

Le nuove Antenna Units per la calibrazione  
di fase dei ricevitori VLBI

R. Ambrosini, M. Roma

IRA 134/90

RAPPORTO INTERNO

CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE

**ISTITUTO DI RADIOASTRONOMIA**

c/o ISTITUTO DI FISICA «A. RIGHI»

Via Imerio, 46 - 40126 BOLOGNA (Italy)

## 1. INTRODUZIONE

L' osservabile finale ma anche il più difficile da ottenere nelle misure interferometriche VLBI è la fase del segnale ricevuto.

Questa quantità risulta infatti la più sensibile a rivelare l'influenza di uno qualsiasi dei fenomeni sia fisici che strumentali che concorrono a produrre il risultato delle osservazioni VLBI.

Per evidenziare il contributo dei soli parametri fisici, esterni al sistema di acquisizione dati MKIII, è stato introdotto in esso un sistema automatico per la misura in tempo reale della "lunghezza elettrica" del sistema ricevente, in particolare quello compreso fra il feed e l'uscita in banda base di ciascun videoconverter.

In questo modo è possibile rimuovere dalla fase osservata le principali cause strumentali che la influenzano. Esse sono legate soprattutto alla deformazione termica e meccanica dei cavi coassiali che trasferiscono il segnale radioastronomico dalla stanza posta al vertice della parabola alla stanza di controllo come pure al differente ritardo introdotto dai filtri passa basso di ciascun videoconverter.

Questo tipo di calibrazione assume un'importanza fondamentale nelle osservazioni geodinamiche dove per poter ricavare le coordinate spaziali X, Y, Z, di ogni stazione è necessario conoscere come varia in funzione del tempo il ritardo del segnale ricevuto presso ciascuna stazione VLBI.

Val la pena ricordare che in questo ambito fase e ritardo del segnale, identificano, anche se con unità di misura diverse, la stessa grandezza fisica in quanto la frequenza di una sessione di osservazione VLBI è nota con grande precisione e la dispersione, per le larghezze di banda utilizzate, è trascurabile. Tuttavia a seconda del tipo di contesto in cui sono usate si preferisce usare o l'una o l'altra.

Infatti fissata una banda di osservazione VLBI, mentre da un lato si esprime in poche decine di gradi di fase il requisito fondamentale sulla stabilità del sistema ricevente per permettere la successiva correlazione, dall'altro spesso si preferisce esprimere il contributo di ogni singolo stadio del ricevitore in termini di scarto di tempo perché solo in questo modo è possibile confrontarli direttamente fra loro, anche quando essi operano a frequenze diverse.

E' ovvio infatti che mentre un grado di fase a 10.7GHz corrisponde a circa 0.2 ps a 1.4GHz vale circa dieci volte di più. In questo caso quindi un confronto diretto fra i valori delle singole fasi non porterebbe ad un risultato corretto.

Il sistema implementato nel MKIII per la calibrazione in tempo reale della fase, come è noto, è costituito dalla cosiddetta Antenna Unit, la Ground Unit ed alcuni programmi per la gestione automatica delle misure sul calcolatore di stazione HP1000.

La prima unità, pilotata da un segnale a 5MHz proveniente dal campione atomico di stazione, in generale un Maser ad Idrogeno, fornisce uno spettro a "pettine" di righe monocromatiche spaziate fra loro di 1MHz, che si estendono fino al campo delle microonde.

Pertanto per ogni banda di osservazione VLBI, applicando questo segnale all'ingresso del ricevitore radioastronomico è sempre possibile trovare nella banda passante di ogni singolo canale di ricezione un "tono" di riferimento rispetto al quale misurare la lunghezza elettrica della catena ricevente.

La seconda unità viene utilizzata per misurare la lunghezza del cavo coassiale tramite il quale viene pilotata la Antenna Unit. Esso infatti risulta compreso nell'anello di misura della fase e pertanto il suo contributo deve essere sottratto dalla misura complessiva per risalire al solo contributo del ricevitore.

La misura della fase infine è in realtà effettuata, via software, da due programmi del Field System la cui uscita viene inserita nel Log delle osservazioni.

Fra questi tre componenti quello più critico per determinare la accuratezza con cui è possibile sottrarre dalla fase dei dati VLBI il contributo dovuto al sistema ricevente è la Antenna Unit, in particolare tramite la sua stabilità in temperatura. Infatti ogni fluttuazione della fase osservata dovuta ad una sua deriva nel tempo verrebbe erroneamente corretta dai dati imputandola al ricevitore.

Allan E.E. Rogers ha recentemente sviluppato [Vedi Appendice] una nuova Antenna Unit con prestazioni superiori alla precedente, soprattutto per quanto riguarda l'ampiezza del segnale di uscita ed appunto la stabilità termica. In particolare il vecchio modello risultava inutilizzabile a 22GHz e sono state osservate notevoli differenze di prestazioni fra diverse unità dello stesso tipo.

Per quanto riguarda la configurazione del nostro impianto VLBI di Medicina, disponiamo di una sola Antenna Unit, del vecchio modello, che è necessario spostare fisicamente da un ricevitore all'altro in occasione di ogni cambio di frequenza di osservazione. Ciò è tanto più tedioso in occasione delle campagne di misura geodinamiche in banda S/X dove viene utilizzato un ricevitore nel fuoco primario, posto all'esterno e ad alta quota, che deve essere aperto solo per questo scopo.

Si è pensato pertanto di attrezzare entrambe le stazioni di Medicina e Noto con almeno due Antenna Units ciascuna, una da lasciare fissa nel ricevitore S/X nel fuoco primario ed un'altra nella Vertex, da collegare di volta in volta al ricevitore in uso.

Una offerta della ditta Interferometrics, a suo tempo contattata quotava questi dispositivi 22000 USD l'uno, più la disponibilità di opportuna strumentazione di misura da parte dello NRAO. Una più recente offerta della ditta Interferometrics, in relazione all'acquisto di un terminale VLBI, le quotava 25000 USD.

Dato l'alto costo in caso di acquisto si è deciso di realizzarle presso il nostro laboratorio ed il presente rapporto interno è la descrizione del lavoro effettuato per riprodurle e misurare le prestazioni di una prima serie di cinque esemplari (quattro in funzione più una di scorta). Di fatto è stato acquistato il materiale per almeno altri cinque moduli in modo da poter corredare in futuro ogni ricevitore di un proprio modulo per la calibrazione della fase. Questa soluzione eviterebbe di dover muovere da un ricevitore all'altro la stessa Antenna Unit, a tutto vantaggio della semplicità nel cambio di frequenza di osservazione e della affidabilità d'uso.

## **2. LA REALIZZAZIONE DELLE NUOVE ANTENNA UNITS**

Avuto da A.E.E. Rogers tramite dischetto il disegno del circuito stampato in formato AutoCad ne è stato ordinato il Master e la realizzazione di una ventina di piastre ad un forniture esterno. Le dimensioni fisiche del contenitore esterno sono state arrotondate ad unità metriche intere come pure è stata aggiornata la didascalia riguardo alla nuova versione.

