermacher Harris
Ultra-Low-Noise 1.2-1.7 GHz Cooled GaAsFET Amplifiers
IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech. vol MTT30,
(June 1982) pp. 849-853
- /18/ Hammerstad, E.O.
Equations for microstrip circuit design
Proc. European Microwave Conference (1975) pp. 268-272
- /19/ Getsinger, W.J.
Microstrip dispersion model
IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech. vol MTT21
(1973) pp. 34-39
- /20/ Wheeler H.A.
Transmission-Line properties of parallel strips seperated
by a dielectric sheet
IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech. vol MTT13
(1965) pp. 172-185
- /21/ Hoffmann R.K.
Integrierte Mikrowellenschaltungen
Springerverlag Berlin 1983

Anhang

Assembler Source : ADC-Sweep (Treiberprogramm zur Kopplung Rechner - HF-Meßplatz)	A1
Assembler Source : ADC-Oszi (Rechner als Speicheroszillograph)	A6
Schaltbild des A/D-Konverters	A14
Blockdiagramm des 11 cm Empfangssystems	A15
Zeichnung des Rundhohleiter-Kurzschlußes	A16
Tabelle Stripline-Leitungen	A17
Datenblatt MGF1412	A18
Datenblatt MGF1402	A21
Layout des 2-Stufigen FET-Verstärkers	A27
Schaltbild FET-Netzteil	A28
Driftscan DS2198 Verlauf Signal/Cal	A29
Driftscan DS2198 Verlauf Signal (total Power)	A30
Driftscan DS2198 Verlauf Cal (Gain)	A31
Driftscan DS2243 mit Regen	A32

:ASM

```
1 *****
2 *
3 * ADCSWEEP-ASSEMBLER-BASIC *
4 * SWEEPS.BIN *
5 * /5 09.01.86 *
6 * *
7 *****
8
9 ORG $C500
10
11 * ROUTINE ZUM AUSLESEN DER ADC'S
12 * NACH DER INITIALISIERUNG
13 * ABLEGEN VON
14 * ADC0 MSB CSFC
15 * ADC0 LSB CSFD
16 * ADC1 MSB CSFE
17 * ADC1 LSB CSFF
18
19
20 SLADDR = $C410
21 ORB = SLADDR
22 ORA = SLADDR+1
23 DDRB = SLADDR+2
24 DDRA = SLADDR+3
25 ACR = SLADDR+11
26 PCR = SLADDR+12
27 IFR = SLADDR+13
28 IER = SLADDR+14
29
30
31 MSB0 = $C5FC ;ADC0 HIGH BYTE
32 LSB0 = $C5FD ;ADC0 LOW BYTE BIT 0-3
33 MSB1 = $C5FE ;ADC1 HIGH BYTE
34 LSB1 = $C5FF ;ADC1 LOW BYTE BIT 0-3
35 SAVIFR = $C5FB ;ZWISCHENSPEICHER DES IFR
36 TRBEGLO = $C5F0 ;TRIGGER-BEGIN-LOW BYTE
37 TRBEGHI = $C5F1 ;TRIGGER-BEGIN-HIGH BYTE
38 TRSTOPLO = $C5F2 ;TRIGGER-STOP-LOW (<OF)
39 TRSTOPHI = $C5F3 ;TRIGGER-STOP-HIGH
40
41 *****
42 * *
43 * DIE INITIALISIERUNG ERFOLGT *
44 * AUS BASIC HERAUS UND MUSS *
45 * ABGESCHLOSSEN SEIN ! *
46 * *
47 * ADC-START UND LESEN *
48 * *
49 *****
50
51
52 LOOP LDA #6 ;OUT-CONVERT 0,1
53 STA ORB ;SW ADC0,1
54 LDX #4 ;=3 DURCHGAENGE
55 * BIS TIMEOUT
```

```
C500: A9 06
C502: 8D 10 C4
C505: A2 04
```

```

C507: A9 00      56      LDA  #0
C509: 8D 10 C4  57      STA  ORB      ; LOESCHEN
C50C: AD 1D C4  58      WAIT  LDA  IFR
C50F: 29 09      59      AND  #9      ; SICHERHEITSHALBER
C511: F0 F9      60      BEQ  WAIT
C513: C9 09      61      CMP  #200001001 ; BEIDE ADC'S FERTIG?
C515: F0 12      62      BEQ  LOOP2    ; JA
C517: 6D FB C5  63      ADC  SAVIFR   ; EIN ADC FERTIG U. SAVE
C51A: CA          64      DEX
C51B: F0 E3      65      BEQ  LOOP     ; DES 2. ADC'S
C51D: AD FB C5  66      LDA  SAVIFR   ; ADDIERTE FLAG'S
C520: C9 09      67      CMP  #9      ; JETZT BEIDE FERTIG?
          68      *           ZUMINDEST IM 2. DURCHGANG
C522: 90 E8      69      BCC  WAIT     ; WEITER WARTEN (3MAL MAX)
C524: A9 00      70      LDA  #0
C526: 8D FB C5  71      STA  SAVIFR   ; LOESCHEN
C529: A9 00      72      LOOP2 LDA  #0
C52B: 8D 10 C4  73      STA  ORB     ; WAEHLE ADC0
C52E: AD 11 C4  74      LDA  ORA
C531: 8D FC C5  75      STA  MSB0    ; ADC0-MSB
C534: AD 10 C4  76      LDA  ORB
C537: 29 F0      77      AND  #111110000 ; NUR DIE ERSTEN 4 BIT
C539: 18          78      CLC
C53A: 4A          79      LSR
C53B: 4A          80      LSR
C53C: 4A          81      LSR
C53D: 4A          82      LSR
C53E: 8D FD C5  83      STA  LSBO
C541: A9 01      84      LDA  #1
C543: 8D 10 C4  85      STA  ORB     ; WAEHLE ADC1
C546: EA          86      NOP          ; DELAY DA 6502 ZU
C547: EA          87      NOP          ; SCHNELL FUER 6522
C548: EA          88      NOP
C549: AD 11 C4  89      LDA  ORA     ; ADC1
C54C: 8D FE C5  90      STA  MSB1    ; MSB
C54F: AD 10 C4  91      LDA  ORB
C552: 29 F0      92      AND  #111110000 ; NUR DIE ERSTEN 4 BIT
C554: 18          93      CLC
C555: 4A          94      LSR
C556: 4A          95      LSR
C557: 4A          96      LSR
C558: 4A          97      LSR
C559: 8D FF C5  98      STA  LSB1
C55C: 60          99      RTS
          100
          101 *****
          102 * *
          103 * ABLEGEN DES ADC0 IN 256K-K. *
          104 * *
          105 *****
          106
          107
          108 HIADDR = #COD0 ; 256K-KARTE
          109 LOADDR = HIADDR+1
          110 BANK = HIADDR+2
          111 DATEN = HIADDR+3
          112
          113
C55D: 20 00 C5  114 BEGIN JSR LOOP ; DATENAUFNAHME

```

```

C560: AD F0 C5 115 LDA TRBEGLO ; TRIGGERBEGIN-LOW
C563: CD FF C5 116 CMP LSB1 ; LOW BYTE SWEEP
C566: 90 F5 117 BCC BEGIN ; TRIGGER<LSB0=>BEGIN
C568: AD F1 C5 118 LDA TRBEGHI ; TRIRRERBEGIN-HIGH BYTE
C56B: CD FE C5 119 CMP MSB1
C56E: 90 ED 120 BCC BEGIN ; MSB1>=TRIGGER HIGH=>BEGIN
121
122
123 *****
124 *
125 * DIE POSITIVE FLANKE DES SWEEP *
126 * GENERATORS FUEHRT ZU FALLENDEN *
127 * WERTEN DES ADC1 *
128 * DIE TRIGGERSCHWELLE WURDE UNTERSCHRITTEN *
129 * UND NUN WIRD AUF DAS TRIGGERENDE *
130 * GEPRUEFT. *
131 *
132 *****
133
134
C570: AD F2 C5 135 LDA TRSTOPLO ; TRIGGERSTOP-LOW
C573: CD FF C5 136 CMP LSB1
C576: 90 09 137 BCC SPEICH ; LSB1>=STOPLOW=>SPEICHERN
C578: AD F3 C5 138 LDA TRSTOPHI
C57B: CD FE C5 139 CMP MSB1
C57E: 90 01 140 BCC SPEICH ; MSB1>=STOPHIGH=>SPEICHERN
C580: 60 141 RTS
142 *****
143 *
144 * TRIGGER-STOP IST UEBERSCHRITTEN *
145 * ZURUECK ZUM BASIC *
146 *
147 *****
148
C581: AD FE C5 149 SPEICH LDA MSB1 ; SWEEP HIGH BYTE
C584: 8D D0 C0 150 STA HIADDR
C587: AD FF C5 151 LDA LSB1 ; SWEEP LOW BYTE
C58A: 8D D1 C0 152 STA LOADDR
C58D: A9 00 153 LDA #0
C58F: 8D D2 C0 154 STA BANK ; BANK 0 MSB DES ADC 0 IN A
DDR
C592: AD FC C5 155 LDA MSB0
C595: 8D D3 C0 156 STA DATEN ; MSB0 IN KARTE
C598: A9 01 157 LDA #1
C59A: 8D D2 C0 158 STA BANK ; BANK 1 LSB DES ADC0
C59D: AD FD C5 159 LDA LSB0
C5A0: 8D D3 C0 160 STA DATEN ; LSB IN KARTE
C5A3: 4C 5D C5 161 JMP BEGIN
162
163
164 *****
165 *
166 * ROUTINE ZUM LOESCHEN DER 256K *
167 * KARTE BANK 0 UND 1 *
168 *
169 *****
170
C5A6: A9 00 171 INIT LDA #0 ; AUSWAHL BANK 0

```

C5A8:	8D D2 C0	172		STA	BANK	
C5AB:	20 B7 C5	173		JSR	INIT1	; FUELLEN MIT NULL
C5AE:	A9 01	174		LDA	#1	; AUSWAHL BANK 1
C5B0:	8D D2 C0	175		STA	BANK	
C5B3:	20 B7 C5	176		JSR	INIT1	; FUELLEN MIT NULL
C5B6:	60	177		RTS		
		178				
		179				
C5B7:	A9 00	180	INIT1	LDA	#0	; FUELLWERT
C5B9:	A8	181		TAY		
C5BA:	AA	182		TAX		
C5BB:	8E D1 C0	183	INIT2	STX	LOADDR	
C5BE:	8C D0 C0	184		STY	HIADDR	
C5C1:	8D D3 C0	185		STA	DATEN	; 256K-KARTE
C5C4:	E8	186		INX		
C5C5:	D0 F4	187		BNE	INIT2	
C5C7:	CB	188		INY		
C5C9:	D0 F1	189		BNE	INIT2	
C5CA:	60	190		RTS		

--End assembly--

203 bytes

Errors: 0

bol table - alphabetical order:

ACR	=\$C41B	BANK	=\$COD2	BEGIN	=\$C55D	DATEN	=\$COD3
DDRA	=\$C413	DDRDB	=\$C412	HIADDR	=\$COD0	IER	=\$C41E
IFR	=\$C41D	INIT	=\$C5A6	INIT1	=\$C5B7	INIT2	=\$C5BB
LOADDR	=\$COD1	LOOP	=\$C500	LOOP2	=\$C529	LSB0	=\$C5FD
LSB1	=\$C5FF	MSB0	=\$C5FC	MSB1	=\$C5FE	ORA	=\$C411
ORB	=\$C410	PCR	=\$C41C	SAVIFR	=\$C5FB	SLADDR	=\$C410
SPEICH	=\$C5B1	TRBEGHI	=\$C5F1	TRBEGLO	=\$C5F0	TRSTOPHI	=\$C5F3
TRSTOPLO	=\$C5F2	WAIT	=\$C50C				

bol table - numerical order:

HIADDR	=\$COD0	LOADDR	=\$COD1	BANK	=\$COD2	DATEN	=\$COD3
SLADDR	=\$C410	ORB	=\$C410	ORA	=\$C411	DDRDB	=\$C412
DDRA	=\$C413	ACR	=\$C41B	PCR	=\$C41C	IFR	=\$C41D
IER	=\$C41E	LOOP	=\$C500	WAIT	=\$C50C	LOOP2	=\$C529
BEGIN	=\$C55D	SPEICH	=\$C5B1	INIT	=\$C5A6	INIT1	=\$C5B7
INIT2	=\$C5BB	TRBEGLO	=\$C5F0	TRBEGHI	=\$C5F1	TRSTOPLO	=\$C5F2
TRSTOPHI	=\$C5F3	SAVIFR	=\$C5FB	MSB0	=\$C5FC	LSB0	=\$C5FD
MSB1	=\$C5FE	LSB1	=\$C5FF				

```

1 *****
2 *
3 * PROGRAMM ADCSWEEP *
4 * ZUR DARSTELLUNG *
5 * DER MESSUNGEN, ALS *
6 * ERSATZ EINES *
7 * SPEICHER-OSZI'S *
8 * 10.12.85-16.12.85 *
9 */11.VERSION *
10 *
11 *****
12
13         ORG     $7000
14
15
16 MEM01    =     $301           ; TRIGGERSCHWELLE
17 MEM02    =     $302
18 MEM03    =     $303           ; MSB ADC0
19 MEM04    =     $304           ; MSB ADC1
20 MEM05    =     $305
21 MEM06    =     $306
22 SAVIFR   =     $307           ; SICHERUNG DES IFR
23
24
25 HPAG     =     $326           ; MEM HGR=$20, HGR2=$40
26 HPAG2    =     $E6
27
28 WHITE    =     $3
29
30 DATEN    =     $7500
31 DATENL   =     DATEN+$100
32 DATEN2   =     DATEN+$200
33 OGRENZ   =     $66*2         GRENZE PLOT HORIZ.
34 TRIGGDEF =     $75           ; DEFAULT TRIGG FUER SWEEP
35 * AUF ADC1 UND +-5 VOLT INPUT
36 TASTE    =     $C000         ; TASTATURSPEICHER
37 TASTLOE  =     $C010         ; TASTE LOESCHEN
38
39 HCOLOR   =     $F6F0         ; COLOR HPLOT
40
41 HPLOT    =     $F457         ; PLOT AKKU
42 HGR2     =     $F3D8         ; LOESCHEN HGR2
43
44 SLADDR   =     $C410
45 ORB      =     SLADDR
46 ORA      =     SLADDR+1
47 DDRB     =     SLADDR+2
48 DDRA     =     SLADDR+3
49 ACR      =     SLADDR+11
50 PCR      =     SLADDR+12
51 IFR      =     SLADDR+13
52 IER      =     SLADDR+14
53
54 HOME     =     $FC58
55
56
57

```

```

59 *****
60 *
61 * MAIN ROUTINE *
62 *
63 *****
64
65
7000: 20 24 70 66 JSR INITHIR ; INIT HIRES
7003: 20 56 70 67 JSR INIT6522 ; INIT 6522
7006: 20 75 70 68 JSR CLEAR ; DATEN-CLEAR
7009: 20 86 70 69 JSR AUFN ; DATENAUFNAHME
700C: 20 A3 70 70 JSR SHIFTL5B ; LSB DES ADCO IN DATEN
700F: 20 CD 70 71 JSR DATMOV ; DATEN VERSCHIEBEN
7012: 20 8B 71 72 JSR PLOT1 ; ERSTER PLOT
7015: 20 86 70 73 MAIN JSR AUFN
7018: 20 A3 70 74 JSR SHIFTL5B ; LSB DES ADCO IN DATEN
701B: 20 A6 71 75 JSR REFLOT ; AENDERUNG PLOTTEN
701E: 20 CD 70 76 JSR DATMOV
7021: 4C 15 70 77 JMP MAIN ; NOCHMAL
78
79
80 *****
81 *
82 * UNTERPROGRAMME *
83 *
84 *****
85
7024: 20 58 FC 86 INITHIR JSR HOME
7027: 20 D8 F3 87 JSR HGR2
702A: AD 57 C0 88 LDA #C057 ; HIRES MODE
702D: AD 50 C0 89 LDA #C050 ; GRAPHIK EIN
7030: AD 52 C0 90 LDA #C052 ; NUR GRAGHIK
7033: AD 55 C0 91 LDA #C055 ; HGR2
7036: A9 40 92 LDA ##40
7038: 8D 26 03 93 STA HPAG ; HGR2-PAGE
703B: 85 E6 94 STA HPAG2
703D: A2 03 95 LDX #WHITE
703F: 20 F0 F6 96 JSR HCOLOR ; FARBE WEISS
7042: A9 75 97 LDA #TRIGGDEF ,TRIGG.DEFAULT
7044: 8D 01 03 98 STA MEM01
7047: A9 00 99 LDA #0
7049: A9 4C 100 LDA #76 ; =NULL VOLT
704B: 8D 06 03 101 STA MEM06
704E: 8D 07 03 102 STA SAVIFR ; LOESCHEN
7051: 8D 02 03 103 STA MEM02
7054: D8 104 CLD
7055: 60 105 RTS

```

```

107
108
109 *****
110 *
111 * INIT DES 6522 *
112 *
113 *****
114
115
7056: A9 3F 116 INIT6522 LDA #0111111
7058: 8D 1E C4 117 STA IER ;CLEAR IER
705B: A9 49 118 LDA #1001001
705D: 8D 1E C4 119 STA IER ;ENABLE INT. CA2,CB2
7060: A9 03 120 LDA #3
7062: 8D 1B C4 121 STA ACR ;ZWISCHENSPEICHER
122 * ;AN PORT A UND B
7065: A9 22 123 LDA #00100010 ;CA2,CB2 AUF NEGATIVE
124 * ;FLANKE
7067: 8D 1C C4 125 STA PCR
706A: A9 00 126 LDA #0 ;PA 8*IN
706C: 8D 13 C4 127 STA DDRA
706F: A9 0F 128 LDA #0F ;PBO-3 OUT
7071: 8D 12 C4 129 STA DDRB
7074: 60 130 RTS
131
132 *****
133 *
134 * LOESCHEN DER DATEN FELDER *
135 *
136 *****
137
7075: A9 00 138 CLEAR LDA #0
7077: A2 00 139 LDX #0
7079: CA 140 CLEAR1 DEX
707A: 9D 00 75 141 STA DATEN,X
707D: 9D 00 76 142 STA DATENL,X
7080: 9D 00 77 143 STA DATEN2,X
7083: D0 F4 144 BNE CLEAR1
7085: 60 145 RTS
146
147 *****
148 *
149 * DATENAUFNAHME *
150 *
151 *****
152
7086: 20 0D 71 153 AUFN JSR TRIG ;WARTEN BIS TRIGG.
7089: 20 21 71 154 AUFN1 JSR LOOP ;DATENAUFNAHME
708C: AE 04 03 155 LDX MEM04
708F: AD 05 03 156 LDA MEM05
7092: 9D 00 76 157 STA DATENL,X
7095: AD 03 03 158 LDA MEM03
7098: 9D 00 75 159 STA DATEN,X ;ABLEGEN IN DATEN
709B: A9 CC 160 LDA #0GRENZ ;OBERE GRENZE
709D: CD 04 03 161 CMP MEM04
162
70A0: B0 E7 163 BCS AUFN1 ;OB. GR(AKKU) >MEM04
164 * ;DANN C=1 WEITER
70A2: 60 165 RTS ;ZURUECK
166
167

```

```

169
170 *****
171 *
172 * LSB DES ADCO IST IN DATENL BIT 4-7 *
173 * UND WIRD MIT DEM REST BIS MSB IN *
174 * DATEN ABGELEGT *
175 *****
176
177
70A3: A2 00 178 SHIFTL SB LDX #0
70A5: BD 00 75 179 SHIFT1 LDA DATEN,X
70A8: 18 180 CLC
70A9: 6A 181 ROR
70AA: 7E 00 76 182 ROR DATENL,X
70AD: 18 183 CLC
70AE: 6A 184 ROR
70AF: 7E 00 76 185 ROR DATENL,X
70B2: 18 186 CLC
70B3: 6A 187 ROR
70B4: 7E 00 76 188 ROR DATENL,X
70B7: 18 189 CLC
70B8: 6A 190 ROR
70B9: 7E 00 76 191 ROR DATENL,X
70BC: BD 00 76 192 LDA DATENL,X
70BF: 9D 00 75 193 STA DATEN,X
70C2: A9 00 194 LDA #0
70C4: 9D 00 76 195 STA DATENL,X
70C7: EB 196 INX
70C8: E0 CD 197 CPX #0GRENZ+1
70CA: D0 D9 198 BNE SHIFT1
70CC: 60 199 RTS
200
201
202 *****
203 *
204 * DATENMOVE, DATEN NACH DATEN2 *
205 *
206 *****
207
208
70CD: A2 00 209 DATMOV LDX #0
70CF: BD 00 75 210 DATMOV1 LDA DATEN,X
70D2: 9D 00 77 211 STA DATEN2,X
70D5: CA 212 DEX
70D6: D0 F7 213 BNE DATMOV1
70D8: 60 214 RTS
215

```

```

217
218 *****
219 * *
220 * TRIGGERSCHWELLE EINSTELLEN *
221 * WIRD IN MEMO1 ABGELEGT *
222 * UND DURCH <- -> VERAENDERT *
223 * *
224 *****
225
70D9: AD 00 C0 226 TRIGSW LDA TASTE
70DC: C9 88 227 CMP #88 ;LINKSPFEIL?
70DE: D0 0F 228 BNE TRIGSW2 ;NEIN > ANDERE TASTE ?
70E0: CE 06 03 229 DEC MEMO6 ;JA MEMO=MEMO-1
70E3: 8D 10 C0 230 STA TASTLOE ;LOESCHE TASTE
70E6: 20 D8 F3 231 JSR HGR2
70E9: 20 75 70 232 JSR CLEAR ;FUER NEUE DATEN
70EC: 4C 0C 71 233 JMP TRIGSW4
70EF: C9 95 234 TRIGSW2 CMP #95 ;RECHTSPFEIL
70F1: D0 0F 235 BNE TRIGSW3 ;NEIN RETURN
70F3: EE 06 03 236 INC MEMO6 ;JA MEMO=MEMO+1
70F6: 8D 10 C0 237 STA TASTLOE
70F9: 20 D8 F3 238 JSR HGR2
70FC: 20 75 70 239 JSR CLEAR
70FF: 4C 0C 71 240 JMP TRIGSW4
7102: C9 A0 241 TRIGSW3 CMP #A0 ;=SPACE?
7104: D0 06 242 BNE TRIGSW4 ;NUR LOESCHEN
7106: 20 D8 F3 243 JSR HGR2
7109: 20 75 70 244 JSR CLEAR
710C: 60 245 TRIGSW4 RTS
246
247
248 *****
249 * *
250 * TRIGGERN AUF POSITIVE FLANKE *
251 * *
252 *****
253
254
710D: 20 D9 70 255 TRIG JSR TRIGSW ;TRIGGERSCHWELLE GEAENDERT?
7110: 20 21 71 256 JSR LOOP ;LESE ADC
7113: CE 04 03 257 DEC MEMO4
7116: D0 F5 258 BNE TRIG ;=TRIGG. SCHWELLE? NEIN >NEU
7118: EE 04 03 259 INC MEMO4
711B: 20 21 71 260 JSR LOOP ;2.WERT
261
262
263
264
711E: 30 ED 265 BMI TRIG ;TRIGG NICHT .ERFOLGREICH
266
7120: 60 267 RTS
268
269

```

```

271 *****
272 * *
273 * ADC-START UND LESEN *
274 * *
275 *****
276
277
7121: A9 06 278 LOOP LDA #6 ;OUT-CONVERT 0,1
7123: 8D 10 C4 279 STA ORB ;SW ADC0,1
7126: A2 04 280 LDX #4 ;=3 DURCHGAENGE BIS TIMEOUT
7128: A9 00 281 LDA #0
712A: 8D 10 C4 282 STA ORB ;LOESCHEN
712D: AD 1D C4 283 WAIT LDA IFR
7130: 29 09 284 AND #9 ;SICHERHEITSHALBER
7132: F0 F9 285 BEQ WAIT
7134: C9 09 286 CMP #%00001001 ;BEIDE ADC'S FERTIG?
7136: F0 12 287 BEQ LOOP2 ;JA
7138: 6D 07 03 288 ADC SAVIFR ;EIN ADC FERTIG U. SAVE
713B: CA 289 DEX ;FUER TIMEOUT
713C: F0 E3 290 BEQ LOOP ;DES 2.ADC'S
713E: AD 07 03 291 LDA SAVIFR ;ADDIERTE FLAG'S
7141: C9 09 292 CMP #9 ;JETZT BEIDE FERTIG?
293 * ZUMINDEST IM 2.DURCHGANG
7143: 90 E8 294 BCC WAIT ;WEITER WARTEN (3MAL MAX)
7145: A9 00 295 LDA #0
7147: 8D 07 03 296 STA SAVIFR ;LOESCHEN
714A: A9 00 297 LOOP2 LDA #0
714C: 8D 10 C4 298 STA ORB ;WAEHLE ADC0
714F: AD 11 C4 299 LDA ORA
7152: 8D 03 03 300 STA MEM03 ;ADC0-MSB
7155: 38 301 SEC
7156: ED 06 03 302 SBC MEM06
7159: 8D 03 03 303 STA MEM03
715C: AD 10 C4 304 LDA ORB
715F: 8D 05 03 305 STA MEM05
7162: A9 01 306 LDA #1
7164: 8D 10 C4 307 STA ORB ;WAEHLE ADC1
7167: EA 308 NOP
7168: EA 309 NOP
7169: EA 310 NOP
716A: EA 311 NOP ;TIMING 6522
716B: AD 11 C4 312 LDA ORA ;ADC1
716E: 8D 04 03 313 STA MEM04 ;MSB
7171: AD 01 03 314 LDA MEM01
7174: 38 315 SEC
7175: ED 04 03 316 SBC MEM04
7178: 8D 04 03 317 STA MEM04
717B: 18 318 CLC
717C: AD 10 C4 319 LDA ORB
717F: 29 F0 320 AND #%11110000
7181: 0A 321 ASL
7182: AD 04 03 322 LDA MEM04
7185: 2A 323 ROL
7186: 8D 04 03 324 STA MEM04
7189: 18 325 CLC
718A: 60 326 RTS
327

```

```

329
330 *****
331 * *
332 * PLOT1 ZUM ERSTEN PLOTTEN *
333 * *
334 *****
335
336
718B: A2 03 337 PLOT1 LDX #WHITE ;FARBE WEISS
718D: 20 F0 F6 338 JSR HCOLOR
7190: A2 CC 339 LDX #OGRENZ
7192: 8E 02 03 340 STX MEMO2
7195: AE 02 03 341 PLOT11 LDX MEMO2
7198: A0 00 342 LDY #0
719A: BD 00 77 343 LDA DATEN2,X
719D: 20 57 F4 344 JSR HPLOT ;PLOTTEN
71A0: CE 02 03 345 DEC MEMO2
71A3: D0 F0 346 BNE PLOT11
71A5: 60 347 RTS
348
349
350 *****
351 * *
352 * REFRESH PLOT *
353 * *
354 *****
355
356
71A6: A2 CC 357 REFPL0T LDX #OGRENZ
71A8: 8E 02 03 358 STX MEMO2
71AB: BD 00 75 359 REFPL1 LDA DATEN,X
360
361
71AE: DD 00 77 362 CMP DATEN2,X
71B1: F0 20 363 BEQ REFPL2 ;ALTE DATEN UND NEUE
364 * ;VERGLEICHEN
71B3: A2 00 365 LDX #0 ;ALTER PKT LOESCHEN
71B5: 20 F0 F6 366 JSR HCOLOR ;MIT SCHWARZ
71B8: AE 02 03 367 LDX MEMO2
71BB: A0 00 368 LDY #0
71BD: BD 00 77 369 LDA DATEN2,X ;ALTER PKT
71C0: 20 57 F4 370 JSR HPLOT ;LOESCHEN
371
372
71C3: A2 03 373 LDX #WHITE ;FARBE WEISS
71C5: 20 F0 F6 374 JSR HCOLOR ;
71C8: AE 02 03 375 LDX MEMO2
71CB: A0 00 376 LDY #0
71CD: BD 00 75 377 LDA DATEN,X ;NEUER PKT
71D0: 20 57 F4 378 JSR HPLOT
71D3: CE 02 03 379 REFPL2 DEC MEMO2
71D6: AE 02 03 380 LDX MEMO2
71D9: D0 D0 381 BNE REFPL1
71DB: 60 382 RTS

```

nd assembly--

bytes

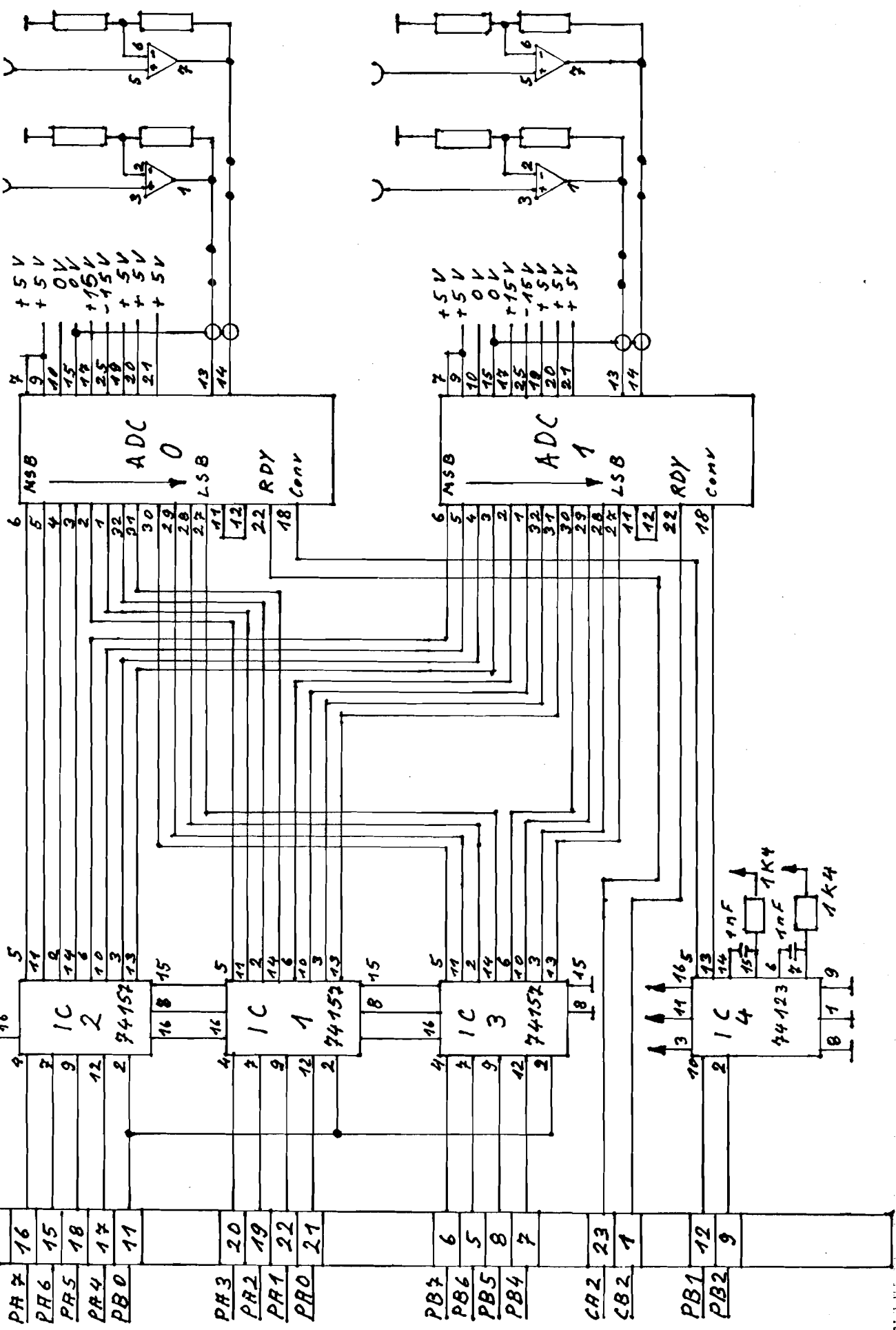
ors: 0

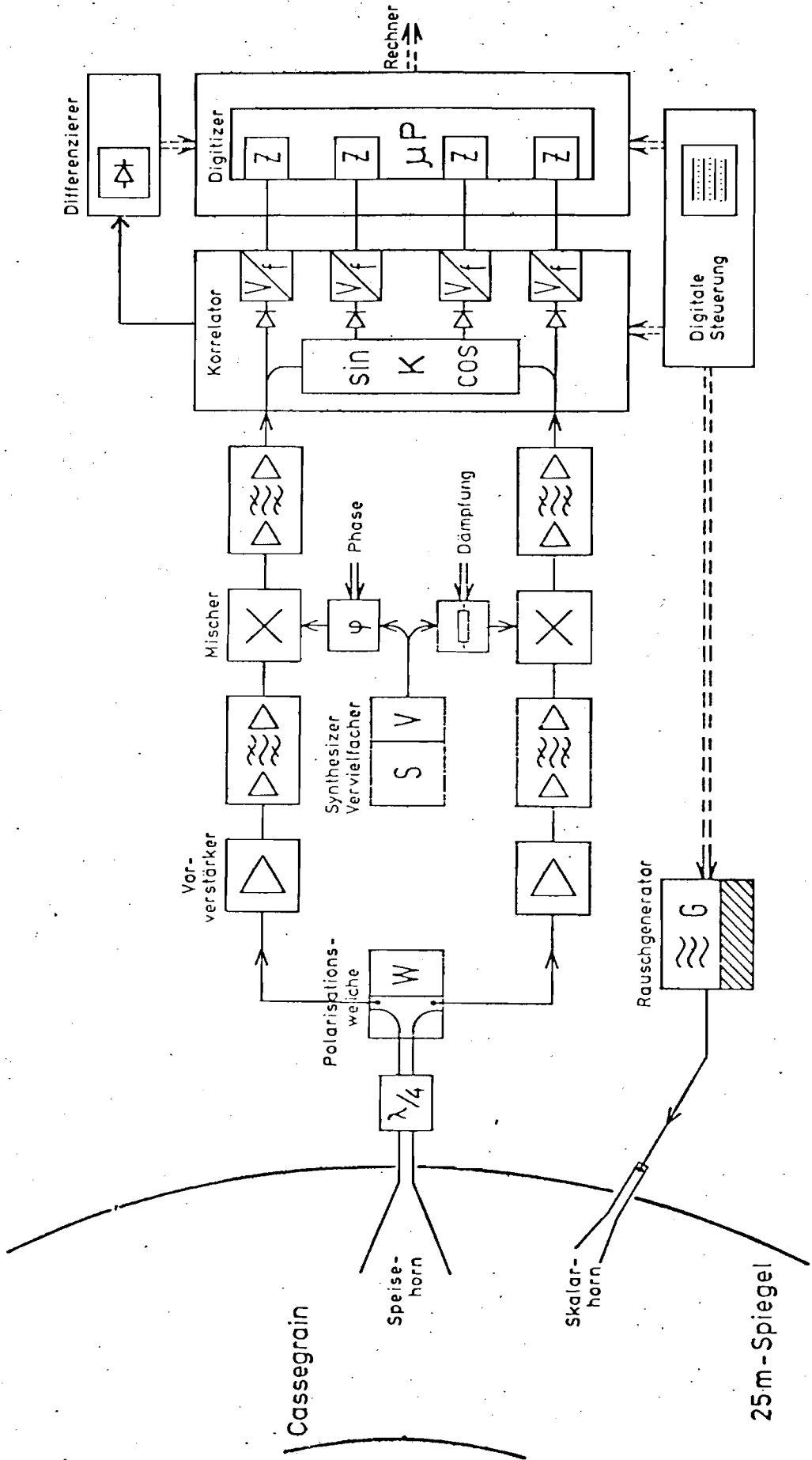
bol table - alphabetical order:

ACR	=\$C41B	AUFN	=\$7086	AUFN1	=\$7089	CLEAR	=\$7075
CLEAR1	=\$7079	DATEN	=\$7500	DATEN2	=\$7700	DATENL	=\$7600
DATMOV	=\$70CD	DATMOV1	=\$70CF	DDRA	=\$C413	DDRB	=\$C412
HCOLOR	=\$F6F0	HGR2	=\$F3D8	HOME	=\$FC58	HPAG	=\$0326
HPAG2	=\$E6	HPLOT	=\$F457	IER	=\$C41E	IFR	=\$C41D
INIT6522	=\$7056	INITHIR	=\$7024	LOOP	=\$7121	LOOP2	=\$714A
MAIN	=\$7015	MEM01	=\$0301	MEM02	=\$0302	MEM03	=\$0303
MEM04	=\$0304	MEM05	=\$0305	MEM06	=\$0306	OGRENZ	=\$CC
ORA	=\$C411	ORB	=\$C410	PCR	=\$C41C	PLOT1	=\$718B
PLOT11	=\$7195	REFPL1	=\$71AB	REFPL2	=\$71D3	REFPLOT	=\$71A6
SAVIFR	=\$0307	SHIFT1	=\$70A5	SHIFTLSB	=\$70A3	SLADDR	=\$C410
TASTE	=\$C000	TASTLOE	=\$C010	TRIG	=\$710D	TRIGGDEF	=\$75
TRIGSW	=\$70D9	TRIGSW2	=\$70EF	TRIGSW3	=\$7102	TRIGSW4	=\$710C
WAIT	=\$712D	WHITE	=\$03				