Unica reale modifica apportata è stata quella di dotare l'amplificatore lineare UTO di un'aletta di raffreddamento, collegata al contenitore esterno, per ridurre la temperatura di esercizio da 50 a 38 gradi circa. Una migliore dissipazione termica non implica necessariamente un miglioramento delle prestazioni di stabilità, ma è un elemento favorevole per la stabilità ed affidabilità a lungo termine del dispositivo.

Il montaggio del diodo tunnel e soprattutto della resistenza da 50 Ohm di terminazione sono particolarmente delicati date le dimensioni quasi microscopiche del filo di collegamento saldato a quest'ultima che è estremamente facile rompere. Questa operazione va eseguita con estrema cautela.

### 3. IL NUOVO SISTEMA DI MISURA DELLA STABILITA' DI FASE

Per avere al tempo stesso una risoluzione adeguata nelle misure di fase e non crearsi troppi problemi a causa di uno scarso rapporto segnale disturbo come prevedibile con l'utilizzo del ricevitore a 22GHz abbiamo utilizzato il ricevitore a 10.7GHz. Questo in relazione anche al fatto che la sensibilità del ricevitore usato sarebbe stata sensibilmente inferiore rispetto alle normali condizioni di funzionamento in quanto, per garantire la migliore stabilità di fase si sarebbero dovute effettuare le misure con il front end a temperatura ambiente e con tutta la strumentazione alloggiata all'interno, nel laboratorio T&F di Medicina, per poter tenere sotto controllo il più possibile la temperatura ambiente. In queste condizioni ovviamente la temperatura di sistema viene degradata notevolmente.

Come rivelatore di fase abbiamo in primo luogo tentato di utilizzare il programma PCALR del Field System. Purtroppo a causa della relativamente bassa velocità di comunicazione fra il Formatter MKIII ed il calcolatore HP1000 non è possibile ridurre il rumore proprio del sistema di misura al disotto di qualche decina di gradi di fase a 10GHz, quindi largamente insufficiente per caratterizzare il dispositivo che vorremmo rappresentasse il riferimento di fase per tutto il ricevitore.

In alternativa, proprio per ridurre la banda passante del sistema di misura, abbiamo pensato di utilizzare un analizzatore FFT, in particolare il modello Waveteck/Rockland 5320 in nostro possesso. Questo strumento permette di misurare la fase fra due segnali applicati al suo ingresso con una banda passante di 1Hz. In questo modo è stato possibile rivelare il tono a 10KHz in uscita dal videoconverter con un rapporto S/N di 40dB, come mostrato in Fig. 1. La stabilità di questo segnale, in quanto ottenuto per conversione dal corrispondente tono iniettato a 10.7GHz, ne è la sua diretta copia.

Per chiudere l'anello di misura della fase in modo coerente con il Maser abbiamo utilizzato come riferimento un segnale a 10KHz ottenuto da quest'ultimo per divisione diretta, con un circuito realizzato per questo scopo.

In queste condizioni di misura è stato possibile valutare l'entità delle instabilità a corto termine proprie del nostro set-up di misura. Essa è risultata essere inferiore al grado (misurato a 10KHz ma corrispondente ad un analogo variazione di fase a 10GHz), cioè a frazioni di picosecondi, di gran lunga adeguata per ogni tipo di analisi, anche fino a 22GHz.

Val la pena notare a questo proposito che avendo a disposizione un analizzatore FFT risulta semplice realizzare anche durante le normali sessioni VLBI il

controllo della stabilità di fase di tutta la catena ricevente, quanto meno come verifica di corretto funzionamento all'inizio della sessione di osservazioni.

Per effettuare le misure in funzione della temperatura abbiamo applicato sul fondo della scatola una resistenza da ferro da stiro ed alimentata da un alimentatore stabilizzato a tensione variabile

Misure di stabilità così elevata sono ovviamente molto difficili, in quanto si pretende in questo caso che il ricevitore diventi il riferimento di fase, quando invece, nella realtà, è proprio di questo che si vogliono misurare le derive comunque originate. Per questo motivo le misure sono state effettuate durante un week-end per ridurre al minimo ogni disturbo al sistema di misura, particolarmente sensibile a piccoli gradienti di temperature come apertura di porte o movimenti meccanici dei cavi di collegamento (1ps corrisponde ad una loro variazione di lunghezza di circa 100micron).

Dall'analisi dei dati raccolti si è potuto stimare un limite superiore di 15 gradi di fase per grado centigrado ovvero 4ps/grado °C.

Questo valore è superiore a quello dichiarato in Appendice, ma sicuramente adeguato per tutte le bande VLBI, qualora, dalla banda X in poi ne venga curata la termostatazione.

E' stata misurata anche la stabilità di fase in funzione della tensione di alimentazione della Antenna Unit, pari a 30 gradi di fase per una variazione di 1 volt (da 11 a 12 Volt), ovvero 9ps/Volt.

#### 4. MISURE DI AMPIEZZA

L'ampiezza delle righe spettrali costituenti lo spettro di uscita e riportata in Tabella 1 in corrispondenza delle bande di osservazione VLBI, ha un andamento monotono decrescente in funzione della frequenza.

Intorno al centro di ciascuna banda è stata verificata la piatezza dello spettro per uno span di 50MHz. Per brevità viene riportato qui solo lo spettro in banda X geodinamica, Fig 2.

E' stato verificato anche il contributo in ampiezza del commutatore esterno, dove appare più evidente, ovvero fra 0 e 50MHz. Le Fig. 3, 4 e 5 mostrano lo spettro di uscita in condizioni normali di funzionamento, con il commutatore esterno non alimentato ed infine senza il commutatore stesso. In quest'ultima configurazione l'ampiezza delle armoniche del 5MHz aumenta notevolmente, come era prevedibile.

Questa peculiarità è risultata utile durante le fasi di messa a punto del sistema per il miglior rapporto segnale disturbo ottenibile.

Si è valutato anche che esiste un verso preferenziale in cui va collegato il commutatore. Se il segnale entra da J1 anziché da J2 si è misurato un incremento di ampiezza di 1dB nel segnale di uscita a 10GHz. D'altra parte entrando da J1 si ha l'inconveniente che, meccanicamente, il commutatore e la scatola non sono allineati sullo stesso piano.

Qualora il segnale pilota di ingresso a 5MHz cali di 3dB dai +13dBm nominali tutto lo spettro cala di 1dB.

Da un confronto diretto a 10.7GHz con la vecchia Antenna Unit si è misurato un livello di uscita superiore di circa 15dB.

In Tab. 1 è stato pure riportato, per ogni banda VLBI, quale dovrà essere il valore di attenuazione complessiva da interporre fra Antenna Unit e ricevitore per avere il livello di iniezione corretta. Esso corrisponde nominalmente ad un incremento dello 1% nella potenza di uscita di un videoconverter, utilizzando una banda di 2MHz. Ovviamente alle frequenze più basse sarà necessario interporre un'attenuazione aggiuntiva rispetto all'accoppiatore direzionale.