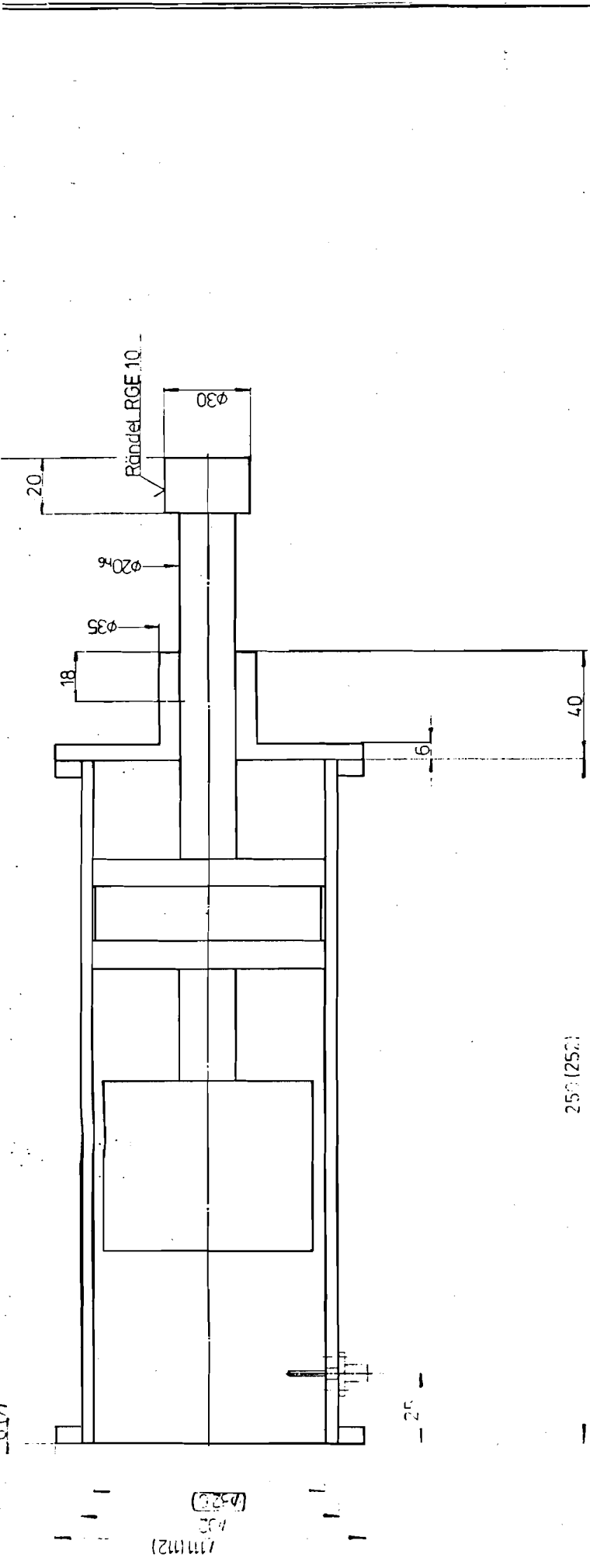
bol table - numerical order:

WHITE	=\$03	TRIGGDEF	=\$75	OGRENZ	=\$CC	HPAG2	=\$E6
MEM01	=\$0301	MEM02	=\$0302	MEM03	=\$0303	MEM04	=\$0304
MEM05	=\$0305	MEM06	=\$0306	SAVIFR	=\$0307	HPAG	=\$0326
MAIN	=\$7015	INITHIR	=\$7024	INIT6522	=\$7056	CLEAR	=\$7075
CLEAR1	=\$7079	AUFN	=\$7086	AUFN1	=\$7089	SHIFTLSB	=\$70A3
SHIFT1	=\$70A5	DATMOV	=\$70CD	DATMOV1	=\$70CF	TRIGSW	=\$70D9
TRIGSW2	=\$70EF	TRIGSW3	=\$7102	TRIGSW4	=\$710C	TRIG	=\$710D
LOOP	=\$7121	WAIT	=\$712D	LOOP2	=\$714A	PLOT1	=\$718B
PLOT11	=\$7195	REFPLOT	=\$71A6	REFPL1	=\$71AB	REFPL2	=\$71D3
DATEN	=\$7500	DATENL	=\$7600	DATEN2	=\$7700	TASTE	=\$C000
TASTLOE	=\$C010	SLADDR	=\$C410	ORB	=\$C410	ORA	=\$C411
DDRB	=\$C412	DDRA	=\$C413	ACR	=\$C41B	PCR	=\$C41C
IFR	=\$C41D	IER	=\$C41E	HGR2	=\$F3D8	HPLOT	=\$F457
HCOLOR	=\$F6F0	HOME	=\$FC58				





Blockdiagramm 11 cm - Empfangssystem Stockert



250 (252)

12.85	Vidua	(Rohmaße)	Cu Zn 40 Pb
1:1	Koaxial-Endauskoppler		
Bl. 1	11 cm		

STRIPLINE BERECHNUNG

RELATIVES EPSILON 2.2
 SUBSTRATHOEHE (MILLIMETER) 0.762
 FREQUENZ (GHZ) 2.7

WERTE FUER DIE WIDERSTANDS-TABELLE

ANFANGSWERT (OHM) 10
 ENDWERT (OHM) 90
 SCHRITTWEITE (OHM) 5

ZL (OHM)	BREITE (MM)	BREITE/ HOEHE	VERKUEZ. FAKTOR
10	17.189	22.558	.692
15	10.936	14.352	.699
20	7.823	10.266	.705
25	5.976	7.843	.711
30	4.756	6.241	.716
35	3.893	5.109	.72
40	3.253	4.268	.724
45	2.758	3.62	.727
50	2.367	3.106	.731
55	2.05	2.69	.734
60	1.788	2.346	.737
65	1.569	2.059	.739
70	1.382	1.814	.742
75	1.222	1.604	.744
80	1.083	1.422	.746
85	.962	1.262	.748
90	.855	1.122	.75

MGF 1412 (2SK275)

FOR MICROWAVE LOW NOISE AMPLIFIERS
N-CHANNEL SCHOTTKY BARRIER GATE TYPE

Specifications subject to change without notice.

DESCRIPTIONS

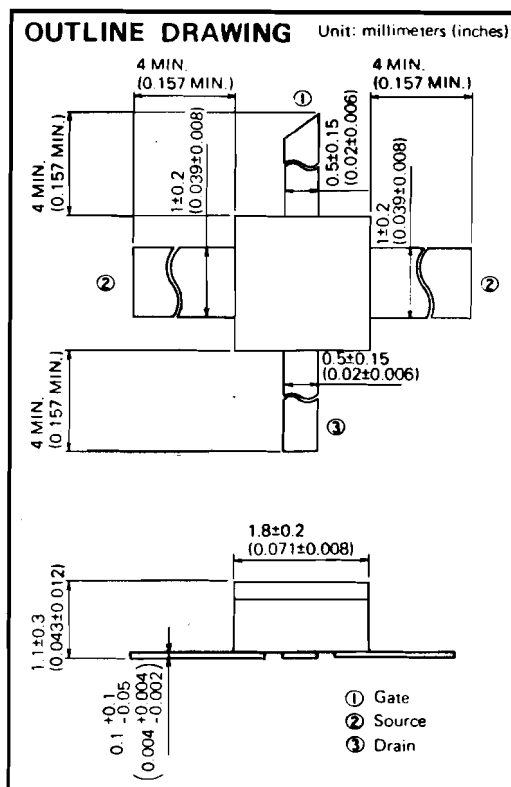
The MGF-1412 (2SK275) is a super low-noise GaAs FET with an N-channel Schottky gate, which is designed for use in 4GHz band amplifiers. The hermetically sealed metal-ceramic package assures minimum parasitic losses, and has a configuration suitable for microstrip circuits.

FEATURES

- High maximum frequency of oscillation $f_{max} = 70$ GHz (TYP)
- Low noise figure $NF = 0.8$ dB (TYP) @ $f = 4$ GHz
- High associated gain $G_s = 13$ dB (TYP) @ $f = 4$ GHz
- High reliability and stability

APPLICATIONS

4GHz band super low noise amplifiers



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_a = 25^\circ\text{C}$)

Symbol	Parameter	Limits	Unit
V_{GDO}	Gate to drain voltage	-6	V
V_{GSO}	Gate to source voltage	-6	V
V_{DSX}	Drain to source voltage	8	V
I_D	Drain current	100	mA
P_T	Total power dissipation	300	mW
T_{ch}	Channel temperature	150	$^\circ\text{C}$
T_{stg}	Storage temperature	-55 ~ +150	$^\circ\text{C}$

MUNICOM GmbH
Bauelemente für die Nachrichtentechnik
Gewerbepark, 8217 Grassau
Tel. 08641/3036, Tlx. 563344 mcg d

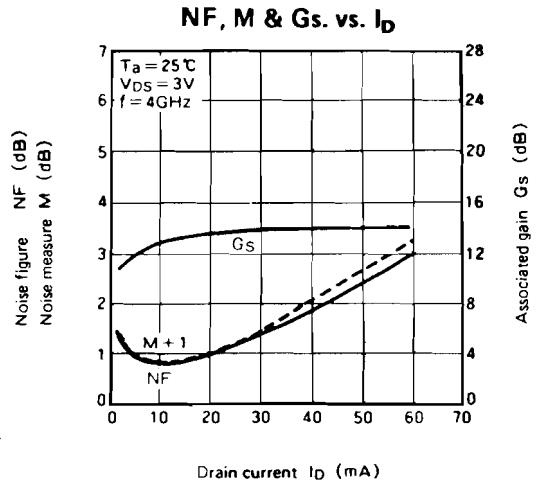
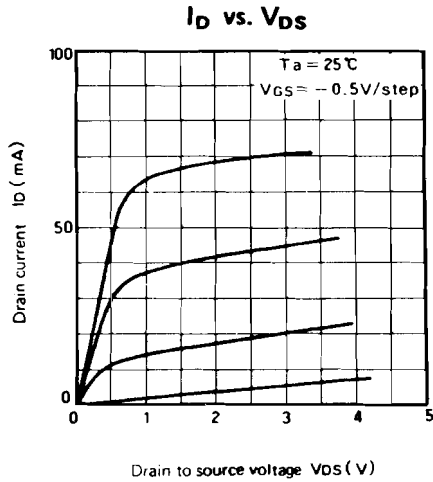
ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_a = 25^\circ\text{C}$)

Symbol	Parameter	Conditions	Values			Unit
			MIN	TYP	MAX	
V_{BRIGSS}	Gate to source breakdown voltage	$I_G = -100\mu\text{A}$, $V_{DS} = 0\text{V}$	-6			V
I_{GSS}	Gate to source leakage current	$V_{GS} = -3\text{V}$, $V_{DS} = 0\text{V}$			10	μA
$I_{D(off)}$	Drain cut-off current	$V_{GS} = -5\text{V}$, $V_{DS} = 5\text{V}$			200	μA
I_{DSS}	Saturated drain current	$V_{GS} = 0\text{V}$, $V_{DS} = 3\text{V}$	30	70	100	mA
$V_{GS(off)}$	Gate to source cut-off voltage	$V_{DS} = 3\text{V}$, $I_D = 100\mu\text{A}$	-1		-5	V
g_m	Transconductance	$V_{DS} = 3\text{V}$, $I_D = 30\text{mA}$	25	35		mS
G_s	Associated gain	$V_{DS} = 3\text{V}$, $I_D = 10\text{mA}$, $f = 4\text{GHz}$	11	13		dB
NF_{min}	Minimum noise figure	$V_{DS} = 3\text{V}$, $I_D = 10\text{mA}$, $f = 4\text{GHz}$		0.8	1.0	dB
MAG	Maximum available gain	$V_{DS} = 3\text{V}$, $I_D = 30\text{mA}$, $f = 4\text{GHz}$		18		dB
f_{max}	Maximum frequency of oscillation	$V_{DS} = 3\text{V}$, $I_D = 30\text{mA}$		70		GHz

MITSUBISHI SEMICONDUCTOR GaAs FET

MGF1412 (2SK275)

FOR MICROWAVE LOW NOISE AMPLIFIERS
N-CHANNEL SCHOTTKY BARRIER GATE TYPE



S PARAMETERS ($T_a = 25^\circ\text{C}$, $V_{DS} = 3\text{V}$, $f = 4\text{GHz}$)

I_D (mA)	S Parameters (TYP.)							
	S_{11}		S_{12}		S_{21}		S_{22}	
	Magn.	Angle (deg.)	Magn.	Angle (deg.)	Magn.	Angle (deg.)	Magn.	Angle (deg.)
10	0.835	-88.4	0.065	21.3	2.469	92.3	0.710	-62.6
20	0.801	-94.9	0.053	23.4	3.003	89.7	0.652	-61.7
30	0.787	-98.0	0.048	25.1	3.203	88.3	0.632	-60.9
40	0.777	-100.5	0.044	26.5	3.319	87.3	0.625	-60.2
50	0.769	-102.8	0.041	27.6	3.392	86.3	0.623	-59.6

HANDLING PRECAUTIONS FOR GaAs FETs

1. Check of Electrical Characteristics

(1) Measurement of DC Characteristics by Curve Tracer

Many curve tracers, if not properly grounded, exhibit a high leakage current from the high-voltage transformer, which can be a prime cause of failure or degradation of the FET. Measurement of the DC characteristics using a curve tracer is therefore not recommended. However, when tests using a curve tracer are required, first of all, check that the curve tracer is grounded to earth.

(2) Measurement of RF Characteristics

Before measurement, check that the measuring instruments are grounded to earth. Many instruments to measure RF characteristics such as RF power meters, network analyzers and so on, if not properly grounded to earth, sometimes allow a high AC leakage of up to several tens volts, which can be a cause of failure or degradation of the FET.

2. Installation of GaAs FET

When GaAs FET is soldered on a microstrip circuit, the following should be attended to,

(1) Properly ground the soldering iron to earth.

Leakage current from the soldering iron could cause failure or degradation of the FET.

(2) Solder the FET as promptly as possible at a low temperature. For a criterion, soldering in less than 8 seconds at a temperature of less than 250°C is recommended for each soldering process.

3. Bias Procedure and Conditions

When GaAs FET is biased, the following procedure is recommended.

(1) Slowly adjust the gate to source voltage, V_{GS} , to about -1 V.

(2) Gradually increase the drain to source voltage, V_{DS} , from zero to a desired value.

(3) Adjust the drain current, I_D , to a desired value by controlling the gate to source voltage, V_{GS} .

When bias is released, the reverse procedure is recommended.

Be careful that the FET is not operated under conditions exceeding absolute maximum ratings.

4. Guaranteed Characteristics

All the graphic characteristics illustrated in this catalog are typical examples. The characteristics of individual devices as specified in the tables of absolute maximum ratings and electrical characteristics are guaranteed under the specified conditions.

MGF-1402 (2SK274)

FOR MICROWAVE LOW NOISE AMPLIFIERS N-CHANNEL SCHOTTKY BARRIER GATE TYPE

DESCRIPTIONS

The MGF-1402 (2SK274) is a low-noise GaAs FET with an N-channel Schottky gate, which is designed for use in S-to-X-band amplifiers and oscillators. The hermetically sealed metal-ceramic package assures minimum parasitic losses, and has a configuration suitable for microstrip circuits.

FEATURES

- High maximum frequency of oscillation $f_{max} = 70$ GHz (TYP)
- Low noise figure $NF = 1.1$ dB (TYP) @ $f = 4$ GHz
- High associated gain $G_s = 13$ dB (TYP) @ $f = 4$ GHz
- High RF input power capability
- High reliability and stability

APPLICATIONS

S-to X-band low noise amplifiers and oscillators

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_a = 25^\circ\text{C}$)

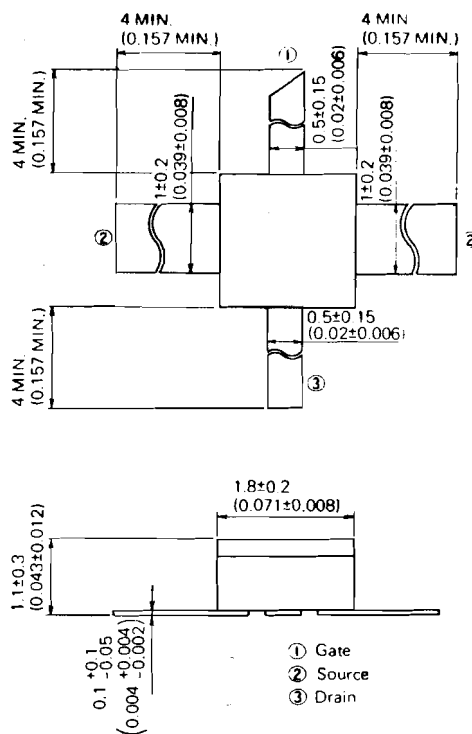
Symbol	Parameter	Limits	Unit
V_{GD0}	Gate to drain voltage	-6	V
V_{GS0}	Gate to source voltage	-6	V
V_{DSX}	Drain to source voltage	8	V
I_D	Drain current	100	mA
P_T	Total power dissipation	300	mW
T_{ch}	Channel temperature	150	$^\circ\text{C}$
T_{stg}	Storage temperature	-55 ~ +150	$^\circ\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_a = 25^\circ\text{C}$)

Symbol	Parameter	Conditions	Values			Unit
			MIN	TYP	MAX	
V_{BRIGSS}	Gate to source breakdown voltage	$I_G = -100\mu\text{A}$, $V_{DS} = 0\text{V}$	-6			V
I_{GSS}	Gate to source leakage current	$V_{GS} = -3\text{V}$, $V_{DS} = 0\text{V}$			10	μA
$I_{D(off)}$	Drain cut-off current	$V_{GS} = -5\text{V}$, $V_{DS} = 5\text{V}$			200	μA
I_{DSS}	Saturated drain current	$V_{GS} = 0\text{V}$, $V_{DS} = 3\text{V}$	30	70	100	mA
$V_{GS(off)}$	Gate to source cut-off voltage	$V_{DS} = 3\text{V}$, $I_D = 100\mu\text{A}$	-1		-5	V
g_m	Transconductance	$V_{DS} = 3\text{V}$, $I_D = 30\text{mA}$	25	35		mS
G_s	Associated gain	$V_{DS} = 3\text{V}$, $I_D = 10\text{mA}$	$f = 4$ GHz	11	13	dB
			$f = 8$ GHz		10	
			$f = 12$ GHz		8	
NF_{min}	Minimum noise figure	$V_{DS} = 3\text{V}$, $I_D = 10\text{mA}$	$f = 4$ GHz		1.1	dB
			$f = 8$ GHz		2.0	
			$f = 12$ GHz		3.0	
MAG	Maximum available gain	$V_{DS} = 3\text{V}$, $I_D = 30\text{mA}$	$f = 4$ GHz		18	dB
			$f = 8$ GHz		13	
			$f = 12$ GHz		10	
f_{max}	Maximum frequency of oscillation	$V_{DS} = 3\text{V}$, $I_D = 30\text{mA}$		70		GHz

OUTLINE DRAWING

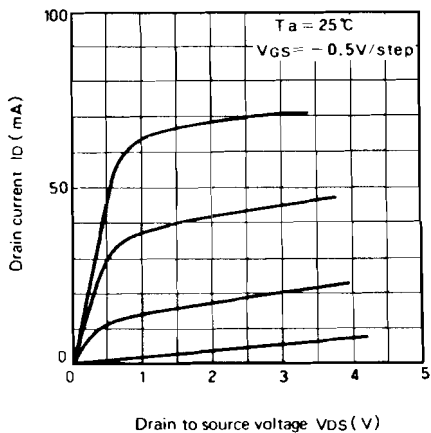
Unit: millimeters (inches)



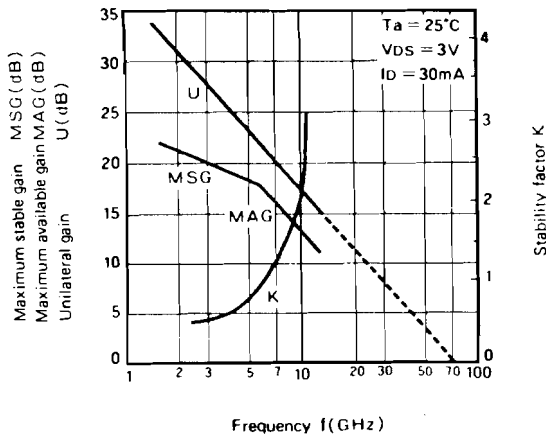
MGF-1402 (2SK274)

FOR MICROWAVE LOW NOISE AMPLIFIERS
N-CHANNEL SCHOTTKY BARRIER GATE TYPE

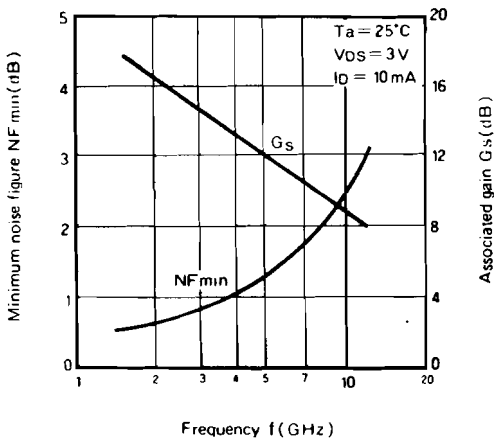
I_D vs. V_{DS}



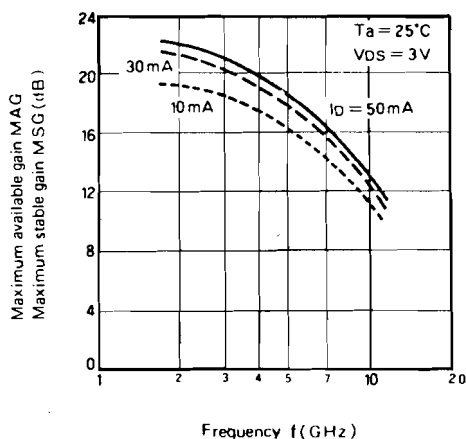
MSG, MAG, U & K vs. f



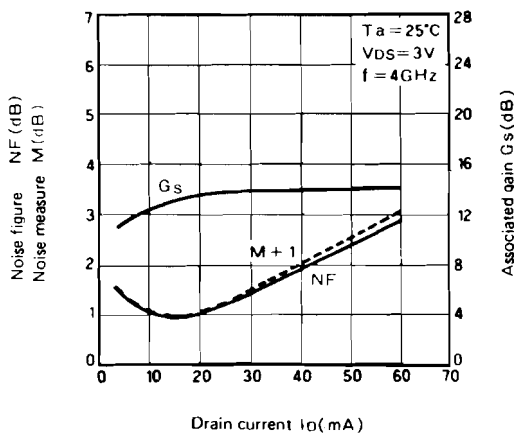
NFmin & G_s vs. f



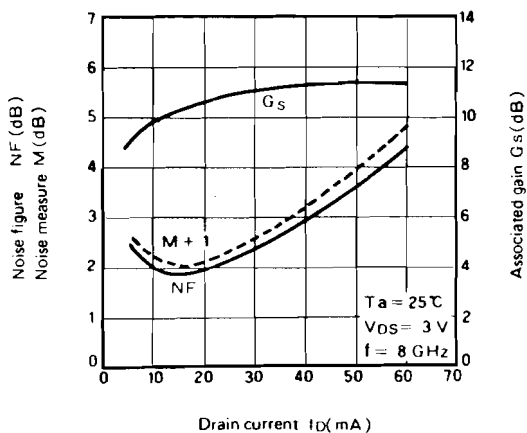
MAG/MSG vs. f



NF, M & G_s vs. I_D
($f = 4\text{GHz}$)

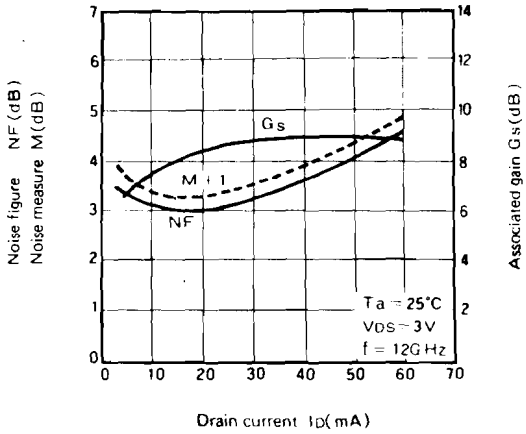


NF, M & G_s vs. I_D
($f = 8\text{GHz}$)

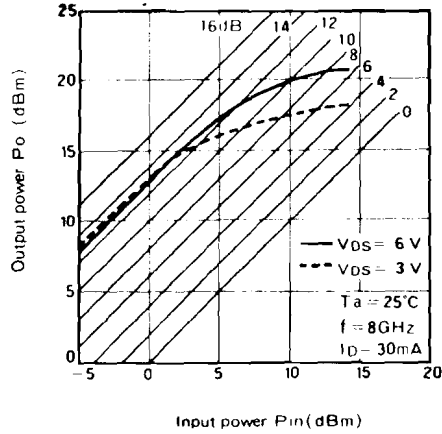


FOR MICROWAVE LOW NOISE AMPLIFIERS
N-CHANNEL SCHOTTKY BARRIER GATE TYPE

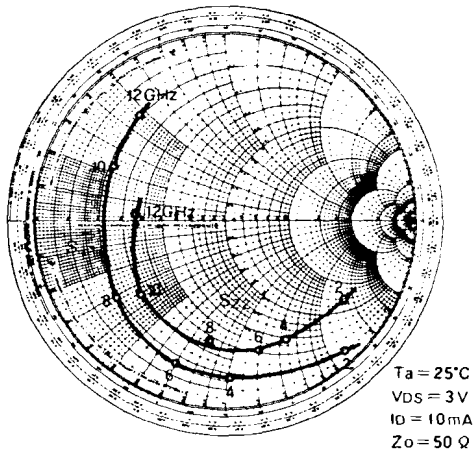
NF, M & G_s vs. I_D
(f = 12GHz)



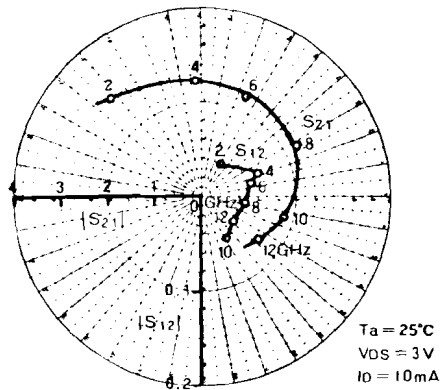
P_o vs. P_{in}



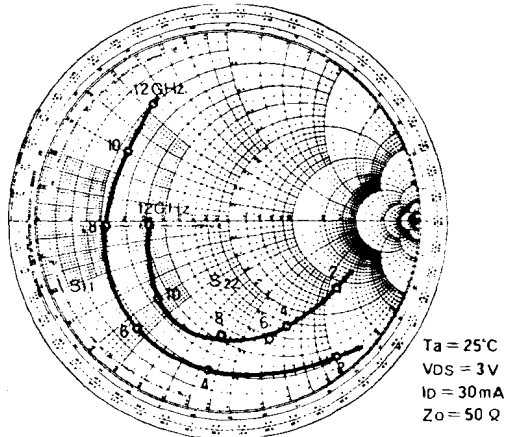
S₁₁, S₂₂ vs. f



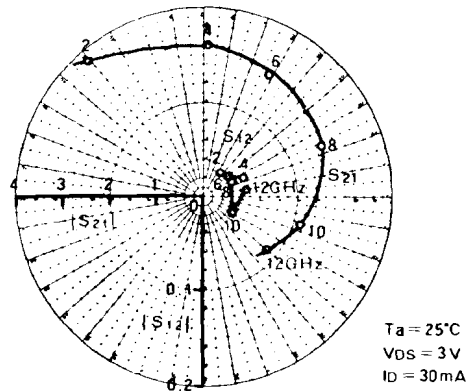
S₁₂, S₂₁ vs. f



S₁₁, S₂₂ vs. f



S₁₂, S₂₁ vs. f



MITSUBISHI SEMICONDUCTOR (GaAs FET)