Qui di seguito vengono mostrate le relazioni utilizzate per il calcolo. Poiché la potenza di rumore equivalente del ricevitore vale in dBm,

$$W_{\text{noise}}(\text{dBm}) = 10 \text{ Log} ( KTB ) + 30 = -136 + T_{\text{sys}}(\text{dB})$$

l'attenuazione richiesta per 1% della potenza di uscita risulta essere:

$$\begin{aligned} L(\text{dB}) &= \text{ Tone}(\text{dBm}) - W_{\text{noise}}(\text{dBm}) + 20\text{dB} = \\ &= \text{ Tone}(\text{dBm}) - T_{\text{sys}}(\text{dB}) + 156. \end{aligned}$$

Come prova finale dell'efficienza complessiva delle singole cinque unità realizzate è stata misurata l'ampiezza del tono a 15GHz come riportato nelle Fig. 6, 7, 8, 9, 10.

L'unità #4 fornisce un livello di uscita leggermente più alto della media. L'unità #0 invece, ovvero il prototipo realizzato in una scatola di ottone non trattato, ha una uscita inferiore di quasi 3dB. Le altre tre unità si equivalgono entro gli errori di misura (il valore stampato per l'unità #1 è in realtà inferiore al valore reale per un non corretto posizionamento del cursore durante la misura).

## 5. CONCLUSIONE

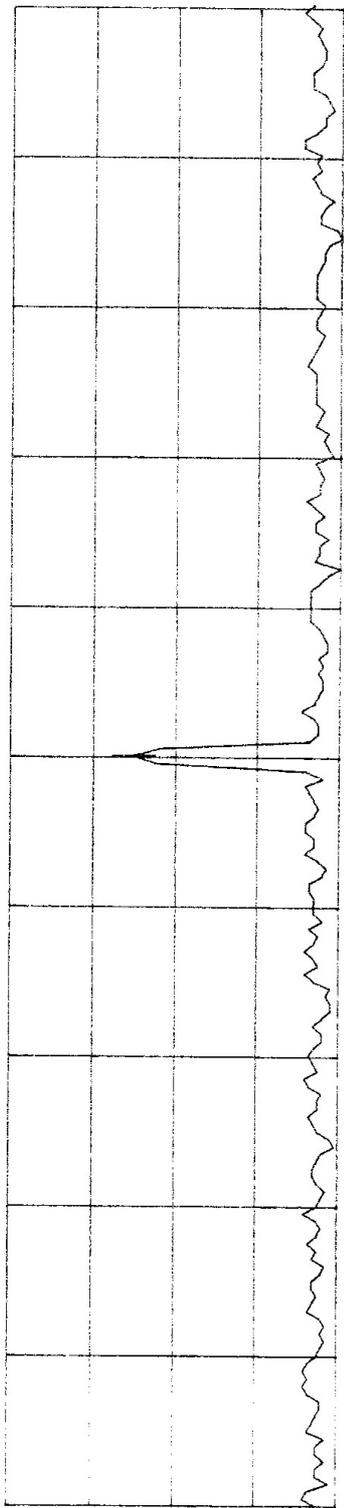
Sono state realizzate cinque nuove Antenna Units, per dotare sia la stazione VLBI di Medicina che quella di Noto di almeno un modulo di calibrazione di fase sia per il fuoco primario che per quello secondario. Le misure di stabilità di fase hanno confermato il miglioramento rispetto al modello precedente, come pure la più elevata resa alle alte frequenze, tanto da renderne possibile l'uso fino a 22GHz. Mediamente il livello di uscita è aumentato di 15dB a 10.7GHz e l'uniformità di prestazioni è molto buona.

La semplicità del nuovo set-up di misura ne rende conveniente l'uso anche come monitoraggio in linea della stabilità di fase del sistema ricevente o come verifica iniziale prima di ogni sessione VLBI.

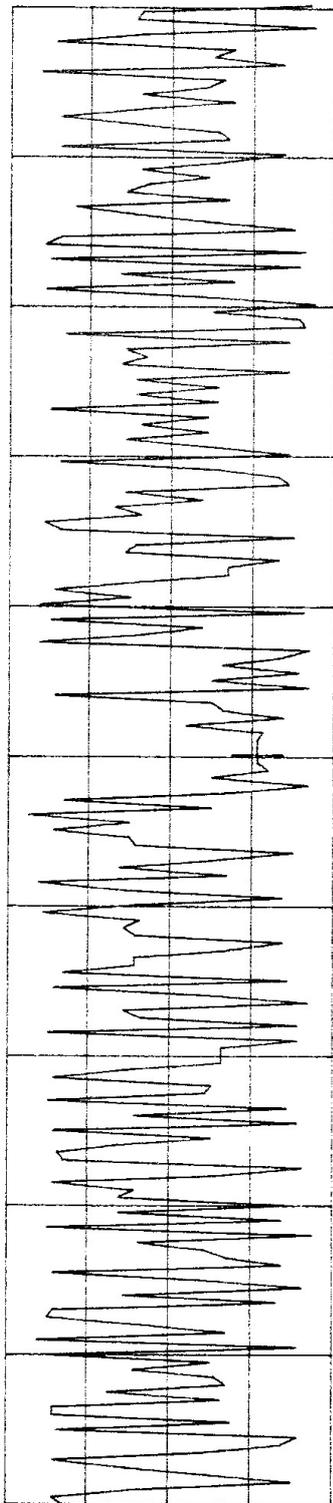
Il materiale acquistato è sufficiente per realizzare altre cinque unità, in modo da dotare ogni ricevitore di un suo modulo di calibrazione di fase, a tutto vantaggio della semplicità nel cambio della banda di osservazione VLBI e della loro affidabilità d'uso.

## 6. RINGRAZIAMENTI

Intendiamo qui ringraziare Giuseppe Maccaferri per l'utile contributo fornito nell'utilizzo dei programmi del Field System e di AutoCad, il Prof. Gavril Grueff e l'Ing. Alessandro Orfei per la revisione del testo.