MGF-1402 (2SK274)

FOR MICROWAVE LOW NOISE AMPLIFIERS
N-CHANNEL SCHOTTKY BARRIER GATE TYPE

S PARAMETERS ($T_a = 25^\circ\text{C}$, $V_{DS} = 3\text{V}$)

ID (mA)	f (GHz)	S Parameters (TYP.)							
		S ₁₁		S ₁₂		S ₂₁		S ₂₂	
		Magn.	Angle (deg.)	Magn.	Angle (deg.)	Magn.	Angle (deg.)	Magn.	Angle (deg.)
10	2	0.935	-47.4	0.040	54.1	2.848	133.4	0.758	-33.1
	4	0.835	-88.4	0.065	21.3	2.469	92.3	0.710	-62.6
	6	0.800	-119.1	0.054	13.6	2.333	65.8	0.713	-75.8
	8	0.709	-164.5	0.048	-9.5	2.286	27.7	0.643	-97.6
	10	0.658	155.7	0.052	-59.3	1.805	-13.9	0.599	-138.7
	12	0.713	130.0	0.044	-37.4	1.488	-37.1	0.480	177.3

ID (mA)	f (GHz)	S Parameters (TYP.)							
		S ₁₁		S ₁₂		S ₂₁		S ₂₂	
		Magn.	Angle (deg.)	Magn.	Angle (deg.)	Magn.	Angle (deg.)	Magn.	Angle (deg.)
20	2	0.923	-51.1	0.035	54.8	3.544	131.7	0.698	-32.9
	4	0.801	-94.9	0.053	23.4	3.003	89.7	0.652	-61.7
	6	0.759	-126.2	0.039	28.9	2.777	63.0	0.666	-72.9
	8	0.675	-172.5	0.038	12.0	2.624	24.7	0.608	-93.9
	10	0.643	147.8	0.042	-42.1	2.068	-15.0	0.578	-135.5
	12	0.715	124.0	0.043	-4.7	1.696	-37.2	0.440	179.8

ID (mA)	f (GHz)	S Parameters (TYP.)							
		S ₁₁		S ₁₂		S ₂₁		S ₂₂	
		Magn.	Angle (deg.)	Magn.	Angle (deg.)	Magn.	Angle (deg.)	Magn.	Angle (deg.)
30	2	0.916	-53.1	0.032	55.2	3.864	130.8	0.676	-32.5
	4	0.787	-198.0	0.048	25.1	3.203	88.3	0.632	-60.9
	6	0.742	-129.7	0.034	39.4	2.928	61.8	0.657	-71.3
	8	0.661	-176.7	0.035	27.4	2.751	23.3	0.604	-91.9
	10	0.640	144.1	0.037	-29.3	2.160	-15.7	0.580	-134.0
	12	0.720	121.2	0.046	9.7	1.770	-37.6	0.433	-178.0

ID (mA)	f (GHz)	S Parameters (TYP.)							
		S ₁₁		S ₁₂		S ₂₁		S ₂₂	
		Magn.	Angle (deg.)	Magn.	Angle (deg.)	Magn.	Angle (deg.)	Magn.	Angle (deg.)
40	2	0.912	-54.5	0.030	55.8	4.027	130.1	0.667	-32.2
	4	0.777	-100.5	0.044	26.5	3.319	87.3	0.625	-60.2
	6	0.731	-132.6	0.032	48.8	3.006	60.7	0.655	-70.2
	8	0.653	178.4	0.034	39.1	2.805	22.2	0.610	-90.6
	10	0.641	141.3	0.035	-19.4	2.205	-16.5	0.588	-133.0
	12	0.725	119.1	0.049	18.3	1.797	-38.1	0.436	-175.6

ID (mA)	f (GHz)	S Parameters (TYP.)							
		S ₁₁		S ₁₂		S ₂₁		S ₂₂	
		Magn.	Angle (deg.)	Magn.	Angle (deg.)	Magn.	Angle (deg.)	Magn.	Angle (deg.)
50	2	0.909	-55.9	0.029	55.9	4.150	129.4	0.663	-31.8
	4	0.769	-102.8	0.041	27.6	3.392	86.3	0.623	-59.6
	6	0.723	-135.4	0.030	57.3	3.048	59.6	0.658	-69.4
	8	0.646	176.3	0.034	47.1	2.822	21.1	0.616	-89.9
	10	0.642	138.8	0.034	-11.6	2.218	-17.5	0.597	-132.4
	12	0.730	117.0	0.052	24.1	1.805	-38.8	0.441	-175.2

FOR MICROWAVE LOW NOISE AMPLIFIERS N-CHANNEL SCHOTTKY BARRIER GATE TYPE

HANDLING PRECAUTIONS FOR GaAs FETs

1. Check of Electrical Characteristics

(1) Measurement of DC Characteristics by Curve Tracer

Many curve tracers, if not properly grounded, exhibit a high leakage current from the high-voltage transformer, which can be a prime cause of failure or degradation of the FET. Measurement of the DC characteristics using a curve tracer is therefore not recommended. However, when tests using a curve tracer are required, first of all, check that the curve tracer is grounded to earth.

(2) Measurement of RF Characteristics

Before measurement, check that the measuring instruments are grounded to earth. Many instruments to measure RF characteristics such as RF power meters, network analyzers and so on, if not properly grounded to earth, sometimes allow a high AC leakage of up to several tens volts, which can be a cause of failure or degradation of the FET.

2. Installation of GaAs FET

When GaAs FET is soldered on a microstrip circuit, the following should be attended to,

(1) Properly ground the soldering iron to earth.

Leakage current from the soldering iron could cause failure or degradation of the FET.

(2) Solder the FET as promptly as possible at a low temperature. For a criterion, soldering in less than 8 seconds at a temperature of less than 250°C is recommended for each soldering process.

3. Bias Procedure and Conditions

When GaAs FET is biased, the following procedure is recommended.

(1) Slowly adjust the gate to source voltage, V_{GS} , to about -1 V.

(2) Gradually increase the drain to source voltage, V_{DS} , from zero to a desired value.

(3) Adjust the drain current, I_D , to a desired value by controlling the gate to source voltage, V_{GS} .

When bias is released, the reverse procedure is recommended.

Typical bias conditions for MGF-1402 are as follows,

for low noise operation : $V_{DS} = 3$ V

$I_D = 10$ mA

for high gain operation : $V_{DS} = 3$ V

$I_D = 30$ mA

Be careful that the FET is not operated under conditions exceeding absolute maximum ratings.

4. Guaranteed Characteristics

All the graphic characteristics illustrated in this catalog are typical examples. The characteristics of individual devices as specified in the tables of absolute maximum ratings and electrical characteristics are guaranteed under the specified conditions.

CONTACT ADDRESSES FOR FURTHER INFORMATION

JAPAN

Electronics Overseas Division
Mitsubishi Electric Corporation
2-3, Marunouchi 2-chome
Chiyoda-ku, Tokyo 100, Japan
Telex: 24532 MELCO J
Telephone: (03) 218-3473
(03) 218-3499

HONG KONG

Ryoden Electric Engineering Co., Ltd.
22nd fl., Leighton Centre
77, Leighton Rd.
Causeway Bay, Hong Kong
Telex: 73411 RYODEN HX
Telephone: (5) 790-7021

TAIWAN

Mitsubishi Electric Corporation
Taipei Representative Office
Room 1303, 13th fl., Huei Fong Bldg.
27, Sec. 3, Chung Shan N. Road
Taipei, R.O.C.
Telex: 11211 MITSUBISHI
Telephone: (597) 3111

U.S.A.

Mitsubishi Electronics America, Inc.
2200 West Artesia Blvd.
Compton CA 90220, U.S.A.
Telex: 698246 MELA CMTN
Telephone: (213) 979-6055
(213) 979-6371

Mitsubishi Electronics America, Inc.
100 Wade Ave.
South Plainfield, NJ 07080, U.S.A.
Telex: 833244 MELA SOPH
Telephone: (201) 753-1600
(800) 631-5377

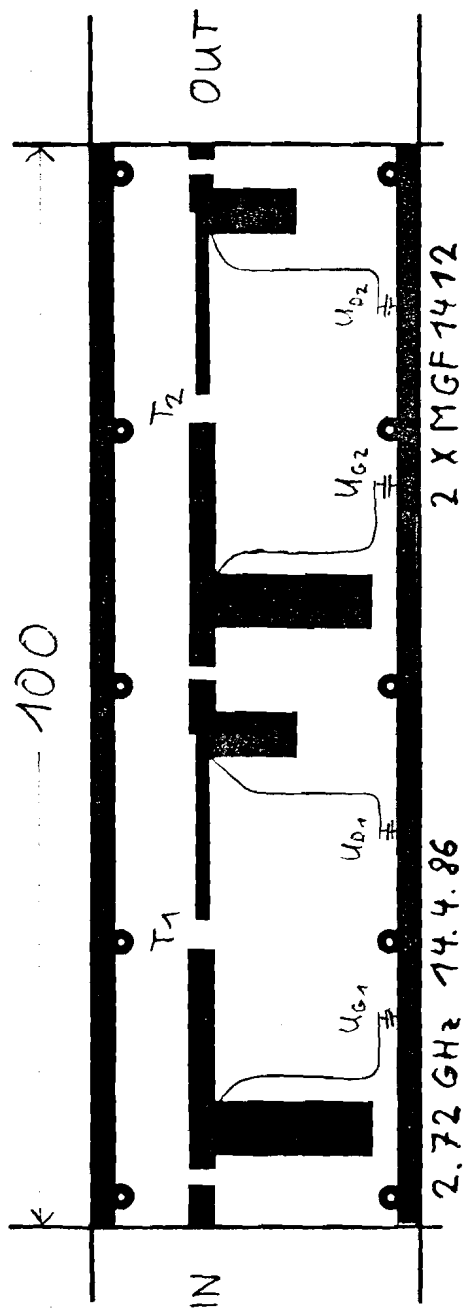
Mitsubishi Electronics America, Inc.
1230 Oakmead Parkway
Suite 206 Sunnyvale CA 94086 U.S.A.
Telex: 172296 MELA SUVL
Telephone: (408) 730-5900

WEST GERMANY

Mitsubishi Electric Europe GmbH
Brandenburger Str. 40
4030 Ratingen, West Germany
Telex: 8585070 MED D
Telephone: (02102) 44089-44094