PWR SPECT B : - 29.5 dBV 10.000 KHZ N: 4 P: 1HZ  
 SPAN: 9.900KHZ-10.100KHZ SN: 0 dBV FS: - 0.00 dBV 20 dB/



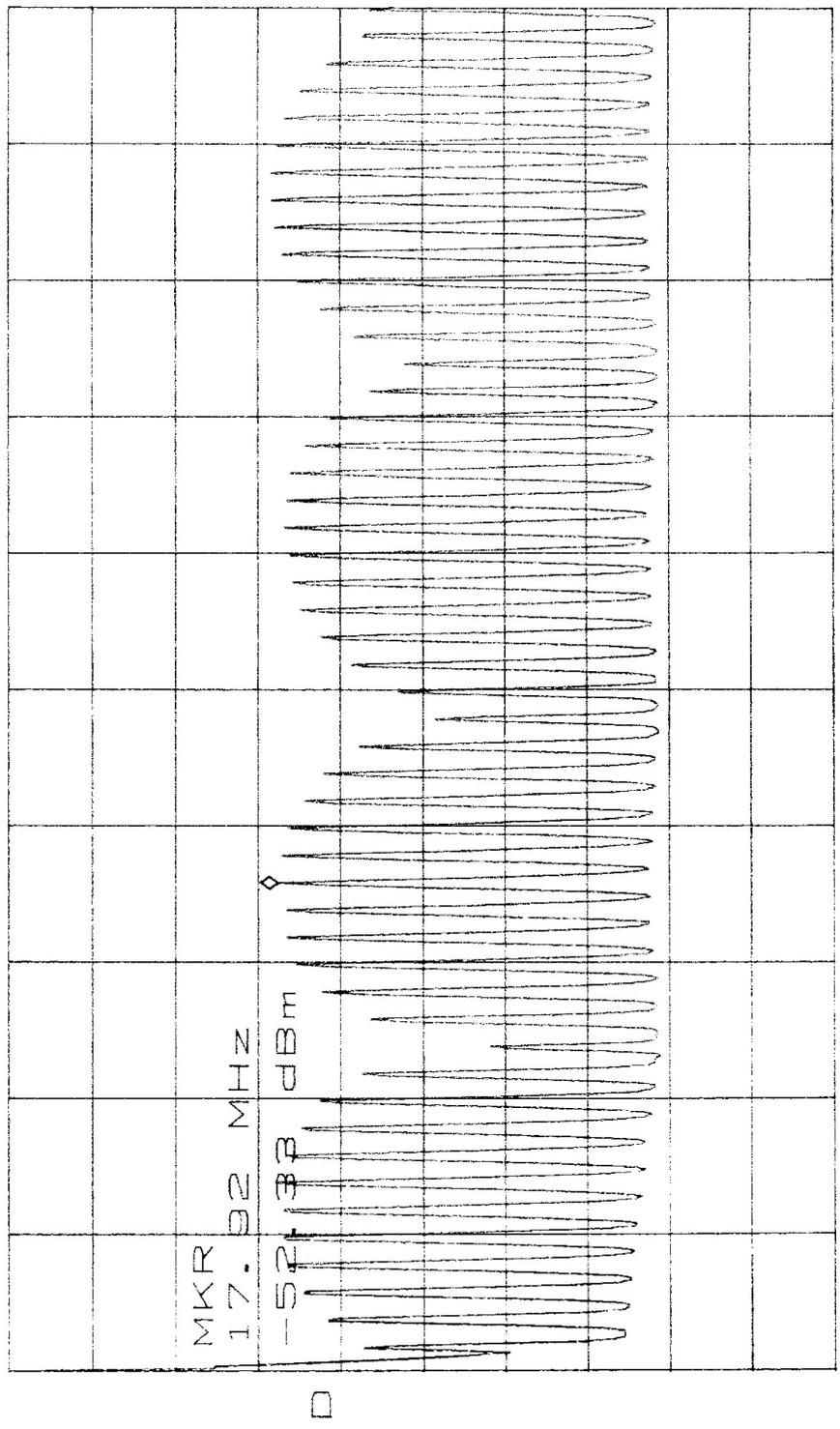
XFR FN PHASE : - 95.3° 10.000 KHZ N: 4 P: 1HZ  
 SPAN: 9.900KHZ-10.100KHZ FS: ±180° 90°/

FIG. 1



1000000  
1000000  
1000000

\*ATTEN 0dB  
RL -20.0dBm  
MKR -52.33dBm  
17.92MHz  
10dB/  
17.92MHz

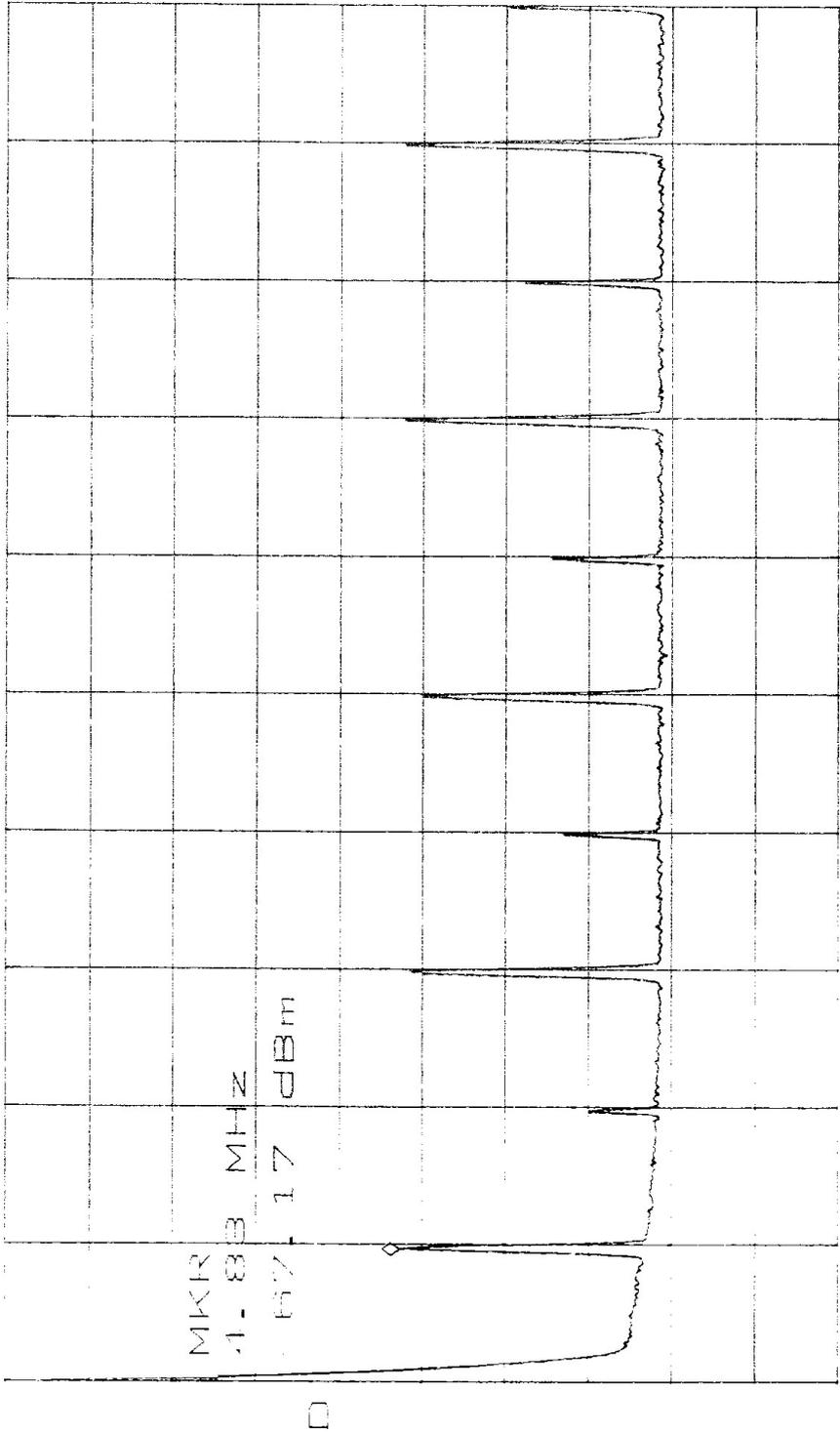


CENTER 25.00MHz  
\*RBW 100kHz \*VBW 100Hz  
SPAN 50.00MHz  
SWP 20sec

FIG. 3

100 kHz  
100 kHz  
100 kHz

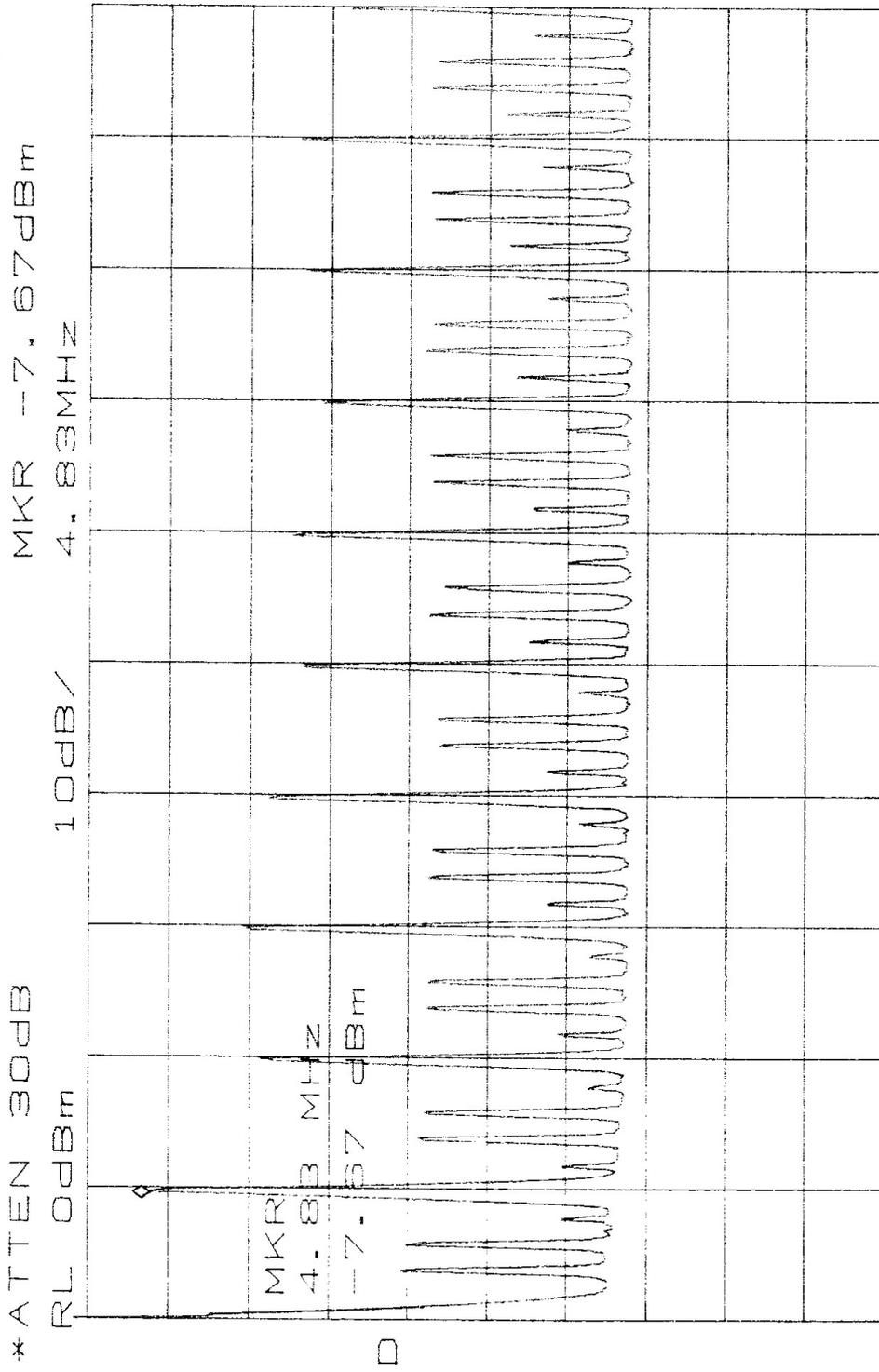
\*ATTEN 0dB  
RL -20.0dBm  
MKR -67.17dBm  
4.83MHz  
10dB/