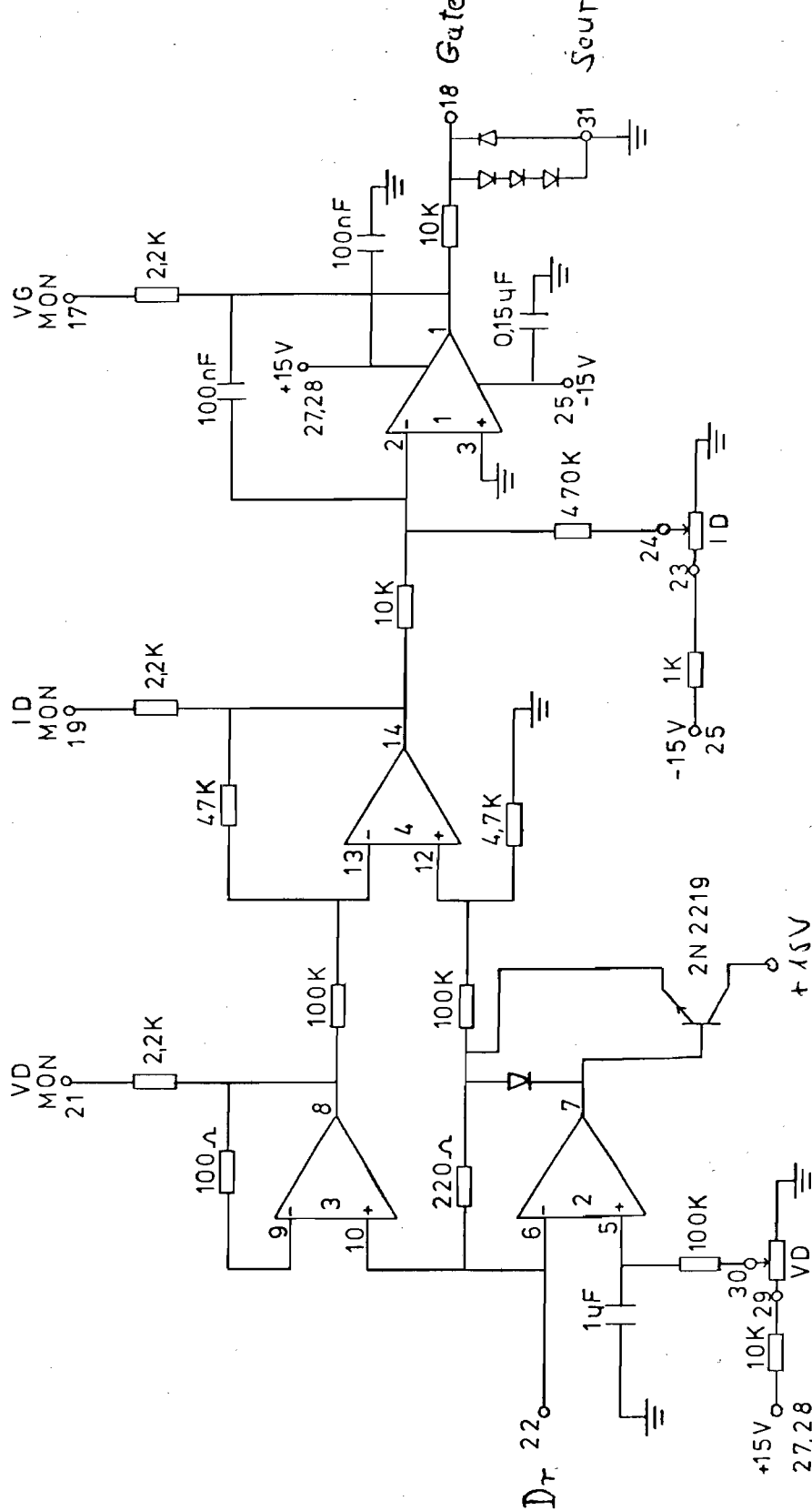
U.K.

Mitsubishi Electric (U.K.) Ltd
Otterspool Way, Watford, Hertfordshire
WD2 8LD, U.K.
Telex: 927908
Telephone: (923) 40566-9



2.72 GHz 14.4.86

2 X MGF1412



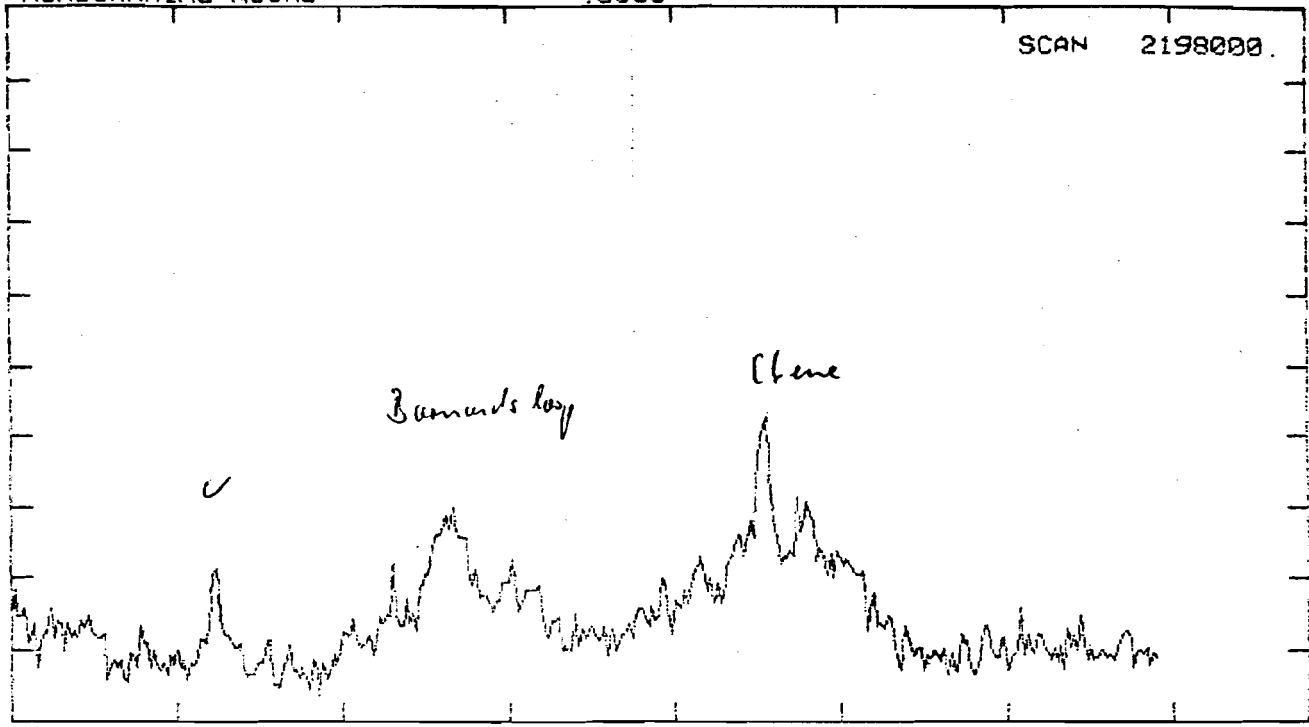
BETRIEBSSPANNUNG +15V PIN 11,12,27,28
 -15V PIN 9,25
 MASSE PIN 31

IC LM324
 ALLE DIODEN 1N4148

		Maßstab	
Bearb.	Datum	Name	
Gepr.	6.6.86		
Norm.			
		SPANNUNGSVERSORGUNG FÜR FET HF-VERSTÄRKER TEILSCHALTUNG B	
		Blatt	
		- A28 Pr	
Anderung	Datum	Name	

DELTA-Y = 3.2400 20000E-02
 DELTA-X (DEGREE) 70:0:59 6:23:4
 DELTA-X (HOURS) 4:39:60 0 0:25:32.3
 SCANNING KOORD 0000

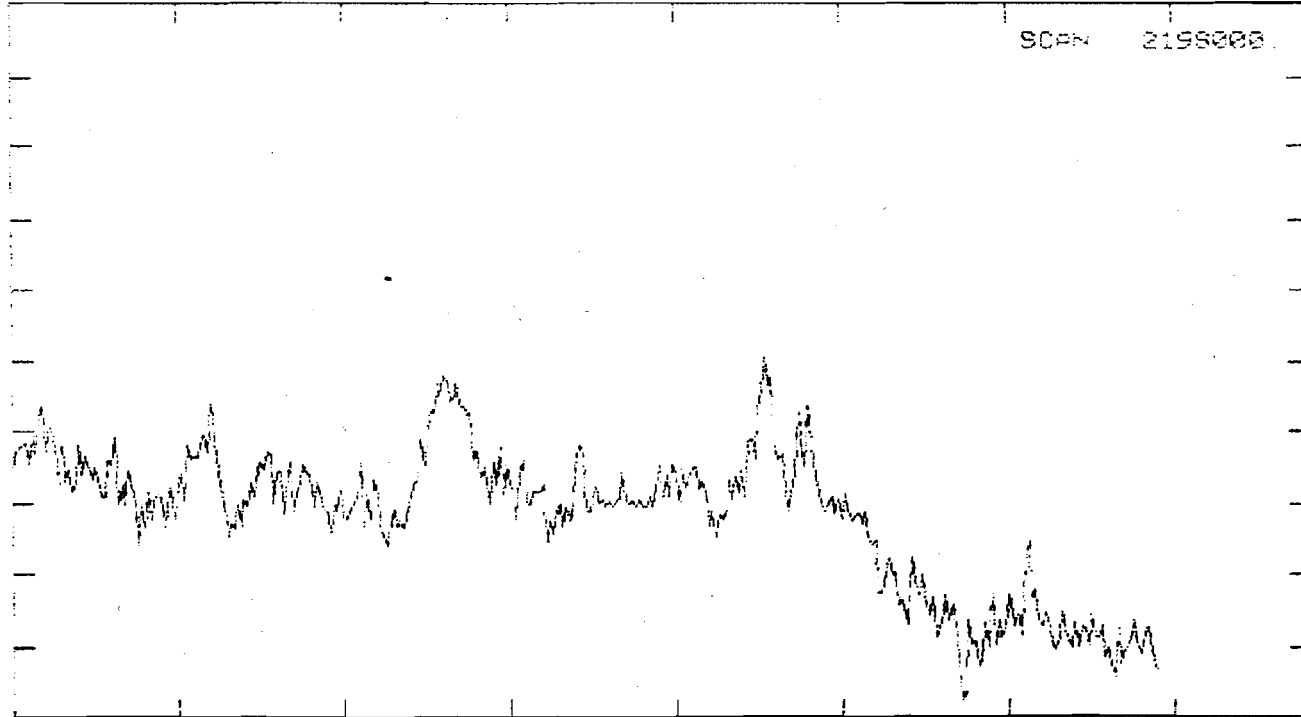
SCAN 2198000



4.40 5.05 5.37 5.56 6.22 6.47 7.13 7.38

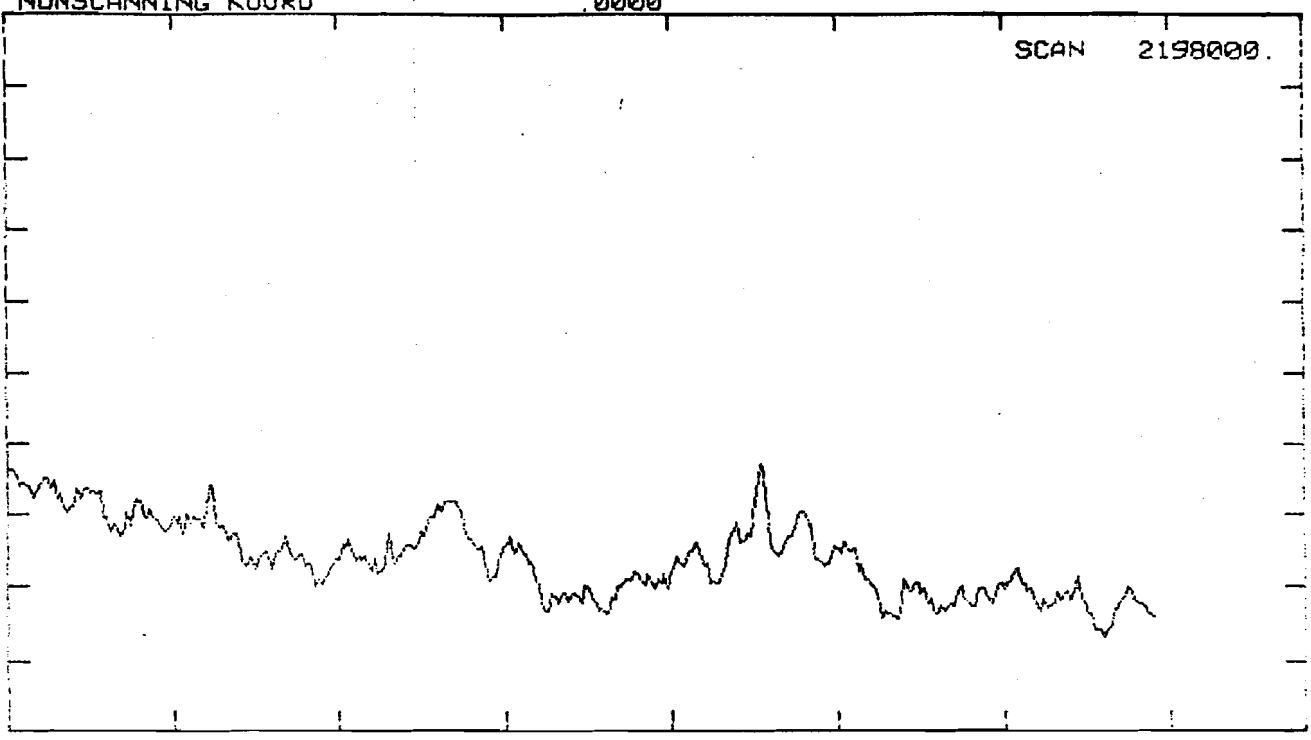
DELTA-Y = 3.2400 20000E-02
 DELTA-X (DEGREE) 70:0:59 6:23:4
 DELTA-X (HOURS) 4:39:60 0 0:25:32.3
 SCANNING KOORD 0000