CENTER 25.00MHz  
\*RBW 100kHz \*VBW 100kHz  
SPAN 50.00MHz  
SWP 20sec

FIG. 4

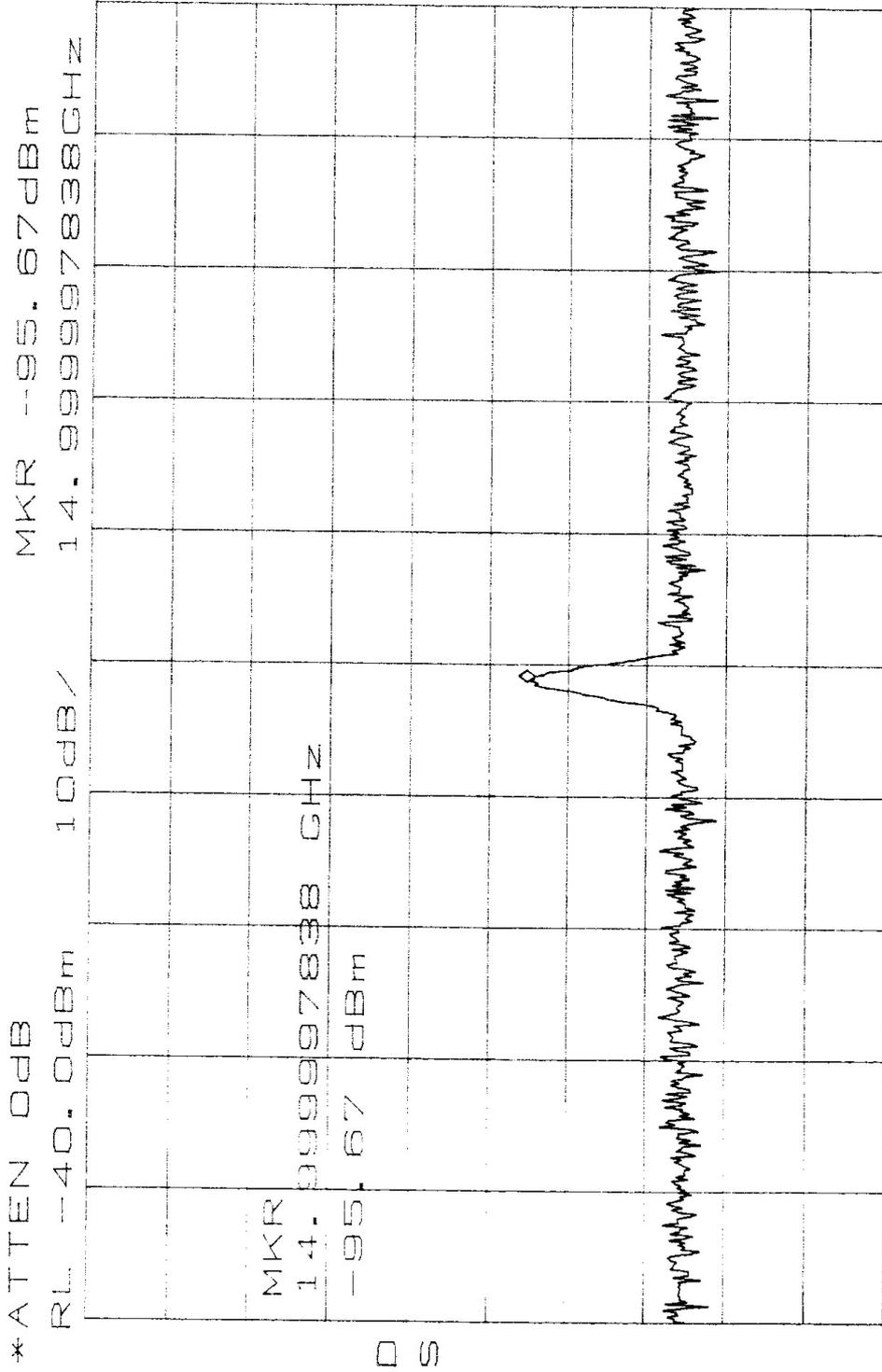
Page 1 of 1  
Date: 10/10/2012



\* RBW 100kHz \* VBW 100Hz SPAN 50.00MHz  
CENTER 25.00MHz SWP 20sec

FIG. 5

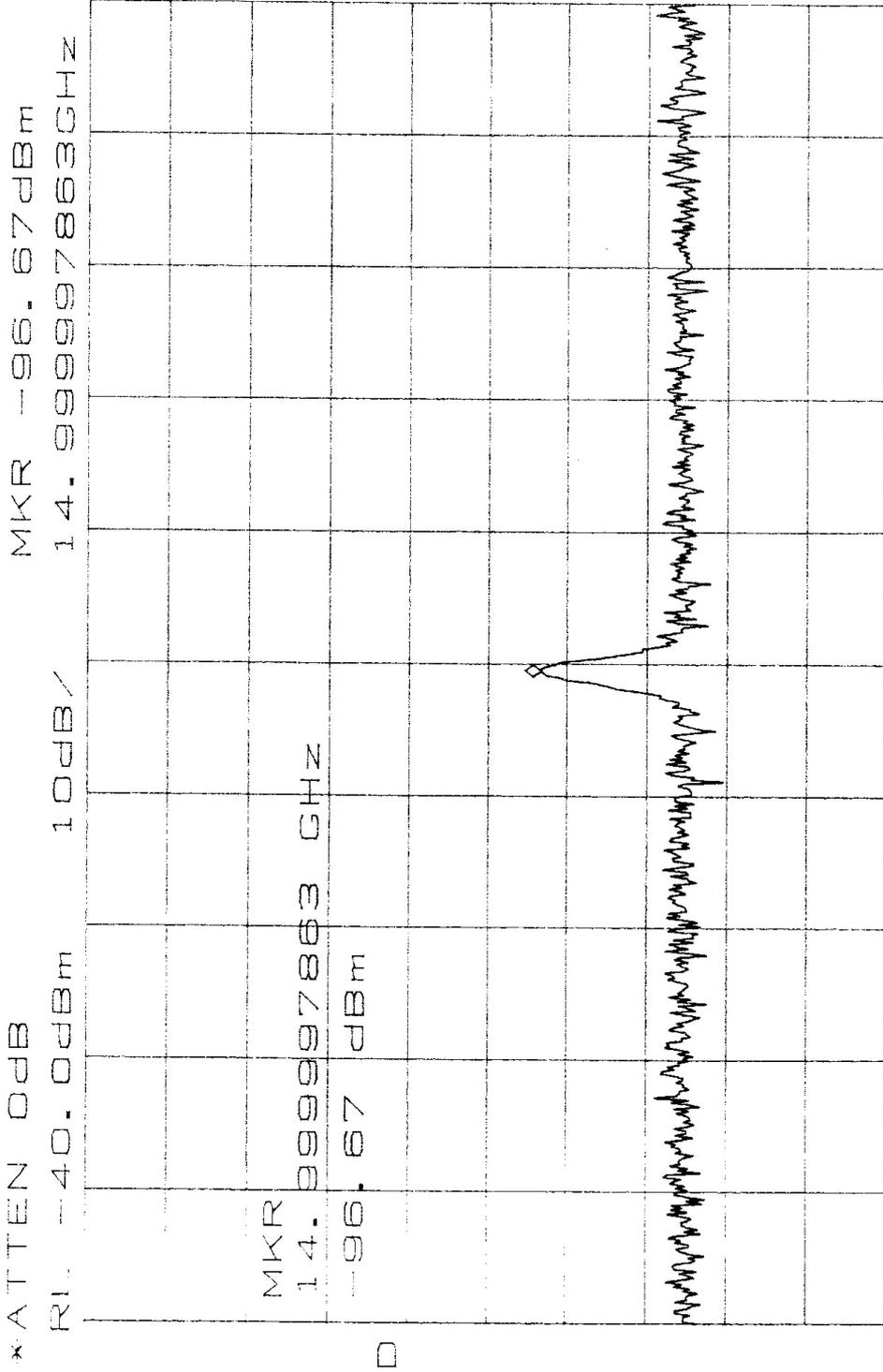
ANTENNA UNIT #4



CENTER 14.999997900GHZ SPAN 7.500KHZ  
\*RBW 100HZ \*VBW 3.0HZ SWP 70sec

FIG.6

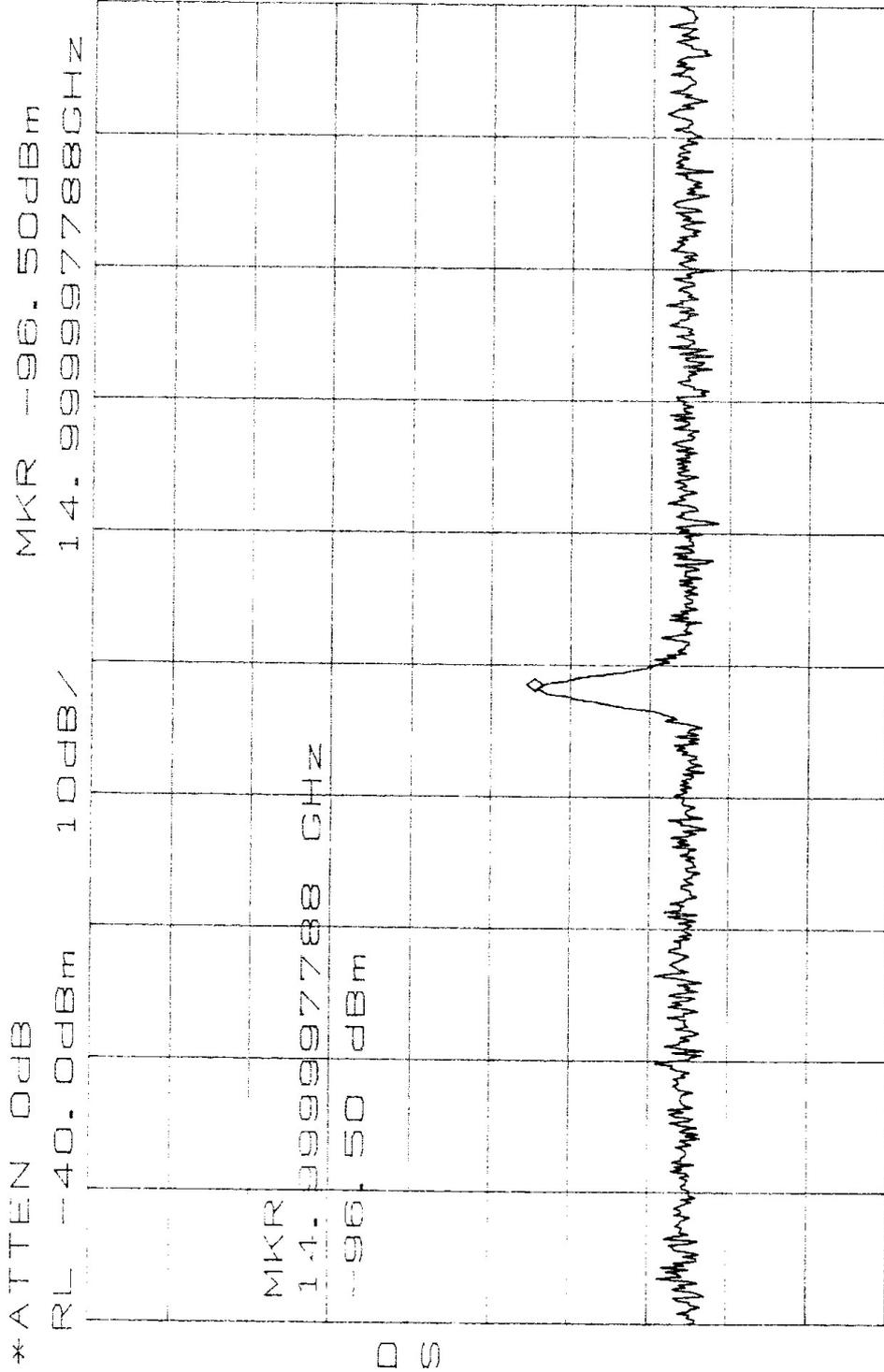
ANTENNA UNIT #3



CENTER 14.999997900GHZ SPAN 7.500kHz  
 \*RBW 100Hz \*VBW 3.0Hz SWP 70sec

FIG. 7

ANTENNA UNIT # 2



CENTER 14.999997900GHZ SPAN 7.500KHZ  
\*RBW 100HZ \*VBW 3.0HZ SWP 70sec

FIG. 8

ANTENNA UNIT #1

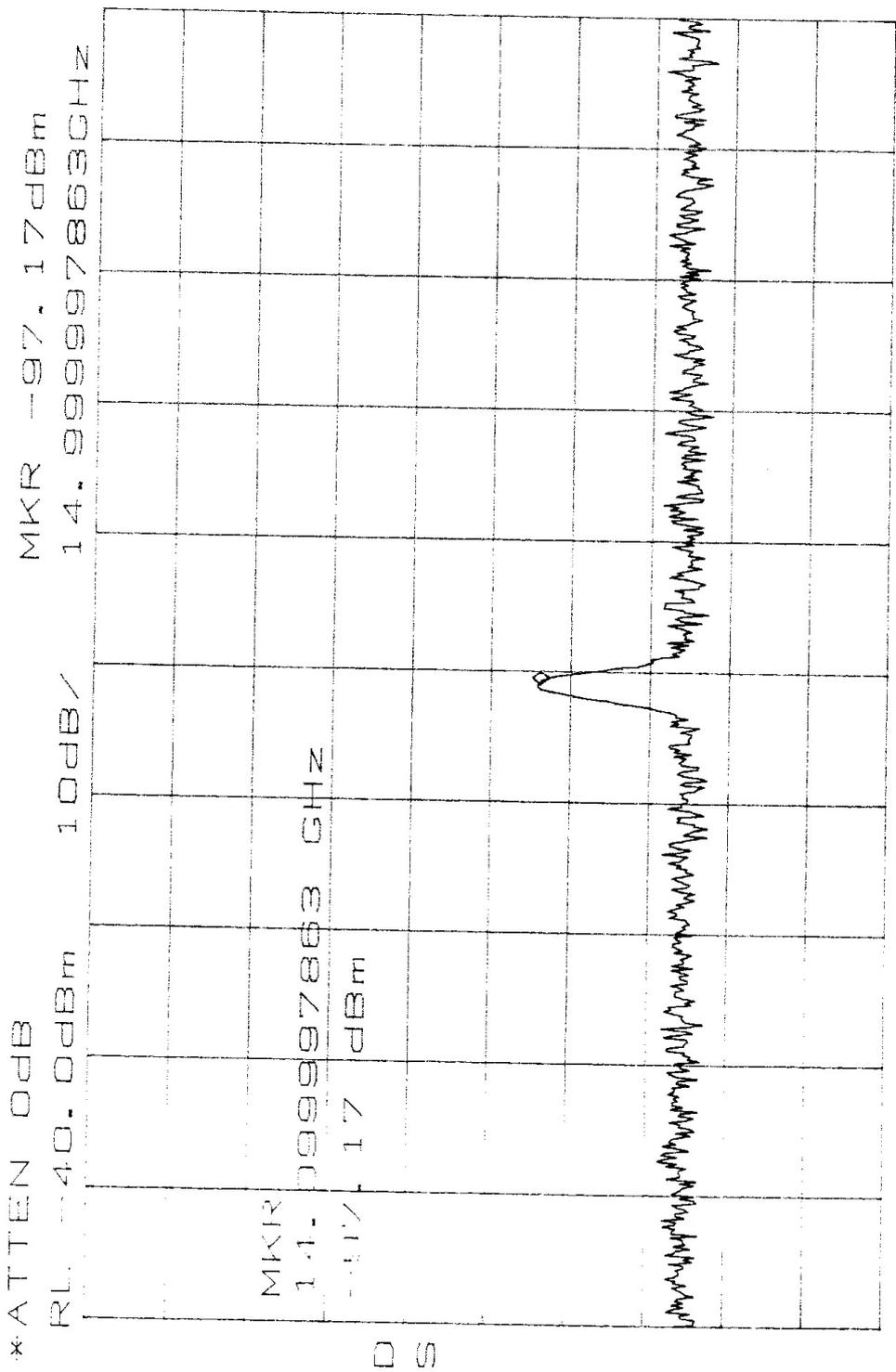
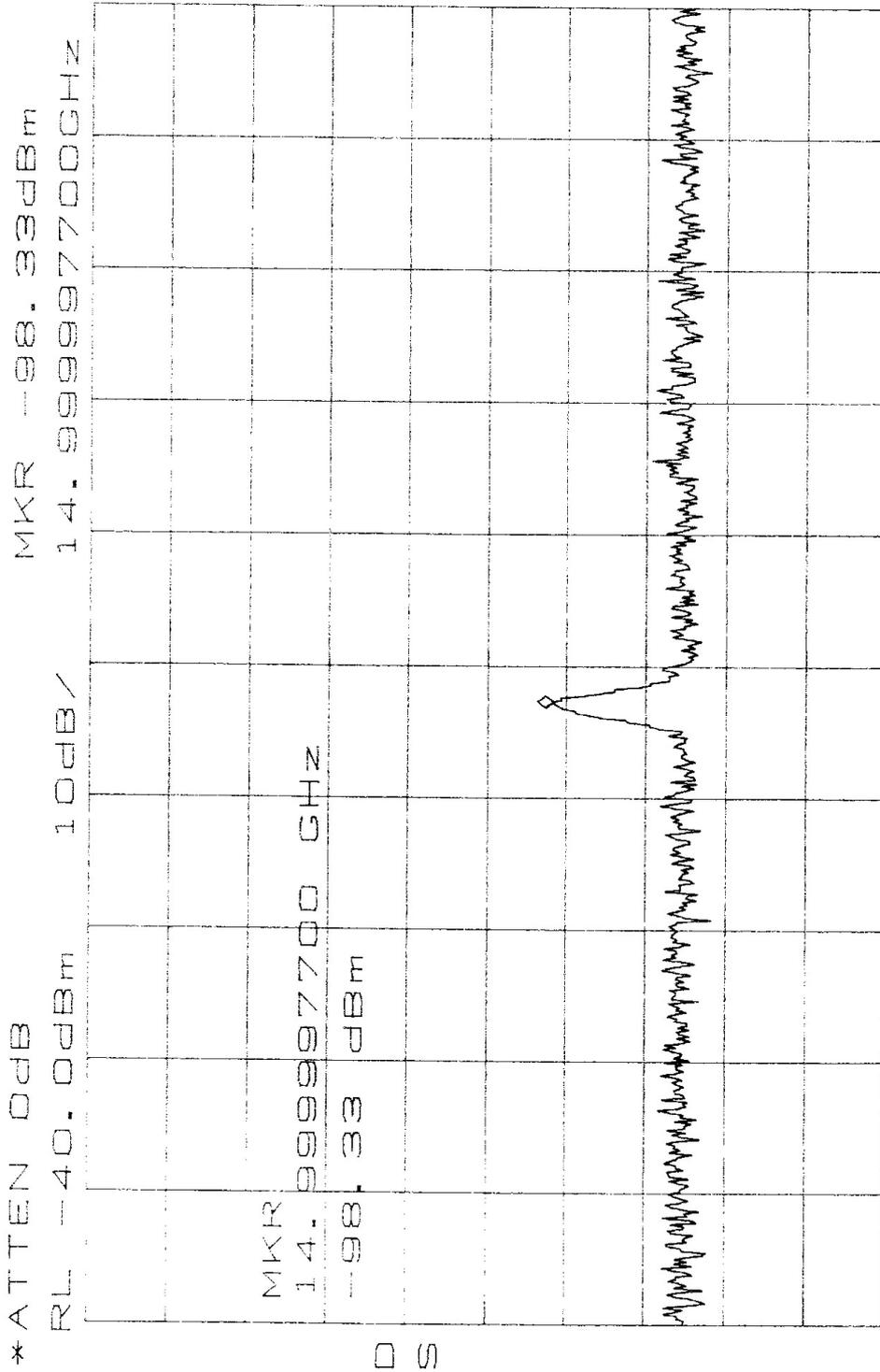