SCAN 2198000



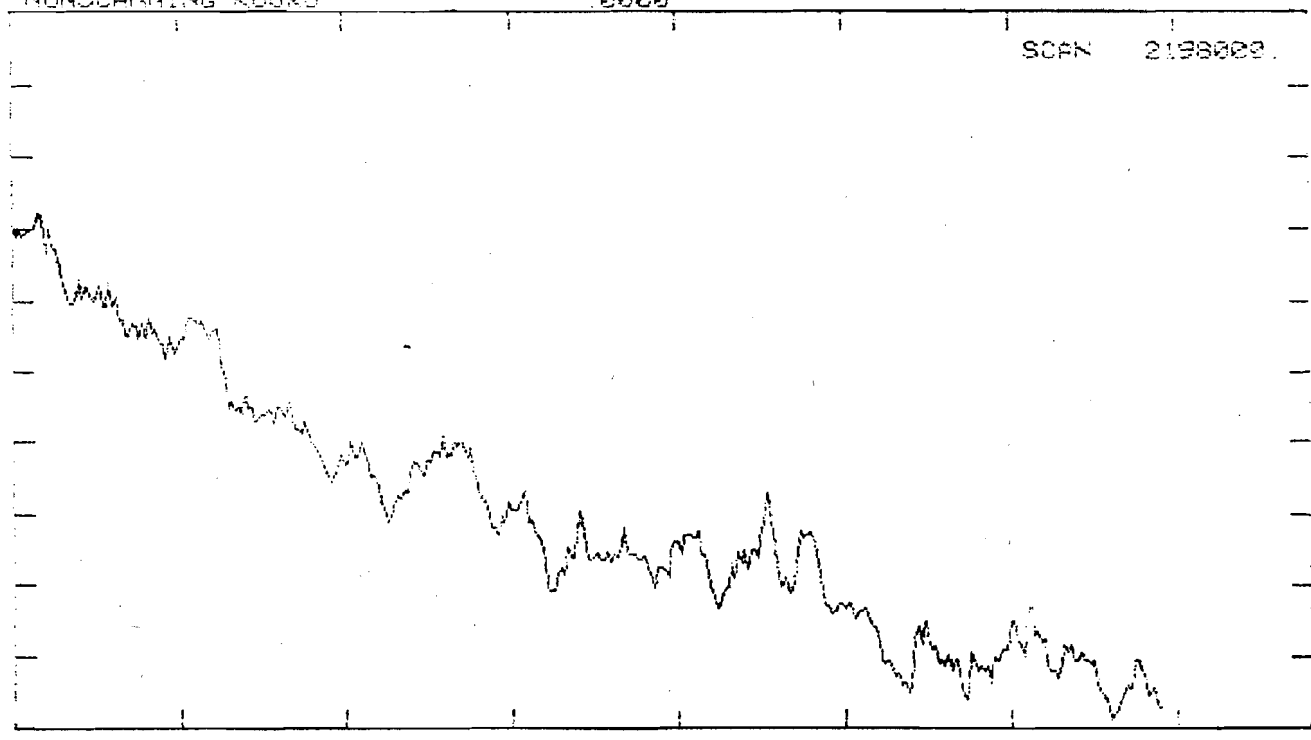
DELTA-Y = 44000E+06 400.00
 DELTA-X (DEGREE) 70: 0:59 0:23.4
 DELTA-X (HOURS) 4:39:60.0 0:25:32.3
 NONSCANNING KOORD .0000

SCAN 2198000



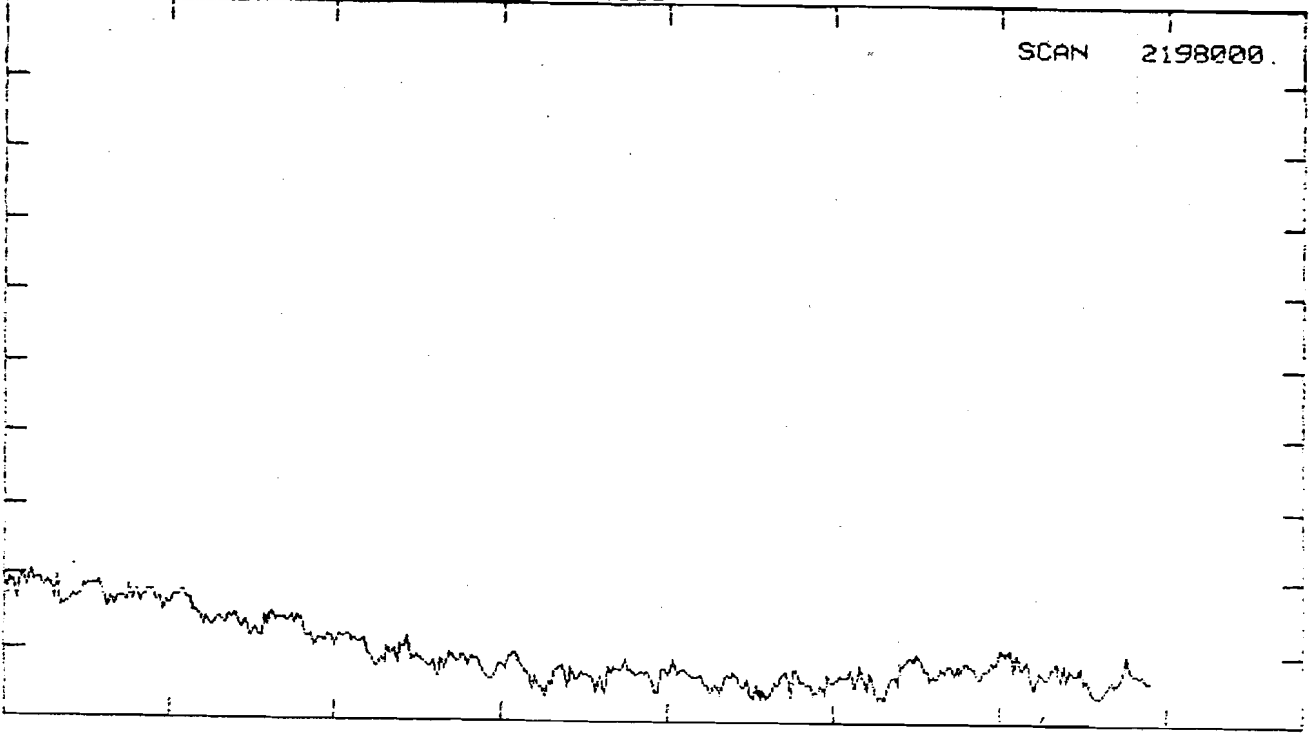
DELTA-Y = 47400E+06 400.00
 DELTA-X (DEGREE) 70: 0:59 0:23.4
 DELTA-X (HOURS) 4:39:60.0 0:25:32.3
 NONSCANNING KOORD .0000

SCAN 2199000



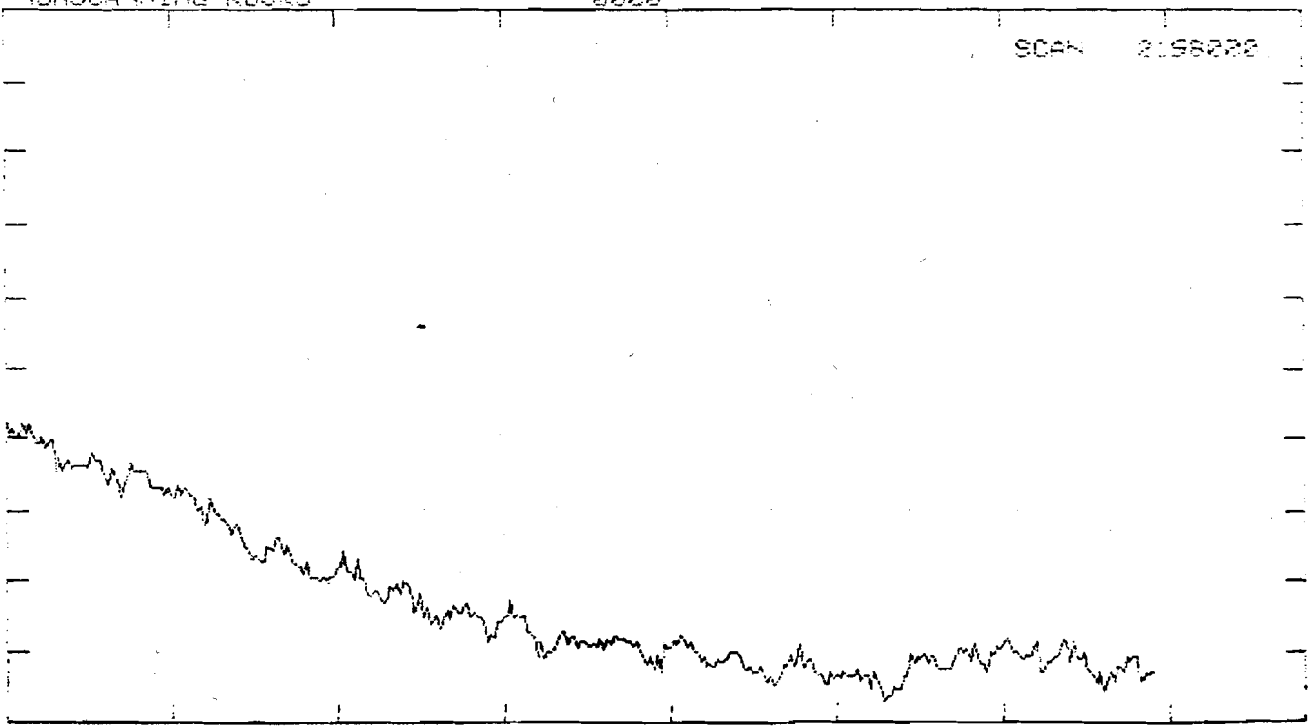
DELTA-Y (DEGREE) 70: 13550E+06 150.00
 DELTA-X (DEGREE) 4: 39.60 0 0.22 4
 HOURS 0 25: 32.3
 8888

SCAN 2198000

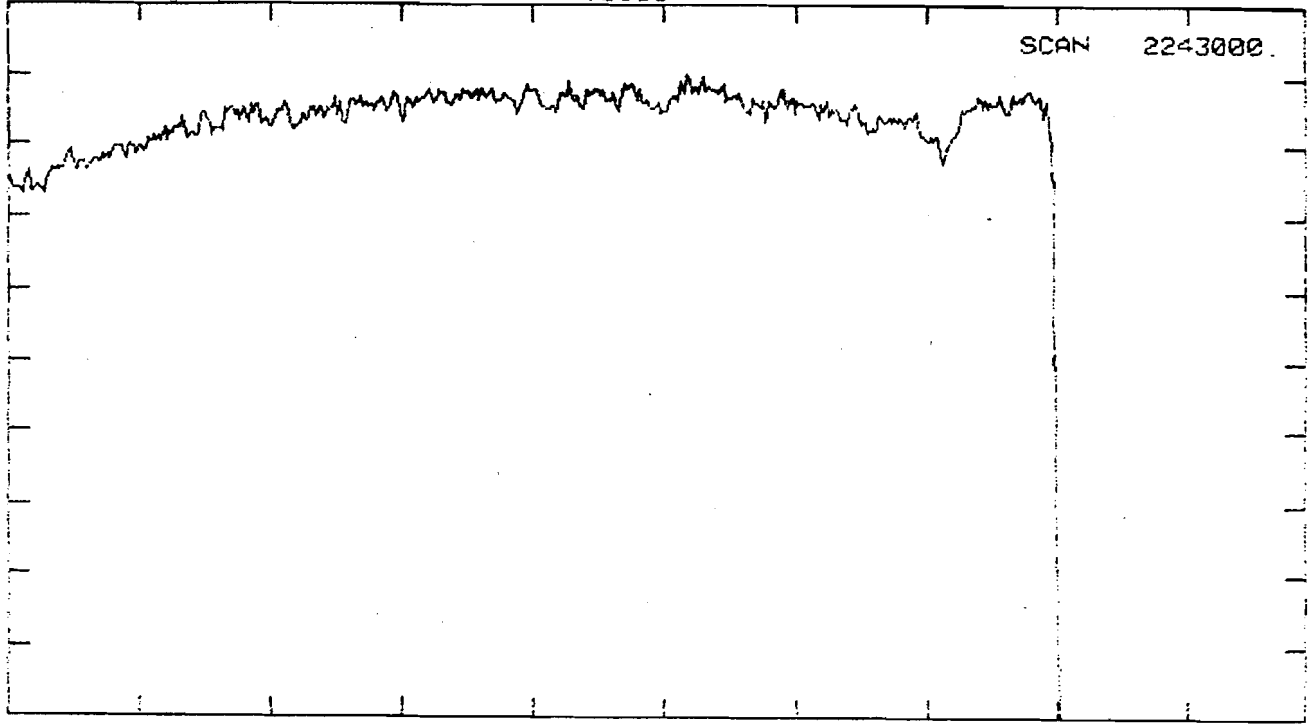


DELTA-Y (DEGREE) 70: 13550E+06 150.00
 DELTA-X (DEGREE) 4: 39.60 0 0.22 4
 HOURS 0 25: 32.3
 8888

SCAN 2198000



INPUT-FILE = A:DS2243.CH1
 XMIN, DELTA-Y = 13630E+06 150.00
 XMIN, DELTA-Y (DEGREE) 270: 0:58 9:34:43
 XMIN, DELTA-X (HOURS) 18: 0:59.9 0:38:18.9
 NONSCANNING K000 0000



XMIN, DELTA-Y = 41547E+06 400.00
 XMIN, DELTA-Y (DEGREE) 270: 0:58 9:34:43
 XMIN, DELTA-X (HOURS) 18: 0:59.9 0:38:18.9
 NONSCANNING K000 0000