FIG 9

ANTENNA UNIT #  $\phi$



CENTER 14.999997900GHZ SPAN 7.500KHZ  
\*RBW 100HZ \*VBW 3.0HZ SWP 70sec

FIG. 10

TABELLA 1

Frequency (MHz)	Tone Output (dBm)	Attenuation (dB)
24000	-105	28
23000	-104.5	
22000	-104.5	
18000	-100.5	
10700	-94	45
8400	-90	49
5000	-87.5	52
2200	-81	55
1700	-79	58
1400	-77	
610	-70	
5	-40	

Temperature stability < 4ps/degree  
 Stability vs. power supply (+15V) 9ps/Volt  
 Nominal input level @ 5MHz +13dBm

MASSACHUSETTS INSTITUTE OF TECHNOLOGY  
HAYSTACK OBSERVATORY  
WESTFORD, MASSACHUSETTS 01886

11 May 1988

Area Code 617

(Figures Updated 14 September 1988)

692-4765

To: VLBI Group  
From: Alan E.E. Rogers *AEEER*  
Subject: Initial Tests of the New Delay Calibrator "Antenna"  
Unit with Revised Circuit

1] Description

The new "antenna" unit uses a circuit that is very similar to the original version documented in the MKIII manual. The input is demultiplexed into 5 MHz (using a 100 KHz high pass and 25 MHz low pass), 5 KHz (using a bandpass filter) and D.C. control. The 5 MHz is used to drive a diode reflection modulator which produces 180 degree phase modulation at a 5 KHz rate on the signal returned back down the cable while being isolated from the pulse generator by a hybrid power splitter. The tunnel diode produces a positive pulse going into the high state and a negative pulse upon return to the low state. These pulses are gated so that only one positive pulse per microsecond emerges from the microwave switch. A high D.C. level on the input turns off all pulses.

2] Measured Performance

Pulse duration 25 ps (Tektronix tunnel diode spec.)

Pulse rate 1 MHz (1 pulse/microsecond)

Pulse Spectrum -80 dBm at 2.2 GHz  
(power in each rail) -94 dBm at 8.3 GHz  
-95 dBm at 12 GHz  
-106 dBm at 22 GHz

Spectral Flatness 0.1 dB peak to peak over 10 MHz  
0.6 dB peak to peak from 8 to 9 GHz

Level of Pulse reflections -29 dB (VSWR = 1.07:1) at 8.3 GHz  
Calculated from Spectrum

Pulse Delay Variation with Voltage - 5 ps/volt  
with Level -10 ps/dB  
with Warmup 30 ps  
with Temperature 1.5 ps/oC

Strength of Reflected Signal for Cable Measurement	- 65 dBc
Level of 5KHz Sidebands	- 30 dBc at 8 GHz
Nominal 5 MHz Input	+ 13 dBm
Nominal 5 KHz Input	0.4 Volt P-P
Power Requirement	12 volts* at 225 ma (2.70W) or 15 volts at 250 ma (3.75W)

Note: \*Recommended operating voltage (can be derived from +15V switching power supply via I.C. voltage regulator LAMBDA LAS1612)

### 3] Circuit Revision

The original circuit (shown in memo of 12 April 1988) fails to operate for 5 MHz levels below +6 dBm because the risetime of the waveform driving the tunnel diode is too slow to provide the 50 ma needed to snap the diode into the high state. In order to correct this problem I breadboarded several new circuits for the conversion of a 5 MHz sine wave to a 5 MHz square wave. The circuits included several variations of the original circuit using linear amplifiers and clipper diode, a very fast comparator (AD96858D) and various ECL line receivers. The following results were obtained:

Circuit	Approx. Temp. Co.	Noise Figure
Original	5 ps/°C	6 dB
AD9685	6 ps/°C	
MC10115	3 ps/C	
MC10H115	1 ps/°C	10 dB

Two states of MC10H115 followed by a UTO-1005 has the best performance as the sensitivities to voltage and temperature are low and with two stages will continue to drive the tunnel diode to a 5 MHz input of -20 dBm. The 10 dB noise figure produces only about 2 ps additional phase noise with +10 dBm 5 MHz input. The data sheets attached explain the excellent performance of the MECL 10KH circuit.

